



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

**ARREGLO REFLECTIVO MULTIHAZ
CON ELEMENTOS MINIATURIZADOS PARA BANDA KA**

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
CÉSAR YOSUÉ ARANA ORTEGA

TUTOR PRINCIPAL
DR. OLEKSANDR G. MARTYNYUK, FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX., DICIEMBRE DE 2021.



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. Gómez Castellanos Javier, Facultad de Ingeniería
Secretario:	Dr. Ceballos Herrera Daniel Enrique, Instituto de Ingeniería
1 er. Vocal:	Dr. Martynyuk Oleksandr, Facultad de Ingeniería
2 do. Vocal:	Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón, Instituto de Ingeniería
3 er. Vocal:	Dr. Rodríguez Cuevas Jorge, Facultad de Ingeniería

Lugar donde se realizó la tesis: Ciudad Universitaria, UNAM. Ciudad de México.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Oleksandr G. Martynyuk

Resumen

En el presente trabajo se propone y analiza un arreglo reflectivo de una capa que opera en cuatro frecuencias de la banda Ka, basado en elementos resonantes de geometría anular de tipo ranura miniaturizados y cargados con capacitores de placas paralelas que utilizan *benzocyclobutene* (BCB) como material dieléctrico. El arreglo propuesto se diseñó con base en las posibilidades y limitaciones del proceso de fabricación flexible basado en fotolitografía utilizado en el centro UNAMems.

Por otro lado, se analizó el comportamiento del arreglo propuesto con diferentes configuraciones de direcciones de reflexión para cada una de las frecuencias de interés (31.5 [GHz], 34 [GHz], 36.5 [GHz] y 39 [GHz]), registrando pérdidas de conversión simuladas menores a 0.5 [dB] para ángulos de desvío (θ_r) de aproximadamente 60° y pérdidas de conversión simuladas de 2.17 [dB] para un ángulo de desvío de 69° .

De igual manera, el análisis del arreglo propuesto se realizó de manera simulada considerando inicialmente materiales ideales y después materiales que presentaban pérdidas para poder comparar su desempeño de manera ideal y de una manera más cercana a la realidad. Así, al analizar el desempeño del arreglo propuesto considerando sus respectivas pérdidas, se registró una gran degradación de las características, principalmente las frecuencias de resonancia y en las magnitudes simuladas de los coeficientes de transmisión y de reflexión. Por último, para mitigar los efectos de las pérdidas, se analizó el comportamiento del arreglo propuesto conectando una serie de *stubs* y con esto también fue necesario ensayar diferentes configuraciones para asegurar que las características del arreglo mejoraban de la manera deseada y que a su vez no se incrementa la interacción mutua entre los elementos resonantes.

Abstract

In the present work a novel single-layer reflectarray based on miniaturized resonant ring slots with parallel plate capacitors connected operating in four different frequencies of the Ka band. The proposed reflectarray was designed considering the thin-film process based on benzocyclobutene (BCB) resin used in the UNAMems laboratories.

Afterwards, the performance of the proposed reflectarray was analyzed with different combinations of reflection angles for each of the operating frequencies (31.5 [GHz], 34 [GHz], 36.5 [GHz] y 39 [GHz]) with simulated conversion loss less than 0.5 [dB] for reflection angles of almost 60° and of 2.17 [dB] for a reflection angle of 69° .

Then, the analysis of the proposed reflectarray was made in a simulated way, considering ideal materials first and after that considering the lossy version of those materials so that a comparison of the results obtained with ideal materials and the lossy materials could be made. So, when the performance of the proposed reflectarray was made considering the lossy materials it was observed that the magnitude of the transmission and reflection coefficients was deeply degraded. Because of the degradation of the main coefficients of the proposed reflectarray it was considered the connection of stubs with different geometries and configurations in order to get better magnitudes in the coefficients with no increase of the mutual interaction of the adjacent resonant elements.

Agradecimientos

Al Dr. Oleksandr Martynyuk por su guía, por su apoyo para realizar este trabajo y por compartir su conocimiento conmigo.

A mi mamá, mi hermano y familia por toda la paciencia y por todo el apoyo incondicional que siempre me han dado.

A mis amigos porque, cuando he perdido el rumbo, ellos han estado ahí para ayudarme a recobrarlo.

A la Universidad Nacional Autónoma de México y a la Facultad de Ingeniería por ser mi casa estos últimos años y por toda la gente maravillosa que he conocido ahí.

A los proyectos DGAPA-PAPIIT IN119420, IN118620 e IN118719 por los valiosos recursos aportados sin los cuales no habría podido llevarse a cabo este trabajo.

A Conacyt por el apoyo económico durante el tiempo en que se desarrolló este trabajo.

Índice general

Resumen	I
Abstract	II
Agradecimientos	III
Objetivo general.....	XVI
Objetivos específicos.....	XVII
Introducción.....	XVIII
1. Revisión del estado del arte de arreglos reflectivos.....	1
1.1. Introducción.....	1
1.2. Superficies selectivas de frecuencias (SSF).....	3
1.2.1. Geometría de los elementos resonantes de las SSF.....	4
1.2.2. Control de fase en la SSF	6
1.2.3. Distribución de los elementos resonantes en la SSF	8
1.3. Arreglos reflectivos.....	9
1.3.1. Arreglos reflectivos de una capa	10
1.3.2. Arreglos reflectivos multicapa.....	11
1.3.3. Arreglos reflectivos de una banda	12
1.3.3.1. Arreglos reflectivos de una banda y una sola capa	13
1.3.3.2. Arreglos reflectivos de una banda y más de una capa.....	15
1.3.4. Arreglos reflectivos multibanda	17
1.3.4.1. Arreglos reflectivos multibanda y una sola capa	17
1.3.4.2. Arreglos reflectivos de más de una banda y más de una capa	21
1.4. Conclusiones	25
2. Arreglos reflectivos.....	27
2.1. Introducción.....	27
2.2. Principio de operación y control de fase.....	27
2.3. Celda unitaria.....	30
2.4. Celda periódica	30
2.5. Celda unitaria con elementos miniaturizados	33
2.5.1. Principio de miniaturización.....	33
2.6. Celda unitaria multifrecuencia con elementos miniaturizados	37
2.6.1. Circuito equivalente.....	38
2.6.2. Optimización de celda unitaria multifrecuencia con elementos miniaturizados	

2.7.	Conclusiones	50
3.	Arreglos reflectivos multifrecuencia con elementos miniaturizados y escaneo	51
3.1.	Introducción	51
3.2.	Escaneo	51
3.3.	Escaneo en un arreglo reflectivo multifrecuencia.....	55
3.4.	Resultados	57
3.4.1.	Arreglo con desvíos a 0°, 20°, 40° y 60°	60
3.4.2.	Arreglo con desvíos a 0°, 15°, 30° y 45°	65
3.5.	Resultados complementarios	69
3.6.	Conclusiones	73
4.	Análisis de pérdidas.....	75
4.1.	Circuito equivalente	75
4.2.	Pérdidas en el arreglo.....	78
4.2.1.	Pérdidas debidas al cobre	78
4.2.2.	Pérdidas debidas al Roger RT5880	82
4.2.3.	Pérdidas debidas al BCB	84
4.2.3.1.	Diseño de comprobación experimental de parámetros	85
4.2.3.2.	Simulaciones del arreglo con BCB con pérdidas	91
4.2.4.	Pérdidas totales	94
4.3.	Disminución de pérdidas debidas al cobre	97
4.3.1.	Conexión de <i>stubs</i> radiales a cada 22.5°	97
4.3.2.	Conexión de <i>stubs</i> radiales a cada 22.5° y <i>stubs</i> perpendiculares a éstos	103
4.3.3.	Conexión de <i>stubs</i> radiales a cada 11.25° y <i>stubs</i> perpendiculares a éstos ..	105
4.3.4.	Conexión de <i>stubs</i> semicirculares y <i>stubs</i> radiales a cada 11.25°	109
4.3.5.	Sintonización a través de conexión de un par de <i>stubs</i> semicirculares y <i>stubs</i> radiales a cada 22.5° sin capacitores de carga.....	115
4.3.6.	Sintonización a través de conexión de dos pares de <i>stubs</i> semicirculares y <i>stubs</i> radiales a cada 22.5° sin capacitores de carga.....	119
4.4.	Conclusiones	123
5.	Conclusiones Generales.....	127
6.	Referencias	134

Índice de figuras

Figura 1.1. Esquema general de una antena con arreglo reflectivo.....	1
Figura 1.2. Esquema simple de la corrección de fase de los rayos de la onda incidente a través del elemento reflector.	2
Figura 1.3. SSF con elementos a) de tipo parche y b) de tipo ranura. Coeficiente de transmisión de la SSF con elementos c) de tipo parche y d) de tipo ranura.	3
Figura 1.4. Vista de la celda unitaria utilizada en el arreglo reflectivo de [3] (izquierda) y vista de la celda unitaria del arreglo reflectivo de [5] (derecha).	4
Figura 1.5. Parche de geometría de lazo cuadrado del arreglo reflectivo mostrado en [6] (izquierda) y parche con geometría en espiral mostrado en el arreglo reflectivo mostrado de [8] (derecha).	5
Figura 1.6. Parche de dipolos en forma de cruz mostrado en [12] (izquierda) y elemento resonante con geometría de anillo mostrado en [15] (derecha).	5
Figura 1.7. a) Elementos tipo parche, cruz y anillo de tamaño variable y b) elementos de tipo parche con líneas de retardo de fase de longitud variable.	7
Figura 1.8. Parche rectangular con línea de retardo de fase paralela al eje x (izquierda) y elemento girado γ° en sentido antihorario.	7
Figura 1.9. Malla cuadrada a), malla rectangular b) y malla triangular c).	9
Figura 1.10. Vista de las diferentes capas que conforman el arreglo en [23].	10
Figura 1.11. Configuración del arreglo de [24] en la que los elementos que operan en la banda X se encuentran en la capa superior y los elementos que operan en la banda Ka en la capa inferior (izquierda) y configuración inversa con los elementos que operan en la banda Ka se encuentran en la capa superior del arreglo y los elementos que operan en la banda X en la capa inferior (derecha).	11
Figura 1.12. Vista superior de la celda unitaria del arreglo mostrado en [25] (izquierda) y vista en perspectiva de la celda unitaria del arreglo en donde se aprecian las capas que lo componen, así como el diodo varactor que se encuentra conectado a una de las capas (derecha).	12
Figura 1.13. Vista superior y lateral de la celda unitaria del arreglo de [26] (izquierda). a) Ejemplo de cambio de longitud de los elementos resonantes y b) ejemplo de cambio en la orientación angular de los elementos resonantes del arreglo.	13

Figura 1.14. Geometría de los elementos resonantes que componen el arreglo de [27] (izquierda). Vista lateral de la celda unitaria donde se observa el espesor de los elementos resonantes, el material dieléctrico y la pantalla metálica (derecha).	14
Figura 1.15. a) Ejemplo del escaneo mecánico realizado y mediciones de escaneo realizadas a b) 17 [GHz], c) 19 [GHz] y d) 21 [GHz].	14
Figura 1.16. Vista superior y lateral de la celda unitaria del arreglo mostrado en [28].	15
Figura 1.17. Patrón de radiación (izquierda) y ganancia respecto a la frecuencia (derecha) del arreglo presentado en [28].	15
Figura 1.18. Patrón de radiación del arreglo mostrado en [25] (izquierda) y patrones de radiación normalizados para diferentes valores de capacitancia de los varactores para lograr 0°, 20° y 40° (derecha).	16
Figura 1.19. a) Vista superior de la celda unitaria donde se muestran las estructuras resonantes exterior e interior y b) vista lateral de la celda unitaria del arreglo de [29].	18
Figura 1.20. Dimensiones de los elementos resonantes de [29].	18
Figura 1.21. Patrón de radiación normalizado en el plano de azimuth a 10 [GHz] (izquierda) y a 22 [GHz] (derecha) mostrados en [29].	19
Figura 1.22. Ganancia medida, simulada y eficiencia de radiación del arreglo en banda X (izquierda) y banda K (derecha) mostradas en [29].	19
Figura 1.23. a) Celda unitaria del arreglo mostrado en [30] y b) arreglo compuesto por 3x3 celdas unitarias de [30].	20
Figura 1.24. Rangos de variación de los parámetros geométricos usados para controlar la fase de las ondas electromagnéticas a las tres frecuencias de interés de [30].	20
Figura 1.25. Patrón de radiación simulado del arreglo mostrado en [30] (izquierda) y patrón de radiación medido (derecha) ambos en las direcciones deseadas.	21
Figura 1.26. Geometría de los elementos resonantes diseñados para la banda C (izquierda) y para la banda Ka (derecha) en [31].	22
Figura 1.27. Vista esquemática del arreglo reflectivo presentado en [31].	22
Figura 1.28. Patrón de radiación medido del arreglo en banda Ka con una sola capa y con el arreglo de dos capas de [31].	23
Figura 1.29. Vista de la capa superior de la celda unitaria de [32] (izquierda) y de la capa inferior (derecha) con elementos que operan en ambas bandas.	24

Figura 1.30. Patrón de radiación medido a 16 [GHz] (izquierda) y a 35 [GHz] (derecha) del arreglo de [32].	24
Figura 1.31. Ganancia del arreglo vs frecuencia en la banda Ku (izquierda) y en la banda Ka (derecha) del arreglo de [32].	25
Figura 2.1. a) Elemento resonante con cargas reactivas conectadas y giradas γ° . b) Arreglo reflectivo basado en elementos resonantes de tipo ranura en forma de anillo con cargas reactivas conectadas.	28
Figura 2.2. Circuito eléctrico equivalente para la componente a) perpendicular y b) paralela a las cargas reactivas del elemento resonante.....	29
Figura 2.3. Ejemplo de una celda unitaria con elemento resonante de geometría anular y con cargas conectadas.	30
Figura 2.4. Representación de un fragmento de un arreglo infinito compuesto por la misma celda unitaria repetida en las direcciones del eje X y $\eta=Y$	31
Figura 2.5. Ejemplo de propagación de los modos Floquet en un arreglo infinito.	32
Figura 2.6. Vista en dos dimensiones de un elemento resonante de tipo anillo (izquierda) y su circuito equivalente (derecha).	34
Figura 2.7. Anillo resonante cargado (izquierda) y su circuito equivalente (derecha).....	34
Figura 2.8. Celda unitaria cuadrada con elemento resonante de geometría anular (izquierda) y celda unitaria con elemento resonante de geometría anular con radio medio reducido (derecha).	35
Figura 2.9. Magnitud del coeficiente S_{11} para los valores de radio medio simulados.....	35
Figura 2.10. Vista de la celda con capacitores conectados.....	36
Figura 2.11. Magnitud del coeficiente S_{11} para los valores de capacitancia simulados.	37
Figura 2.12. Vista de la celda unitaria en el entorno de trabajo de CST Microwave Studio del arreglo propuesto en [21].	38
Figura 2.13. Circuito equivalente de celda unitaria con solamente un elemento resonante en el arreglo reflectivo.....	39
Figura 2.14. Circuito equivalente de la celda unitaria con cuatro elementos resonantes en diferentes frecuencias que compone al arreglo reflectivo.	39
Figura 2.15. Circuito equivalente de la celda que compone al arreglo propuesto simulados en AWR en configuración a) serie y b) paralelo.	40

Figura 2.16. Magnitud del coeficiente de reflexión y del coeficiente de transmisión del circuito resonante con configuración a) serie y b) paralelo mostrados en la figura 2.15.	40
Figura 2.17. Vista de la celda unitaria de geometría cuadrada con anillos ranurados miniaturizados.	41
Figura 2.18. Ejemplo de mallado con la distribución de elementos resonantes en la celda mostrada.	42
Figura 2.19. Vista superior de los capacitores diseñados.	43
Figura 2.20. Vista de la celda con los capacitores diseñados conectados a los elementos resonantes.	44
Figura 2.21. Magnitud del coeficiente de reflexión y de transmisión de la estructura con los capacitores diseñados.	45
Figura 2.22. Vista de la celda unitaria con los capacitores de carga correspondientes a la frecuencia de 39 [GHz] rotados 90°.	45
Figura 2.23. Fase de la onda controlada reflejada por el arreglo de celda mostrada en la figura 2.18 con diferentes orientaciones angulares de los capacitores correspondientes a la frecuencia de 39 [GHz].....	46
Figura 2.24. Distribución de los elementos resonantes formando una malla triangular equilátera.	48
Figura 2.25. Celda unitaria de geometría de paralelogramo con los capacitores de placas paralelas diseñados.	48
Figura 2.26. Magnitud del coeficiente de reflexión y de transmisión correspondientes a la celda de la figura 2.25.....	49
Figura 3.1. Ejemplo de una celda grande formada por $N_x=4$ celdas pequeñas sobre el eje X y por $N_\eta=N_y=2$ celdas pequeñas sobre el eje $\eta=Y$	53
Figura 3.2. Periodicidad de los elementos resonantes correspondientes a cada una de las frecuencias representando una pendiente de fase de 180° en cada una de las frecuencias. .	56
Figura 3.3. Ejemplo de la conformación de una celda grande multifrecuencia.	57
Figura 3.4. Fase de las componentes de la onda electromagnética y la diferencia de fase entre éstas observadas en la simulación de Matlab.	59
Figura 3.5. Magnitud de la onda controlada y de la onda no controlada obtenidas con el modelo realizado con a) Matlab y con b) CST.	60

Figura 3.6. Coeficiente de conversión y ángulo de desvío simulado en a) 31.5 [GHz], b) 34 [GHz], c) 36.5 [GHz] y d) 39 [GHz] para los ángulos definidos de 0°, 20°, 40° y 60° respectivamente	62
Figura 3.7. Nivel de polarización cruzada simulado correspondiente a los modos Floquet que se propagan en la frecuencia de a) 31.5 [GHz], b) 34 [GHz], c) 36.5 [GHz] y d) 39 [GHz] para la configuración de 0°, 20°, 40° y 60° respectivamente.	63
Figura 3.8. Coeficiente de conversión y ángulo de desvío simulado en a) 31.5 [GHz], b) 34 [GHz], c) 36.5 [GHz] y d) 39 [GHz] para los ángulos definidos de 0°, 15°, 30° y 45° respectivamente.	66
Figura 3.9. Nivel de polarización cruzada simulado correspondiente a los modos Floquet que se propagan en la frecuencia de a) 31.5 [GHz], b) 34 [GHz], c) 36.5 [GHz] y d) 39 [GHz] para la configuración de 0°, 15°, 30° y 45° respectivamente.	67
Figura 3.10. Dependencia del coeficiente de conversión y del nivel de polarización cruzada presentados por el arreglo del ángulo de desvío.....	71
Figura 3.11. Coeficiente de conversión y ángulo de desvío respecto a la frecuencia para un ángulo mayor a 60° con la tolerancia manejada.	73
Figura 4.1. a) Circuito equivalente ideal y b) circuito equivalente con pérdidas del elemento resonante cargado de la SSF.....	75
Figura 4.2. Circuito equivalente del modelo con pérdidas representadas como una resistencia en paralelo con el circuito resonante.	76
Figura 4.3. Pérdidas de transmisión vs coeficiente de transmisión para diferentes valores de r_s mostrados en [34].	77
Figura 4.4. Vista de la celda unitaria del arreglo con a) cobre en la cara metalizada del material Rogers RT5880, b) cobre solamente en las placas de los capacitores y c) cobre en la cara metalizada y en las placas de los capacitores.....	79
Figura 4.5. Magnitud del coeficiente S_{11} y S_{21} simulados con cobre con pérdidas en a) la cara metalizada del material Rogers RT5880, b) las placas de los capacitores y c) en ambos....	79
Figura 4.6. Vista frontal (izquierda) y trasera (derecha) de la celda unitaria simulada con material Rogers RT5880 con pérdidas.	82
Figura 4.7. Magnitudes del S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión resultantes de la simulación con material Rogers RT5880 con pérdidas.....	83

Figura 4.8. Celda unitaria diseñada para el experimento propuesto.....	85
Figura 4.9. Vista de los capacitores utilizados en el diseño del experimento.	86
Figura 4.10. Vista de los capacitores simétricos utilizados en el diseño del experimento...	87
Figura 4.11. Vista frontal del arreglo diseñado para el experimento compuesto por ocho elementos resonantes.	88
Figura 4.12. Vista del arreglo propuesto para el experimento en una guía de onda de aire que se encuentran en un medio de conductor perfecto.....	88
Figura 4.13. Coeficiente de reflexión y de transmisión simulados para el arreglo del experimento en régimen de transmisión a) sin pérdidas y b) con pérdidas.....	89
Figura 4.14. Vista del arreglo en la guía de onda diseñado para el experimento con la pantalla metálica.....	90
Figura 4.15. Coeficiente de reflexión y de transmisión del arreglo del experimento con materiales con pérdidas y con la pantalla metálica.....	90
Figura 4.16. Celda unitaria simulada con material BCB con pérdidas.....	91
Figura 4.17. Magnitud de los S_{11} y S_{21} simulados en régimen de transmisión con material BCB con pérdidas.....	92
Figura 4.18. Magnitud de los S_{11} y S_{21} del arreglo en régimen de transmisión simulados con todas las pérdidas presentes.....	94
Figura 4.19. Comparación de la magnitud del coeficiente S_{21} en régimen de transmisión simuladas con pérdidas debidas al cobre, material Rogers, BCB y todas juntas.	96
Figura 4.20. Vista de un elemento resonante con stubs rectangulares conectados de manera radial.	98
Figura 4.21. Vista de la celda unitaria multifrecuencia con stubs radiales conectados a los elementos resonantes.	98
Figura 4.22. Distribución de las corrientes en un elemento resonante a) sin stubs y b) con stubs.....	99
Figura 4.23. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en el caso con pérdidas debidas al cobre a) con stubs y b) con stubs y capacitores ajustados.....	100
Figura 4.24. a) Vista de la celda unitaria con stubs radiales de mayor longitud conectados a los elementos resonantes y b) vista de las corrientes presentes en los elementos resonantes del arreglo con $l_{\text{stub}}=0.3$ [mm].	101

Figura 4.25. Magnitud del coeficiente S_{21} registrada con diferentes longitudes de los stubs radiales conectados a los elementos resonantes.	102
Figura 4.26. Vista de la celda unitaria con stubs radiales y stubs ortogonales conectados a los elementos resonantes y b) distribución de las corrientes en los elementos resonantes adyacentes.....	103
Figura 4.27. Magnitud del S_{21} registrada con diferentes longitudes de los stubs radiales y stubs perpendiculares a éstos conectados a los elementos resonantes.....	104
Figura 4.28. Elemento resonante con stubs radiales de a) 0.2 [mm], b) 0.3 [mm], con stubs radiales y perpendiculares a éstos de c) 0.2 [mm] y 0.2 [mm] respectivamente y d) 0.3 [mm] y 0.2 [mm] respectivamente.	106
Figura 4.29. Magnitud del S_{21} registrada del arreglo con a) stubs radiales y b) stubs radiales y perpendiculares a éstos.	106
Figura 4.30. Vista donde se muestra la distancia de separación entre los bordes de los stubs en la estructura donde hay stubs radiales conectados a cada 11.25° con stubs perpendiculares.	108
Figura 4.31. Celda unitaria con stubs semicirculares y stubs radiales.	109
Figura 4.32. Magnitud del S_{21} en régimen de transmisión para la celda con solamente stubs semicirculares y con stubs radiales.....	110
Figura 4.33. Vista de un elemento resonante con a) stubs semicirculares y radiales conectados y b) stubs semicirculares, radiales y perpendiculares a éstos conectados.	112
Figura 4.34. Magnitud del S_{21} en régimen de transmisión de la estructura con a) stubs semicirculares y stubs radiales conectados y b) con stubs semicirculares, stubs radiales y stubs perpendiculares a los radiales conectados.	112
Figura 4.35. Magnitud del S_{21} realizando un ajuste en las dimensiones de los capacitores correspondientes a la frecuencia de resonancia más alta.....	115
Figura 4.36. Vista de la celda compuesta por el elemento resonante, stubs semicirculares y stubs radiales sin capacitores de carga.	116
Figura 4.37. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión de la celda sintonizada a la frecuencia de 39 [GHz].....	117

Figura 4.38. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión para la configuración con un stub semicircular y stubs radiales sin capacitores de carga operando en las cuatro frecuencias.....	118
Figura 4.39. Vista de la celda compuesta por el elemento resonante, dos pares de stubs semicirculares y stubs radiales sin capacitores de carga.	119
Figura 4.40. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión de la celda sintonizada a la frecuencia de 39 [GHz] para la celda con dos pares de stubs semicirculares conectados a los elementos resonantes.	120
Figura 4.41. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión para la configuración con dos niveles de stubs semicirculares y stubs radiales sin capacitores de carga.....	121

Índice de tablas

Tabla 1.1. Expresiones de las distancias máximas entre los elementos resonantes de una SSF dependiendo del tipo de malla mostrada en [21].	8
Tabla 2.1. Dimensiones de la celda unitaria y de los elementos resonantes de geometría anular.	42
Tabla 2.2. Dimensiones de los capacitores diseñados.	43
Tabla 2.3. Fases registradas correspondientes a las diferentes orientaciones angulares en las frecuencias de interés.	46
Tabla 2.4. Dimensiones de los capacitores diseñados después del reajuste debido al cambio de geometría en la celda.	49
Tabla 3.1. Tabla de direcciones de reflexión de los haces correspondientes a cada frecuencia de interés definidos a cada 20°, así como las características necesarias para lograrlos.	61
Tabla 3.2. Tabla donde se muestran los valores de interés para poder evaluar las posibilidades de escaneo del arreglo propuesto (coeficiente de conversión, nivel de polarización cruzada y ángulo de desvío real) para la configuración con ángulos de desvío de 0°, 20°, 40° y 60°.	64
Tabla 3.3. Tabla de direcciones de reflexión de los haces correspondientes a cada frecuencia de interés definidos a cada 15°, así como las características necesarias para lograrlos.	65
Tabla 3.4. Valores relevantes del desempeño del arreglo ángulos de desvío de 0°, 15°, 30° y 45°.	68
Tabla 3.5. Tabla de resultados para diferentes ángulos de desvío definidos.	70
Tabla 4.1. Magnitudes máximas del coeficiente S_{21} registradas en las simulaciones del arreglo con pérdidas en el cobre en la cara metalizada del material Rogers y las placas de los capacitores utilizados.	80
Tabla 4.2. Magnitudes del S_{21} registradas en las frecuencias de interés para los casos de las pérdidas por cobre en la cara metalizada del material Rogers y por las placas de los capacitores utilizados.	80
Tabla 4.3. Magnitudes máximas del S_{21} registradas y magnitudes registradas en las frecuencias de interés en la simulación con todas las pérdidas por cobre incluidas.	81
Tabla 4.4. Magnitudes máximas del S_{21} registradas y sus respectivas frecuencias en la simulación con el material Rogers RT5880 con pérdidas.	83
Tabla 4.5. Longitudes de los capacitores diseñados para el experimento.	86

Tabla 4.6. Dimensiones de los capacitores simétricos diseñados para el experimento.....	87
Tabla 4.7. Magnitudes del S_{21} máximas registradas y magnitudes registradas en las frecuencias de interés para la simulación del BCB con pérdidas.	93
Tabla 4.8. Magnitudes del S_{21} máximas registradas y magnitudes registradas en las frecuencias de interés para el caso de la simulación en la que se encuentran todas las pérdidas presentes.	95
Tabla 4.9. Comparación de las magnitudes máximas del S_{21} registradas en el caso donde existen pérdidas debidas al cobre, al mismo caso con stubs conectados y después de un ajuste de los capacitores.....	100
Tabla 4.10. Magnitudes máximas del coeficiente S_{21} registradas con diferentes longitudes de los stubs radiales en diferentes frecuencias.	102
Tabla 4.11. Magnitudes máximas del S_{21} registradas con diferentes longitudes de los stubs radiales junto con stubs perpendiculares a estos en diferentes frecuencias.....	104
Tabla 4.12. Magnitudes del S_{21} registradas en sus respectivas frecuencias de resonancia con solamente stubs radiales y con stubs perpendiculares conectados a éstos.	107
Tabla 4.13. Magnitudes del S_{21} en régimen de transmisión en sus respectivas frecuencias de resonancia con stubs semicirculares y con stubs radiales.....	110
Tabla 4.14. Magnitudes máximas registradas del S_{21} con las configuraciones mostradas con stubs semicirculares, stubs radiales a cada 22.5° y stubs perpendiculares a los radiales, así como sus respectivas frecuencias.	113
Tabla 4.15. Magnitudes máximas del coeficiente S_{21} en régimen de transmisión para la celda de la figura 4.38.	118
Tabla 4.16. Magnitudes máximas del S_{21} registradas en las frecuencias de interés para la configuración de elementos resonantes con dos pares de stubs semicirculares y stubs radiales, sin capacitores de carga.	122
Tabla 5.1. Magnitudes del coeficiente de transmisión máximas registradas en las simulaciones realizadas con materiales con pérdidas.	130

Objetivo general

Propuesta, análisis, simulación y optimización de un arreglo reflectivo multibanda de una sola capa que es alimentado por una onda incidente de polarización circular y que está basado en elementos resonantes miniaturizados que operen en frecuencias cercanas de la banda Ka y que presenten una interacción mutua reducida para poder mejorar el desempeño de los sistemas de telecomunicaciones modernos.

Así mismo, se analizarán las posibilidades de escaneo en cada una de las frecuencias de operación del arreglo para, con esto, poder asegurar direcciones de reflexión distintas para cada una de esas frecuencias, así como niveles de pérdidas de conversión y de polarización cruzada bajos para ángulos de reflexión grandes.

Objetivos específicos

- Investigar y aplicar los métodos de miniaturización de los elementos resonantes de los arreglos reflectivos mediante la conexión de cargas reactivas con el propósito de reducir la interacción electromagnética mutua de estos elementos resonantes.
- Proponer y diseñar la geometría de un arreglo reflectivo multibanda considerando un proceso de fabricación real como el utilizado en el centro UNAMems con el que sea posible la integración de elementos resonantes miniaturizados que operan en frecuencias diferentes en el área que inicialmente sería utilizada por un elemento resonante de dimensiones normales respetando las condiciones de interacción mutua establecidas.
- Utilizar herramientas de software comercial y algoritmos propios que permitan la simulación del arreglo reflectivo multibanda diseñado para poder observar sus características y su desempeño de manera simulada considerando condiciones ideales y con pérdidas debidas a los materiales utilizados, así como la optimización de las características del arreglo en ambos casos.
- Investigar las posibilidades de escaneo del arreglo en cada una de las frecuencias de operación para verificar que sea posible la reflexión de la onda incidente en diferentes direcciones para cada una de las frecuencias de operación.

Introducción

El incremento en el tráfico de información que ha tenido lugar en las últimas décadas ha obligado a que los sistemas sean cada vez más sofisticados y que tengan una capacidad cada vez mayor, pero ya se ha llegado a un punto en el que este crecimiento ya ha superado la capacidad de las redes actuales.

Es por ello que hoy en día se están desarrollando sistemas o redes que puedan dar solución a estas necesidades cada vez más crecientes. Estas redes se encuentran soportadas fuertemente por los sistemas ópticos, pero no por eso deja de ser importante la parte inalámbrica, ya que esta es la más ampliamente utilizada actualmente en las redes de área local y de telefonía móvil por las posibilidades de movilidad que ofrece, entre otras ventajas, y es por esto que también se requiere que los dispositivos sean cada vez más sofisticados.

Primero, para que los dispositivos puedan aumentar su capacidad se hace necesario el aumentar la frecuencia a la que operan para, así, poder también incrementar los anchos de banda que se puedan utilizar y puedan ser posibles algunas de las aplicaciones futuras que se consideran. Luego, también bajo ciertas circunstancias se requiere de condiciones especiales de apuntamiento simultáneo y se vuelve necesario que los dispositivos y equipos puedan cumplir con estas necesidades.

Ahora, es por todo esto que surgen los arreglos multibanda que exhiben capacidades de escaneo, ya que éstos tienen la capacidad de operar con más de una frecuencia y tienen la capacidad de cambiar la dirección de su lóbulo principal dependiendo de la frecuencia con la que se esté trabajando y, a su vez, pueden permitir un amplio sector de escaneo, ya que con ellos es posible realizar un escaneo electrónico, aunque esto último requiere de más *hardware*.

Entonces, es evidente que los esfuerzos realizados en el trabajo de desarrollo de arreglos de este tipo valen la pena, pues con ellos ya se han logrado resultados interesantes, pero aún tienen cuestiones que es necesario resolver en materia de interacción electromagnética de sus elementos principalmente y de optimización de algunos de sus parámetros relevantes.

1. REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE DE ARREGLOS REFLECTIVOS

1.1. Introducción

Una antena de arreglo reflectivo está compuesta por un elemento alimentador o radiador (antena) y una serie de elementos reflectantes ordenados en una superficie y ajustados de manera que la onda reflejada por los elementos individuales se combine para producir un haz reflejado en cierta dirección [1]. Éstas presentan en general ventajas frente a otros tipos de antenas como mayor ganancia, la posibilidad de áreas efectivas considerablemente grandes si es necesario, capacidad de reconfiguración y escaneo para aplicaciones punto a multipunto, entre otras.

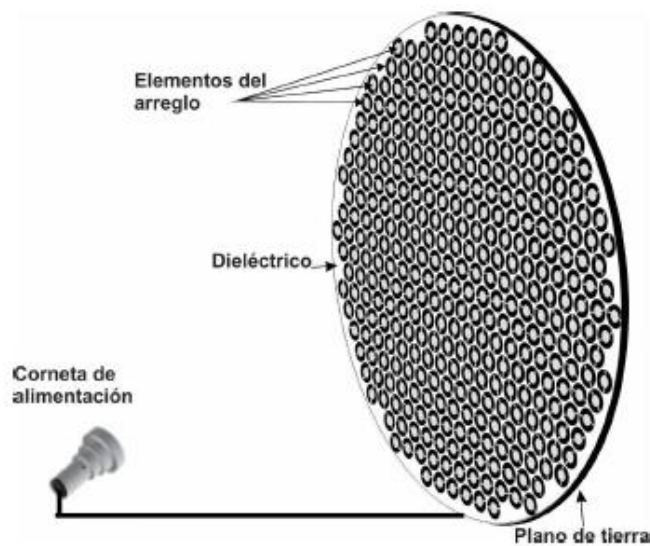


Figura 1.1. Esquema general de una antena con arreglo reflectivo.

Este tipo de antenas o arreglos se caracterizan por tener el elemento reflector plano que facilita los procesos de fabricación pues hace posible la utilización de procesos de fabricación planar y que, además, reduce el peso del arreglo, su volumen, así como los costos de fabricación. Además, este tipo de arreglos permiten la integración de elementos activos, lo que brinda una mayor versatilidad del desempeño de este tipo de arreglos.

De igual modo, los arreglos reflectivos cumplen la función de transformar el frente de onda esférico radiado por el elemento alimentador en un frente de onda plano en la dirección en que se refleja la onda de manera similar a las antenas que utilizan reflectores parabólicos

aprovechando las cualidades geométricas del arreglo, pero en este caso se aprovecha la versatilidad de los elementos que componen al elemento reflector del arreglo.

En otras palabras, se puede decir que los elementos individuales que componen al elemento reflector están diseñados de tal manera que puedan agregar pendientes de fase para la onda electromagnética y para compensar las fases asociadas a los diferentes trayectos que recorre la onda electromagnética desde el elemento alimentador hasta la superficie del elemento reflector y que con ello se genere un frente de onda plano de la onda reflejada en una cierta dirección.

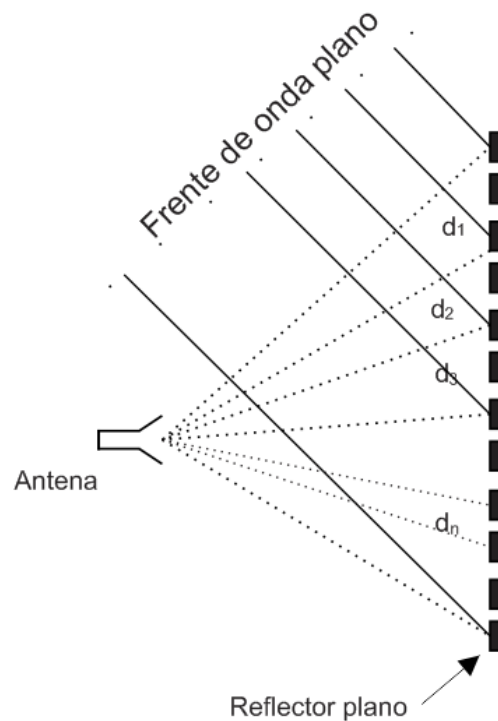


Figura 1.2. Esquema simple de la corrección de fase de los rayos de la onda incidente a través del elemento reflector.

Por otro lado, la capacidad de los arreglos reflectivos de introducir una fase deseada en la onda electromagnética a través de las diferentes fases introducidas por cada uno de los elementos que los componen para poder generar el frente de onda reflejado en una dirección deseada hace posible que esa dirección pueda ser controlada o fijada. Esto se puede lograr en la medida que la fase introducida pueda ser controlada a través de la capacidad de reconfiguración de los elementos resonantes que lo componen y esto convierte a los arreglos reflectivos en excelentes candidatos para aplicaciones que requieren de amplios sectores de escaneo como radares, sensado remoto, entre otras.

1.2. Superficies selectivas de frecuencias (SSF)

Una SSF es un arreglo plano bidimensional compuesto por elementos resonadores idénticos dispuestos en el arreglo en los nodos de una malla de cierta geometría y con cierta separación [2]. Ahora bien, estas superficies son generalmente de metales como material principal, pero también está demostrado que también es posible que se utilicen materiales dieléctricos.

Por otro lado, gran parte de las características de las SSF se deben a las características de los elementos que las componen. Estos elementos pueden ser de geometrías diferentes, de tamaños variables e incluso con ángulos de rotación diferentes, pero una característica de estos elementos que define en gran medida las características de transmisión y reflexión de la superficie es si éstos son de tipo parche o de tipo ranura.

De igual modo, estos elementos de tipo parche o de tipo ranura exhiben características de filtrado. Así, mientras que con los elementos de tipo parche la SSF presenta una característica de transmisión similar a la de un filtro supresor de banda, con los elementos de tipo ranura la SSF presenta una característica de transmisión parecida a la de un filtro paso-banda.

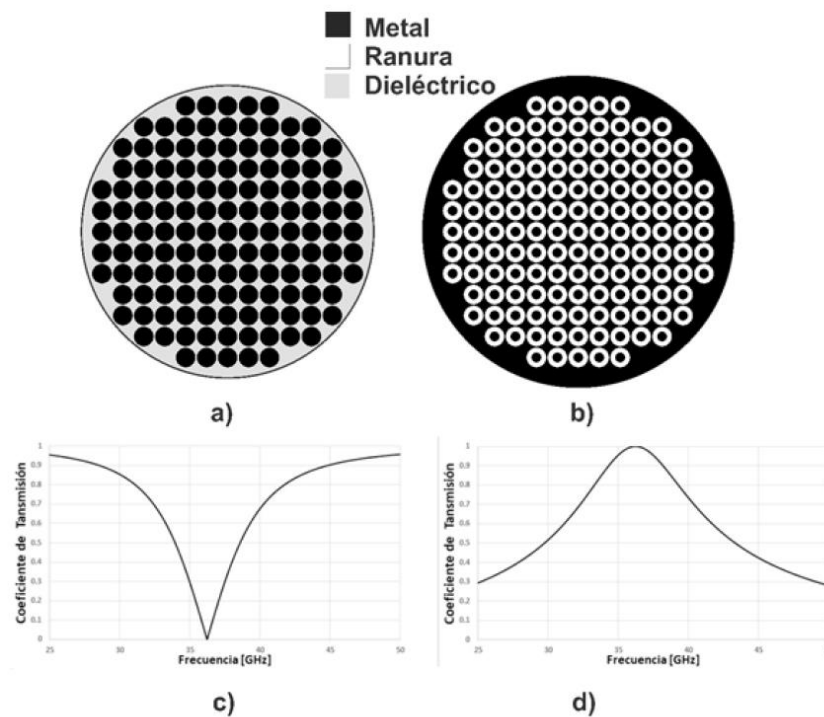


Figura 1.3. SSF con elementos a) de tipo parche y b) de tipo ranura. Coeficiente de transmisión de la SSF con elementos c) de tipo parche y d) de tipo ranura.

Por último, la geometría de los elementos que componen la SSF es de gran importancia, ya que esta geometría determina en gran medida la polarización de la onda incidente que se puede utilizar junto con la SSF.

1.2.1. Geometría de los elementos resonantes de las SSF

Como ya se dijo, los elementos que componen una SSF pueden ser de tipo parche o de tipo ranura, pero dentro de estas categorías las geometrías que se pueden utilizar son más variadas y le dan una mayor versatilidad a este tipo de superficies. Del mismo modo, las geometrías utilizadas se desempeñan de mejor manera con ciertas polarizaciones de las ondas electromagnéticas incidentes y es por lo que algunas de las geometrías se utilizan principalmente con polarización lineal o con polarización circular en su caso.

Así, para una SSF que formará parte de un arreglo reflectivo con una onda electromagnética incidente de polarización lineal se utilizan principalmente elementos en forma de dipolos como se pueden ver en [3] en donde las celdas de tres dimensiones compuestas únicamente por estructuras de metal sin materiales dieléctricos y que pueden ser de longitudes variables. En [4] se muestra un arreglo reflectivo en donde se utiliza un arreglo de dipolos ortogonales que atienden a ondas incidentes con polarizaciones lineales ortogonales y en [5] en donde se muestra un arreglo basado en celdas unitarias con dipolos con *stubs* en forma de “T” conectados para realizar cambios de fase.

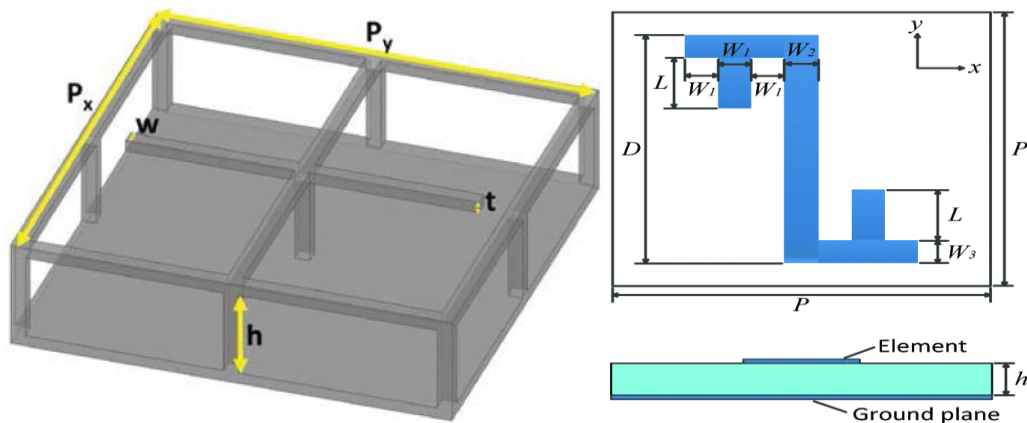


Figura 1.4. Vista de la celda unitaria utilizada en el arreglo reflectivo de [3] (izquierda) y vista de la celda unitaria del arreglo reflectivo de [5] (derecha).

Otras de las geometrías más utilizadas junto a ondas de polarización lineal son el lazo cuadrado como se puede ver en [6] donde se utilizan en dos diferentes configuraciones para

lograr un arreglo reflectivo con resonancia en dos bandas distintas, los parches cuadrados como los que se usan en [7] y también pueden utilizarse geometrías más complicadas como los parches con geometría de espiral mostrados en [8].

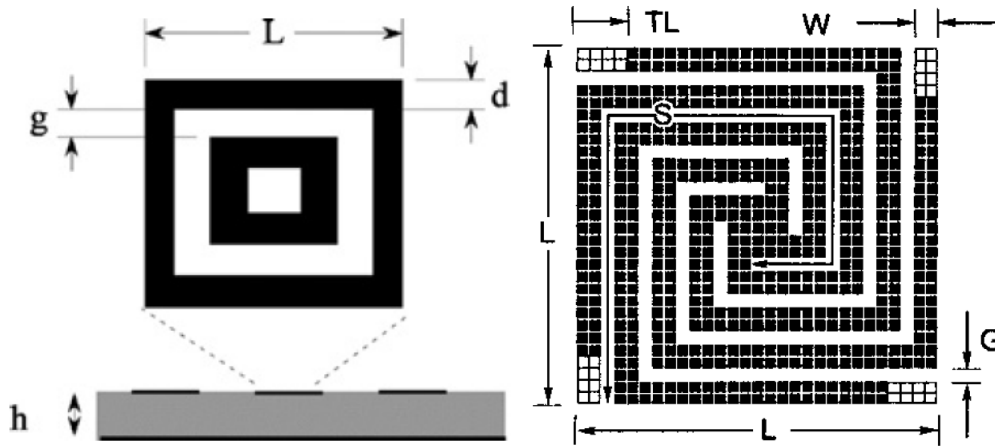


Figura 1.5. Parche de geometría de lazo cuadrado del arreglo reflectivo mostrado en [6] (izquierda) y parche con geometría en espiral mostrado en el arreglo reflectivo mostrado de [8] (derecha).

Ahora bien, para SSF que operarán con una onda electromagnética incidente de polarización circular, algunas de las geometrías de elementos resonantes más utilizadas son los parches cuadrados como los mostrados en los arreglos de [9] [10]. También, los dipolos dispuestos en forma de cruz como los mostrados en [11] [12] [13], la geometría de anillos de tipo parche o de tipo ranura como los utilizados en [14][15][16] o incluso geometrías un tanto más extravagantes como los elementos de geometría helicoidal mostrados en [17].

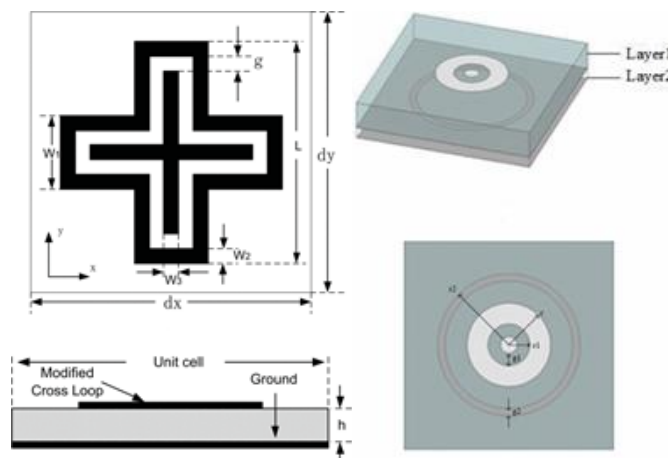


Figura 1.6. Parche de dipolos en forma de cruz mostrado en [12] (izquierda) y elemento resonante con geometría de anillo mostrado en [15] (derecha).

Como ya se vio, la variedad de geometrías de los elementos resonantes es grande, además de que no se limita a las geometrías mencionadas y es de gran importancia pues de ellos depende en gran medida el control de la fase de la onda electromagnética incidente para que el frente de onda reflejado sea plano y se refleje en la dirección deseada, a pesar de que no sea lo único que influya en esas características.

1.2.2. Control de fase en la SSF

Como se dijo anteriormente, los elementos resonantes que componen una SSF son de gran importancia para el control o compensación de fase (mediante la fase introducida por los elementos individuales o pendientes de fase generadas con varios elementos) de la onda electromagnética incidente con un frente de onda esférico para que la onda electromagnética reflejada tenga un frente de onda plano en la dirección dispuesta.

Ahora, una de las maneras más comunes de realizar ese control de fase o compensación de fase es mediante la variación de las dimensiones de los elementos resonantes como se muestra en [18] [19], pero este caso existe la desventaja de que el cambio de fase es relativamente limitado, además de que puede degradar en cierta medida las características del arreglo.

Otro de los métodos utilizados es la conexión de líneas de retardo de fase en los elementos resonantes [5] [10], especialmente para arreglos que se utilizarán con una onda incidente de polarización lineal. Teóricamente, con líneas de longitudes entre 0 y $\lambda/2$ se pueden obtener cambios de fase de entre 0° - 360° , pero en este caso se presenta la desventaja de que esas líneas conectadas presentan resonancias propias en ciertas frecuencias y eso genera una disminución en la eficiencia del arreglo.

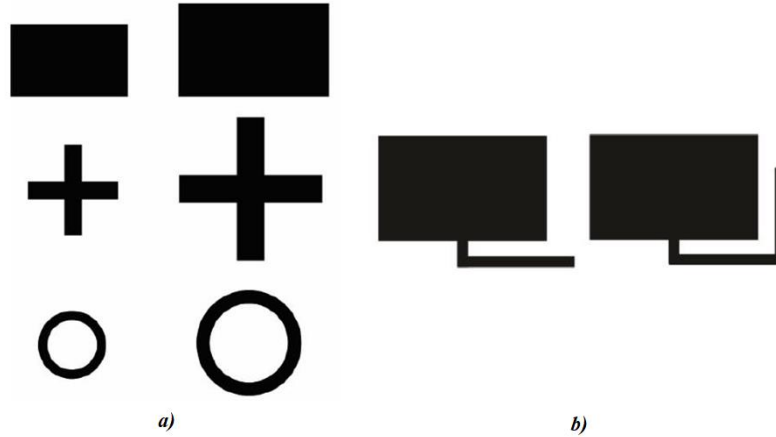


Figura 1.7. a) Elementos tipo parche, cruz y anillo de tamaño variable y b) elementos de tipo parche con líneas de retardo de fase de longitud variable.

Por otro lado, una tercera alternativa para arreglos que utilicen una onda incidente de polarización circular se presenta en la posibilidad de hacer girar el elemento resonante un ángulo γ respecto a lo que sería su posición original y esto, según el principio de Fox descrito en [20], generaría un cambio en la fase de la onda reflejada o transmitida (según sea el caso) de 2γ . Ahora, cabe mencionar que esta alternativa de control de fase ofrece la facilidad de que este cambio sea adelantando o retrasando la fase de la componente de la onda electromagnética dependiendo de en qué dirección sea el giro del elemento (en sentido horario o en sentido antihorario).

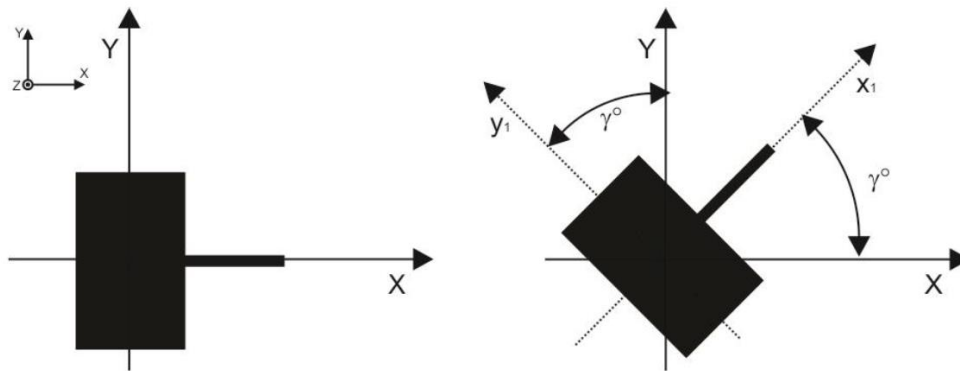


Figura 1.8. Parche rectangular con línea de retardo de fase paralela al eje x (izquierda) y elemento girado γ° en sentido antihorario.

Así, se puede ver que las diferentes geometrías que se pueden utilizar en las SSF también ofrecen diferentes tipos de posibilidades para controlar o compensar la fase de la onda electromagnética incidente y, dependiendo de las necesidades tanto de polarización como de

geometría de los elementos utilizados en la SSF, se puede definir un mecanismo adecuado para poder realizar ese control deseado de la fase de la onda.

1.2.3. Distribución de los elementos resonantes en la SSF

Ahora bien, para evitar la formación de lóbulos no deseados en el arreglo, se tiene que limitar la distancia a la que se colocan los elementos resonadores en la SSF y dicha limitación depende del ángulo máximo de reflexión de la onda electromagnética incidente (θ_{r_max}) [21].

Así mismo, esto depende de la geometría o del tipo de malla que formen los elementos resonantes en la SSF. Esta malla puede ser de forma rectangular, cuadrada o triangular y los elementos resonantes son dispuestos en los puntos de intersección de las mallas como se muestra en la figura 1.9 y las distancias están limitadas por las expresiones que se presentan en la tabla 1.1:

Tabla 1.1. Expresiones de las distancias máximas entre los elementos resonantes de una SSF dependiendo del tipo de malla mostrada en [21].

Malla	Distancia entre elementos
Cuadrada	$a < \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_{r_max}}$
Rectangular	$dx < \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_{r_x_max}}, \quad dy < \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_{r_y_max}}$
Triangular	$a < \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_{r_max}}$

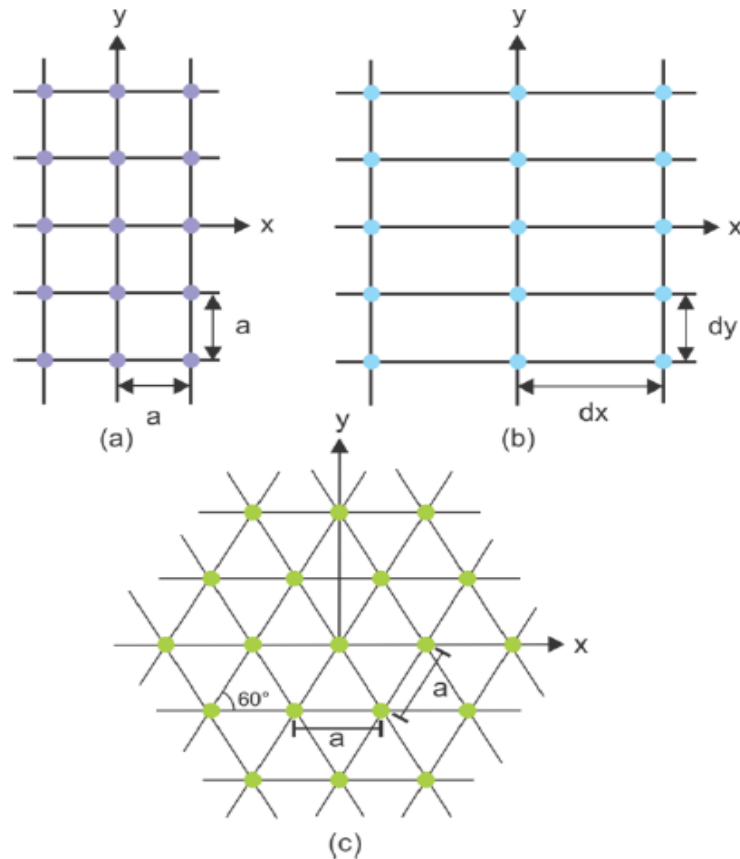


Figura 1.9. Malla cuadrada a), malla rectangular b) y malla triangular c).

1.3. Arreglos reflectivos

Desde el surgimiento del concepto del arreglo reflectivo en 1963 en [22], donde inicialmente se utilizaba un arreglo basado en guías de onda rectangulares para lograr la compensación de fase necesaria y la introducción de las pendientes de fase, se han realizado numerosos avances investigando nuevos tipos de elementos, materiales, nuevas técnicas de fabricación y de integración de los elementos. Algo que también ha tenido diversos avances y mejoras son las técnicas para mejorar las características de los arreglos y esto ha permitido que este tipo de arreglos evolucione de acuerdo con las necesidades tecnológicas de cada época en que su desarrollo se ha dado.

Por otro lado, a menudo los arreglos reflectivos son comparados con las antenas de reflector parabólico, pero ya se vio que en este tipo de arreglos la compensación de fase se realiza mediante las características de los elementos resonantes dispuestos la superficie del arreglo, mientras que en las antenas de reflector parabólico esta compensación de fase se realiza

mediante las características geométricas de la curvatura del elemento reflector. Aunque, de alguna manera, la compensación de fase debida al elemento reflector curvo y de la SSF es equivalente.

Otra de las principales características de los arreglos reflectivos es su limitado ancho de banda, mismo que puede ser visto como una desventaja o una ventaja dependiendo de la aplicación en que se pretenda utilizar, pero de igual manera se han investigado algunas técnicas para aumentar este ancho de banda si es necesario como, por ejemplo, la utilizada en [23] donde implementan una capa de cristal líquido junto con líneas de retardo para poder mejorar el ancho de banda de su arreglo.

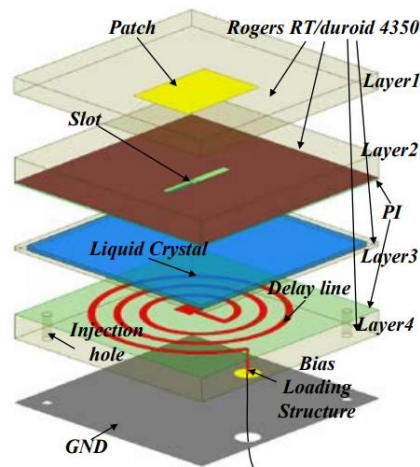


Figura 1.10. Vista de las diferentes capas que conforman el arreglo en [23].

Ahora bien, como consecuencia del constante desarrollo de los arreglos reflectivos, la variedad de este tipo de arreglos es grande porque existe la posibilidad de que éstos sean de una sola capa, los hay de diferente número de capas, también existen los arreglos reflectivos que operan en una sola banda o frecuencia y existen los que operan en más de una banda o frecuencia.

1.3.1. Arreglos reflectivos de una capa

Los arreglos reflectivos de una sola capa, como su nombre lo indica, son arreglos que están compuestos solamente por una SSF seguida por el elemento reflector del arreglo y se encuentran separados por una distancia h . En esencia, este tipo de arreglos son los de más fácil fabricación, pero a pesar de esa relativa facilidad de fabricación aún tienen retos por

superar como, por ejemplo, el del fenómeno de interacción mutua que existe entre los elementos resonantes de la SSF.

1.3.2. Arreglos reflectivos multicapa

Por otro lado, en el caso de este tipo de arreglos se utiliza más de una SSF y el elemento reflector, en donde usualmente cada una de éstas es una capa del arreglo y, por otro lado, el propósito de esas capas no necesariamente tiene que ser el mismo, pudiendo actuar como un polarizador de la onda electromagnética incidente, pueden funcionar como capas que operan en diferentes frecuencias, entre otras funciones. Es por lo que en este tipo de arreglos se procura un diseño en el que las capas superiores presenten un bloqueo mínimo de la onda electromagnética que interaccionará con las capas inferiores.

De este modo, un ejemplo de lo descrito anteriormente es el arreglo mostrado en [24], donde se muestra inicialmente un arreglo de dos capas, las cuales se encuentran separadas por una distancia h_{air} y en las que los elementos resonantes de cada una de las capas operan en bandas diferentes (banda X y banda Ka, respectivamente). Después, se analizó el comportamiento del arreglo con múltiples capas operando en frecuencias específicas utilizadas en régimen de transmisión y de recepción en las bandas mencionadas.

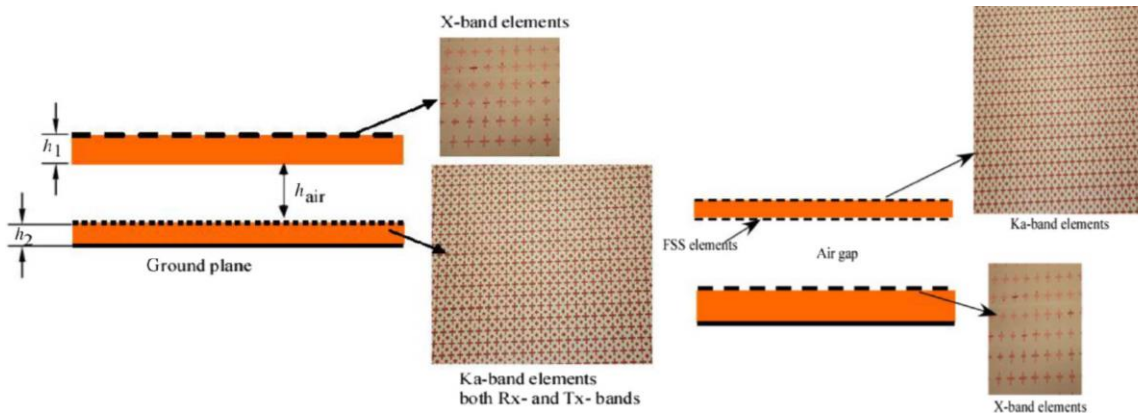


Figura 1.11. Configuración del arreglo de [24] en la que los elementos que operan en la banda X se encuentran en la capa superior y los elementos que operan en la banda Ka en la capa inferior (izquierda) y configuración inversa con los elementos que operan en la banda Ka se encuentran en la capa superior del arreglo y los elementos que operan en la banda X en la capa inferior (derecha).

De igual modo, otro enfoque que se puede dar a este tipo de arreglos es como el mostrado en [25] en donde se presenta un arreglo de dos capas que tiene la singularidad de incorporar elementos activos como lo son los diodos varactores en el arreglo con la finalidad de poder

realizar funciones de cambio de fase de manera dinámica, sintonización en frecuencia y de cambio de dirección del haz de la onda reflejada. Este arreglo está conformado básicamente por dos capas en las que se encuentran elementos resonantes de tipo parche con geometría rectangular y una de estas capas tiene conectados los diodos varactores como se puede ver en la figura 1.12.

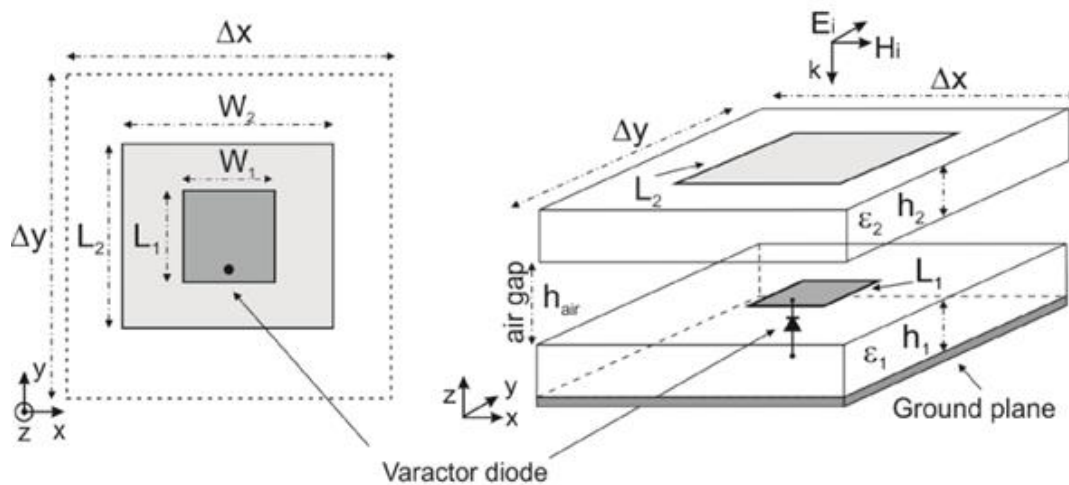


Figura 1.12. Vista superior de la celda unitaria del arreglo mostrado en [25] (izquierda) y vista en perspectiva de la celda unitaria del arreglo en donde se aprecian las capas que lo componen, así como el diodo varactor que se encuentra conectado a una de las capas (derecha).

1.3.3. Arreglos reflectivos de una banda

Como ya se pudo ver, existen diferentes tipos de arreglos que a veces están compuestos por una sola capa o incluso por varias capas que pueden desempeñar diferentes funciones. Así mismo, estos arreglos tienen una gran capacidad de adaptación, aunque muchas veces la tecnología está limitada al trabajo con una sola frecuencia o en una banda específica y es ahí cuando se requiere de la mejora de estos arreglos en sus diferentes características de ancho de banda, de conversión, etc.

De igual manera, este tipo de arreglos, como ya se dijo, presentan una gran ventaja pues son arreglos de bajo peso y fácil fabricación en comparación con los diseños que utilizan más de una capa y es por lo que son ampliamente investigados y se han desarrollado gran cantidad de diseños de este tipo, ya sea que son diseños que operan en una o en más frecuencias.

1.3.3.1. Arreglos reflectivos de una banda y una sola capa

Un ejemplo de un arreglo reflectivo es el presentado en [26], donde se muestra un arreglo reflectivo basado en elementos resonantes de tipo parche de longitud variable con los que se controla la fase de la onda electromagnética. Esos elementos resonantes pueden ser de longitud variable para realizar una compensación de fase adecuada y, además, son dispuestos de manera en que los elementos resonantes adyacentes tengan una orientación angular diferente entre sí.

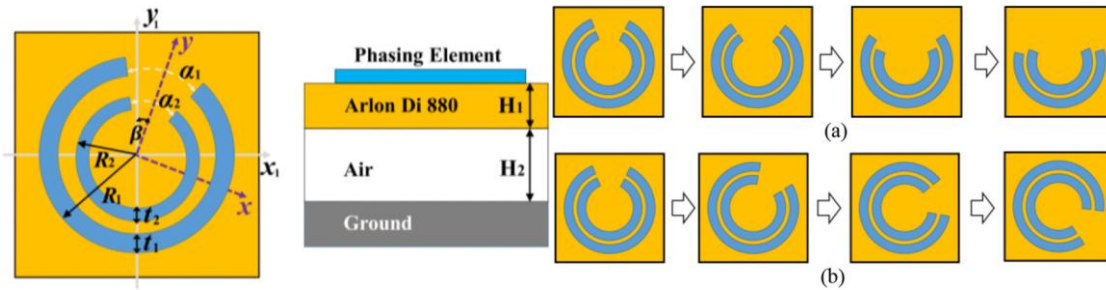


Figura 1.13. Vista superior y lateral de la celda unitaria del arreglo de [26] (izquierda). a) Ejemplo de cambio de longitud de los elementos resonantes y b) ejemplo de cambio en la orientación angular de los elementos resonantes del arreglo.

Como se puede ver, los elementos de tipo parche están colocados sobre una capa de material Di 880 que tiene una permitividad eléctrica $\epsilon_r = 2.2$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0009$ y éste tiene una separación de aire con la pantalla metálica reflectora de 7.5 [mm] y en el arreglo se utilizaron 2128 elementos resonantes con sus respectivas orientaciones angulares para poder obtener de manera experimental una ganancia de 35.5 [dBi] a una frecuencia de 20 [GHz].

Del mismo modo, en [27] se muestra un arreglo reflectivo de banda ancha (de 15 [GHz] a 24 [GHz]) que está compuesto por elementos resonantes de tipo parche de cobre de la geometría mostrada en la figura 1.14 que se encuentran sobre una capa de 2 [mm] de material dieléctrico FR4 y una pantalla metálica. En este caso, el control de fase se realiza a través del cambio de la orientación angular de los elementos resonantes en múltiplos del ángulo Ψ .

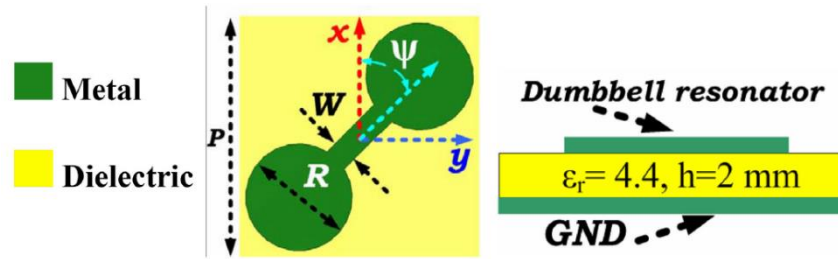


Figura 1.14. Geometría de los elementos resonantes que componen el arreglo de [27] (izquierda). Vista lateral de la celda unitaria donde se observa el espesor de los elementos resonantes, el material dieléctrico y la pantalla metálica (derecha).

Tras la fabricación de este arreglo se llegaron a medir ganancias de cerca de 30 [dBi] en cuatro frecuencias diferentes (16 [GHz], 19 [GHz], 20 [GHz] y 21 [GHz]) para polarizaciones ortogonales como las polarizaciones circulares con giro a la derecha y a la izquierda (LHCP y RHCP por sus siglas en inglés).

También, se pudo comprobar experimentalmente que este arreglo tiene la posibilidad de realizar un desvío de la onda electromagnética reflejada en diferentes direcciones y esto se realizó mediante el movimiento mecánico de la antena de alimentación desde -35° hasta 35° en pasos de 5° , realizando este procedimiento en tres frecuencias diferentes (17 [GHz], 19 [GHz] y 21 [GHz]) logrando una ganancia estable de aproximadamente 30 [dB] en las diferentes mediciones.

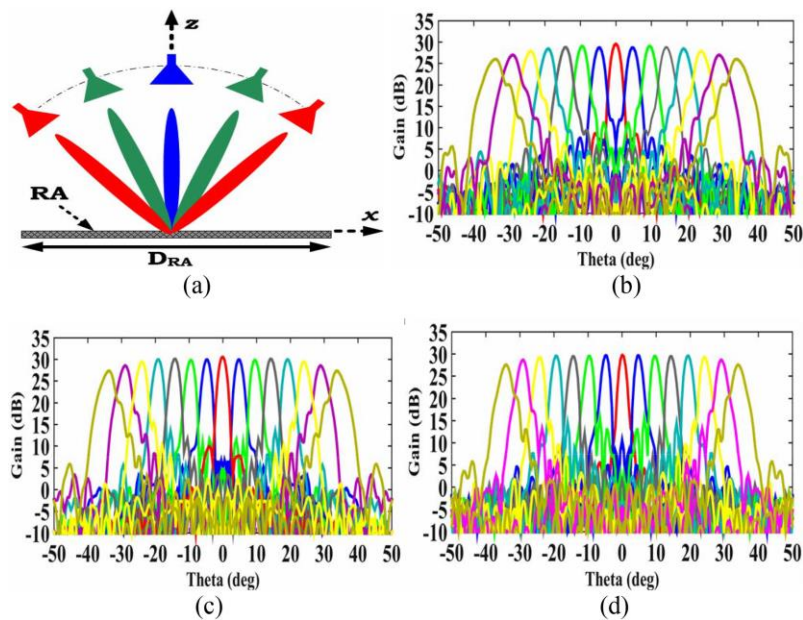


Figura 1.15. a) Ejemplo del escaneo mecánico realizado y mediciones de escaneo realizadas a b) 17 [GHz], c) 19 [GHz] y d) 21 [GHz].

1.3.3.2. Arreglos reflectivos de una banda y más de una capa

Como se ha mencionado, la finalidad de utilizar más de una capa para un arreglo reflectivo es la de poder mejorar algunas de sus características, pero uno de los principales usos es el de poder mejorar el limitado ancho de banda característico de estos arreglos. Un ejemplo de lo mencionado es el arreglo presentado en [28] en donde se muestra un arreglo de dos capas con elementos resonantes en forma de T como se puede ver en la figura 1.16.

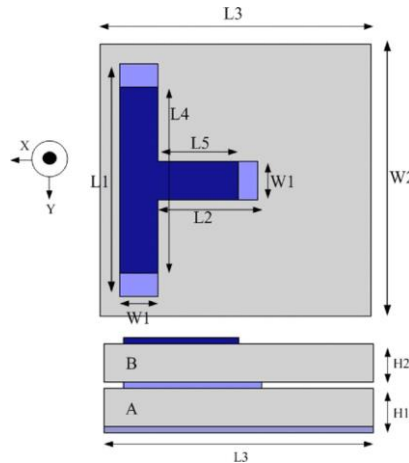


Figura 1.16. Vista superior y lateral de la celda unitaria del arreglo mostrado en [28].

Cabe resaltar que este arreglo, debido a las características de los elementos que lo componen, sirve también como polarizador pues al hacer incidir una onda electromagnética de polarización lineal, la onda reflejada tendrá una polarización circular. Del mismo modo, se menciona que con este tipo de elementos resonantes en forma de T se puede lograr tener un retardo de fase de hasta 500° .

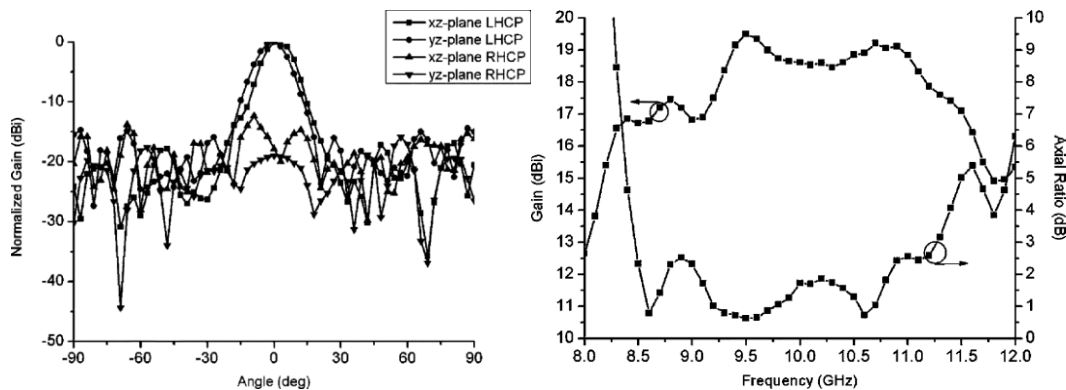


Figura 1.17. Patrón de radiación (izquierda) y ganancia respecto a la frecuencia (derecha) del arreglo presentado en [28].

Por último, se menciona que, de manera experimental con un arreglo fabricado compuesto de 81 elementos y probado a una frecuencia de 10 [GHz], la mejora del ancho de banda de la ganancia a 1 [dB] es de alrededor de 20 % (el ancho de banda correspondiente a 1 [dB] menos que la ganancia máxima) de su respectiva banda.

Por otro lado, el arreglo mostrado en [25], como ya se dijo, es un arreglo compuesto por dos capas en las cuales hay elementos resonantes de tipo parche de geometría rectangular con diodos varactores (ver figura 1.12) con los que se puede realizar un control de fase de manera dinámica dependiendo de la capacitancia exhibida por el diodo varactor debida al voltaje aplicado.

La inclusión de los diodos varactores en el arreglo permiten un retardo de fase de hasta 318° utilizando un voltaje sobre los varactores que va de 0 [V] a 20 [V] y este retardo de fase le da al arreglo una capacidad de capacidades de desvío del haz de la onda electromagnética reflejada o, dicho en otras palabras, le da al arreglo una capacidad de reconfiguración y, también, puede mejorar el ancho de banda del arreglo.

Ahora, la validación experimental consistió en la fabricación de un arreglo con 65 elementos resonantes y ese arreglo fue diseñado para operar a una frecuencia de 11 [GHz]. El arreglo es alimentado por una antena posicionada a una distancia de 31.5 [cm] con un ángulo de offset de 15° y para verificar la capacidad de escaneo o reconfiguración del arreglo se obtuvo primero la distribución de fases necesarias en el arreglo para lograr el desvío del haz de la onda reflejada en la dirección deseada y, después, determinar los voltajes necesarios en los diodos varactores para lograrla.

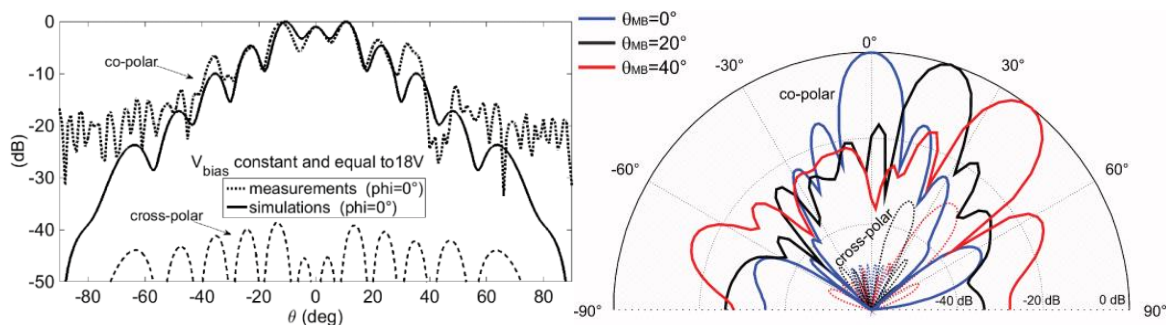


Figura 1.18. Patrón de radiación del arreglo mostrado en [25] (izquierda) y patrones de radiación normalizados para diferentes valores de capacitancia de los varactores para lograr 0° , 20° y 40° (derecha).

1.3.4. Arreglos reflectivos multibanda

Al igual que en los arreglos de una sola banda, los arreglos multibanda pueden estar conformados por una sola capa o por varias capas dependiendo del diseño y de las necesidades que se tengan, además de las especificaciones con las que tenga que cumplir el arreglo. Este tipo de arreglos es de gran utilidad si lo que se necesita es trabajar en más de una frecuencia o banda, pues se aprovecha la característica de ancho de banda reducido de estos arreglos para disminuir de manera considerable las interferencias entre las diferentes bandas de operación.

De igual modo, algo que se debe tomar en cuenta en este tipo de arreglos es que para que sigan siendo viables en materia de peso y volumen se requiere que sean alimentados idealmente por un mismo elemento alimentador (una misma antena) y es por ello que se requiere de una relación de frecuencias ($R = f_{max}/f_{min}$) menor a 1.2.

1.3.4.1. Arreglos reflectivos multibanda y una sola capa

Como ya se dijo, los arreglos de una sola capa son ampliamente utilizados debido a las facilidades que ofrece en cuanto a fabricación y flexibilidad, pues también se puede trabajar en más de una frecuencia o banda dependiendo del diseño en cuestión. Un ejemplo de esto es el arreglo mostrado en [29] donde se presenta un arreglo que opera en la banda X y en la banda K, mismo que se encuentra compuesto por celdas unitarias con elementos resonantes como los que se muestran en la figura 1.19. En la figura 1.19 se puede ver que las celdas están compuestas básicamente por dos estructuras (una interior y otra exterior) donde la estructura exterior (negra) es la correspondiente a la banda X (10 [GHz]) y la estructura interior (roja) es la correspondiente a la banda K (22 [GHz]).

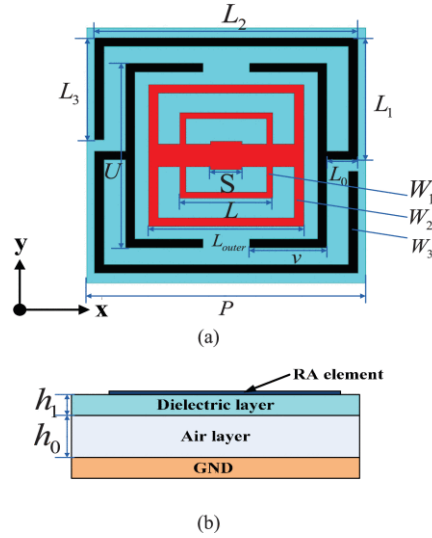


Figura 1.19. a) Vista superior de la celda unitaria donde se muestran las estructuras resonantes exterior e interior y b) vista lateral de la celda unitaria del arreglo de [29].

Parameters	L_0	L_1	L_{outer}	L_2	S	v	U
Value (mm)	1	4	5	8.5	1	2.5	6.5
Parameters	W_1	W_2	W_3	h_0	h_1	P	
Value (mm)	0.2	0.3	0.3	2	1	9	

Figura 1.20. Dimensiones de los elementos resonantes de [29].

Los elementos resonantes son de tipo parche impresos en sobre una capa de material dieléctrico con una permitividad relativa de $\epsilon_r = 3.5$, una tangente de pérdidas de $\tan\delta = 0.0027$ y un espesor de $h_1 = 1$ [mm] y esta capa de material dieléctrico se encuentra separada por una distancia $h_0 = 2$ [mm] de una pantalla metálica que actúa como tierra. De este modo, cada uno de ellos (el exterior y el interior) son capaces de lograr un desplazamiento de fase de $0^\circ - 360^\circ$.

Luego, para la comprobación experimental se fabricó el arreglo con 361 elementos resonantes como los mostrados dispuestos en un área de 400 [cm²] y con una distancia entre cada uno de 9 [mm]. Por otro lado, como elemento alimentador del arreglo fueron utilizadas dos antenas que operaban una en banda X y la otra en banda K para lograr ganancias de 23.6 [dBi] a 10 [GHz] con un ancho de banda a 1 [dB] de 20% y 30.6 [dBi] a 22 [GHz] con un ancho de banda a 1 [dB] de 19% .

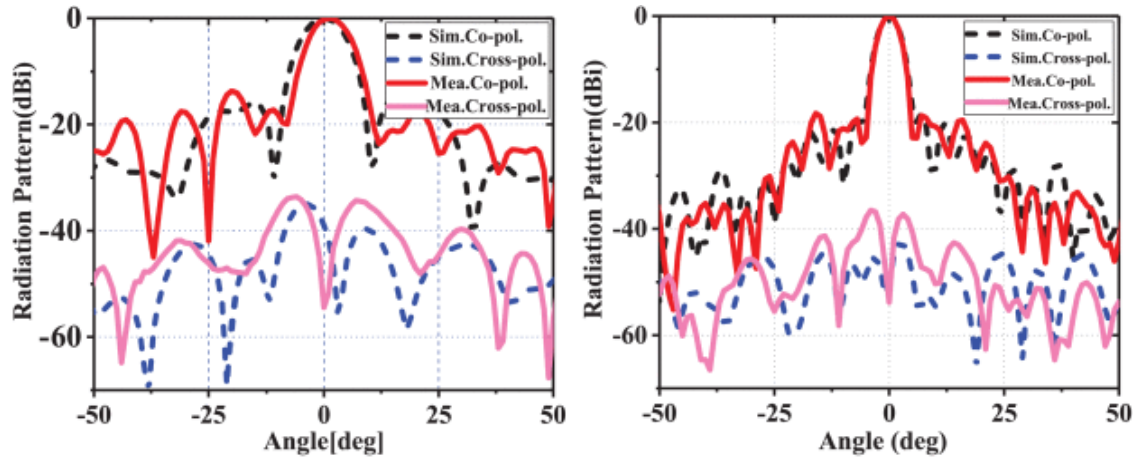


Figura 1.21. Patrón de radiación normalizado en el plano de azimuth a 10 [GHz] (izquierda) y a 22 [GHz] (derecha) mostrados en [29].

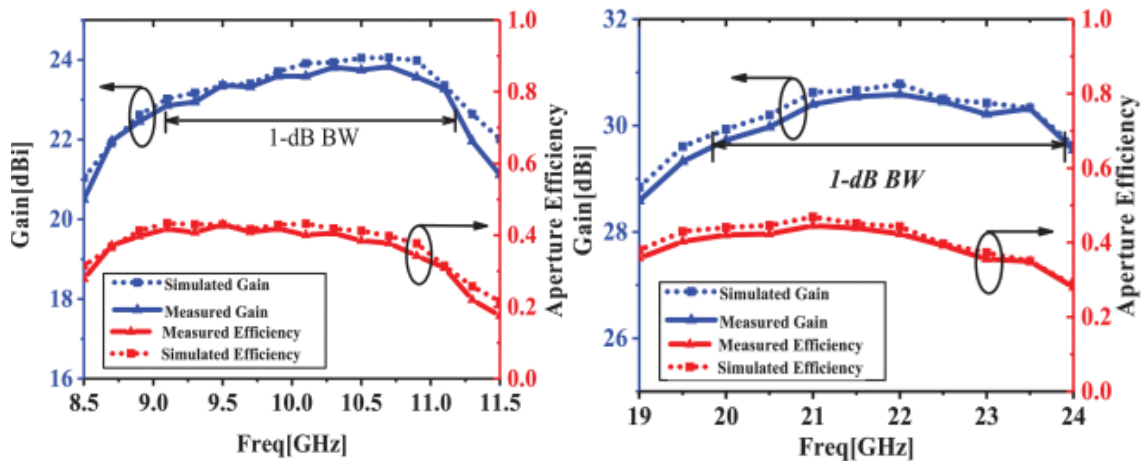


Figura 1.22. Ganancia medida, simulada y eficiencia de radiación del arreglo en banda X (izquierda) y banda K (derecha) mostradas en [29].

Ahora, se puede ver que el arreglo mostrado presenta buenas características de ganancia y ancho de banda, pero, por otro lado, presenta una relación de frecuencias $R = 2.2$ lo que hace completamente necesario el utilizar dos antenas funcionando en bandas diferentes para poder alimentarlo, lo que vuelve al arreglo un tanto impráctico.

Por otro lado, otro ejemplo de un arreglo de este tipo que opera con más de dos frecuencias es el mostrado en [30], pues este arreglo opera con tres frecuencias, pero en este caso en 0.7 [THz], 1.0 [THz] and 1.5 [THz]. De este modo, la celda unitaria que compone este arreglo esta, a su vez, compuesta por elementos que responden a cada una de las frecuencias como se muestra a continuación en la figura 1.23.

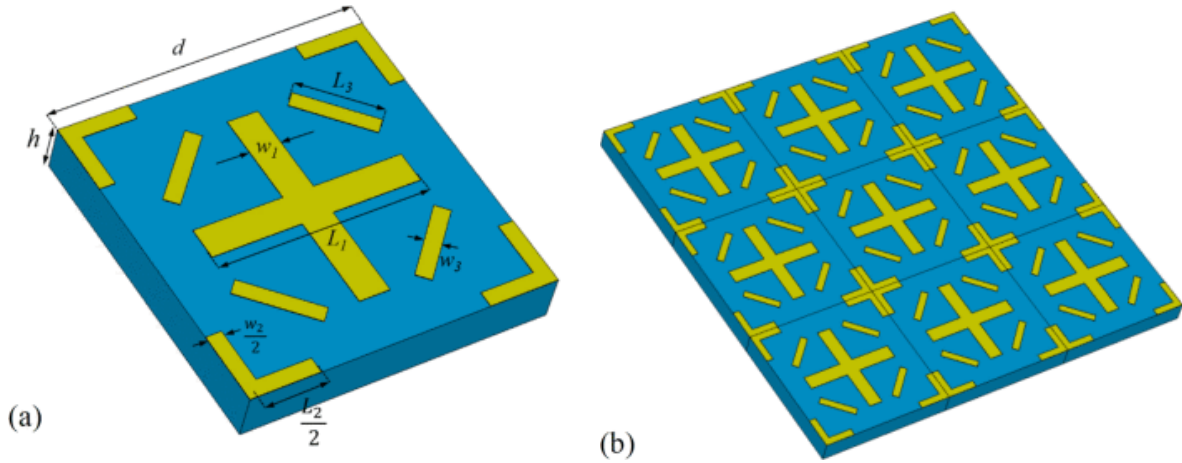


Figura 1.23. a) Celda unitaria del arreglo mostrado en [30] y b) arreglo compuesto por 3x3 celdas unitarias de [30].

En este caso, se usan tres parámetros para controlar las fases de las ondas electromagnéticas de cada una de las frecuencias, estos parámetros son L_1 , L_2 y L_3 , mientras que las longitudes $d = 100 \text{ } [\mu\text{m}]$, $w_1 = w_2 = 2w_3 = 10 \text{ } [\mu\text{m}]$ y, del mismo modo, el sustrato sobre el cuál se encuentran los elementos resonantes es de silicio de alta resistividad ($>1000 \text{ } [\Omega \cdot \text{cm}]$) con un espesor $h = 15 \text{ } [\mu\text{m}]$ y una tangente de pérdidas de $\tan\delta = 0.001$ a $1 \text{ } [\text{THz}]$.

Parameter	Intended for the Frequency (THz)	Variation range (μm)
L_1	0.7	60 - 75
L_2	1	40 - 50
L_3	1.5	20 - 30

Figura 1.24. Rangos de variación de los parámetros geométricos usados para controlar la fase de las ondas electromagnéticas a las tres frecuencias de interés de [30].

Para la comprobación experimental, se depositaron sobre el silicio de alta resistividad dos capas de oro y aluminio de $100 \text{ } [\text{nm}]$ mediante el método de evaporación y entre ellas se colocó una capa de cromo de $5 \text{ } [\text{nm}]$ usada como adherente entre las capas mencionada, también se agregó una capa del mismo material de silicio y luego se retiraron las capas de materiales que no son de interés. De este modo, se imprimieron sobre esas capas metálicas los elementos resonantes utilizando otra capa de $165 \text{ } [\text{nm}]$ de plata y una capa de $30 \text{ } [\text{nm}]$ de oro.

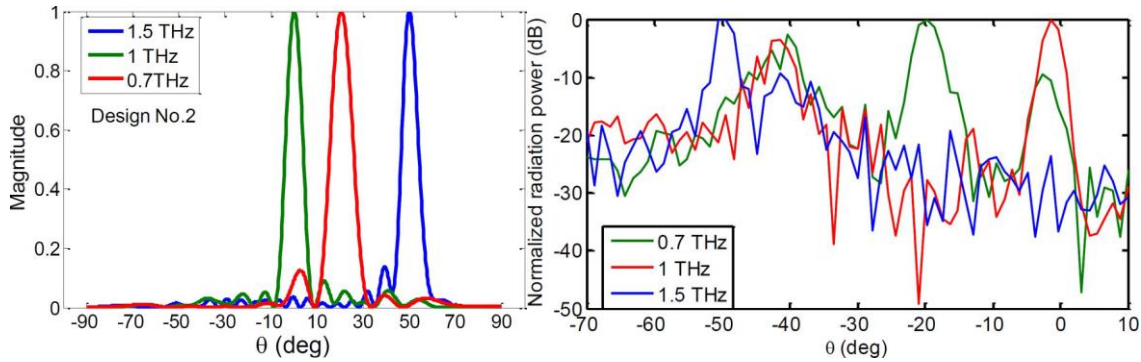


Figura 1.25. Patrón de radiación simulado del arreglo mostrado en [30] (izquierda) y patrón de radiación medido (derecha) ambos en las direcciones deseadas.

El arreglo que se fabricó está compuesto por 100 x 100 celdas como la mostrada anteriormente distribuidas en un área 1 [cm²] y después se pudo observar que aproximadamente el 40 %, 33 % y 60 % de la potencia radiada en los ángulos deseados de 0°, 20° y 50° a las frecuencias de 0.7 [THz], 1 [THz] y 1.5 [THz] respectivamente.

Por otro lado, se puede ver que la relación de frecuencias en este arreglo es de $R = 2.14$ lo que permite decir que, a pesar de que el arreglo exhibe buenas características para las frecuencias en las que fue diseñado y también de usar un material como el dióxido de silicio en el arreglo sin aparentes problemas a frecuencias tan altas, el arreglo requiere de más de una antena alimentadora, lo que implica un aumento en la infraestructura requerida, así como de peso del arreglo y esas se convierten en potenciales desventajas.

1.3.4.2. Arreglos reflectivos de más de una banda y más de una capa

Por último, anteriormente se revisó el uso de los arreglos de más de una capa para mejorar las características de un arreglo que opera en una sola banda, pero también hay diseños que utilizan las diferentes capas operando en una frecuencia o una banda diferente. Esto se puede ver en el arreglo de dos capas presentado en [31] en el que se puede ver que cada capa contiene elementos resonantes que operan en las bandas de interés del arreglo (banda C y Ka respectivamente). Así, se puede ver que las capas del arreglo están compuestas por elementos de tipo parche de geometría circular de tipo anillo, lo que indica que este arreglo opera utilizando ondas electromagnéticas de polarización circular.

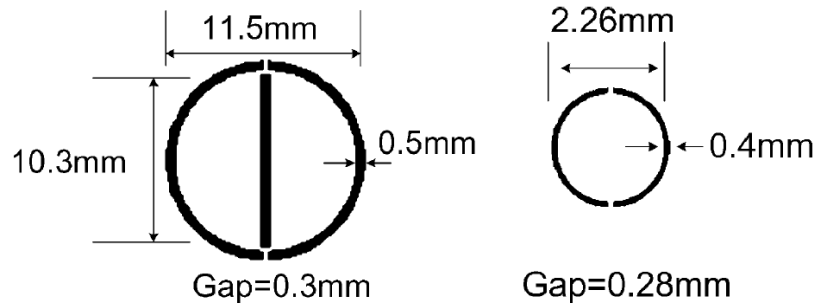


Figura 1.26. Geometría de los elementos resonantes diseñados para la banda C (izquierda) y para la banda Ka (derecha) en [31].

Ahora, en este caso la estructura del arreglo reflectivo está compuesta por dos capas de substrato dieléctrico Rogers Duroid 5870 con una permitividad relativa de $\epsilon_r = 2.33$ y un espesor de 0.508 [mm] separadas por 7 [mm] y una pantalla metálica como tierra como se muestra en la figura 1.27. De este modo, la capa superior está compuesta por los elementos resonantes diseñados para banda C (7.3 [GHz]) y la capa inferior del arreglo está compuesta por los elementos que fueron diseñados para la banda Ka (31.75 [GHz]).

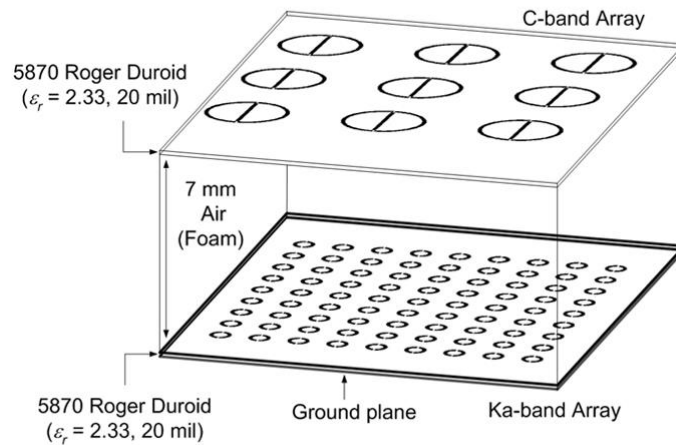


Figura 1.27. Vista esquemática del arreglo reflectivo presentado en [31].

De igual manera, la capa superior está compuesta por 437 elementos y la separación entre elementos resonantes es de 21 [mm] en las dos direcciones ortogonales del plano de la capa y la capa inferior está compuesta por 9236 elementos y tienen una separación entre sí de 4.7 [mm]. La antena de alimentación se encuentra a una distancia de 350 [mm] del arreglo reflectivo y se realizaron mediciones para probar el arreglo con solamente la capa superior, solamente la capa inferior y con ambas capas, logrando mediciones de 28.24 [dBic], de 41.5

[dBic] y de 40.3 [dBic] para la banda C con el arreglo de dos capas, para la banda Ka con el arreglo de una capa y para la banda Ka con el arreglo de dos capas.

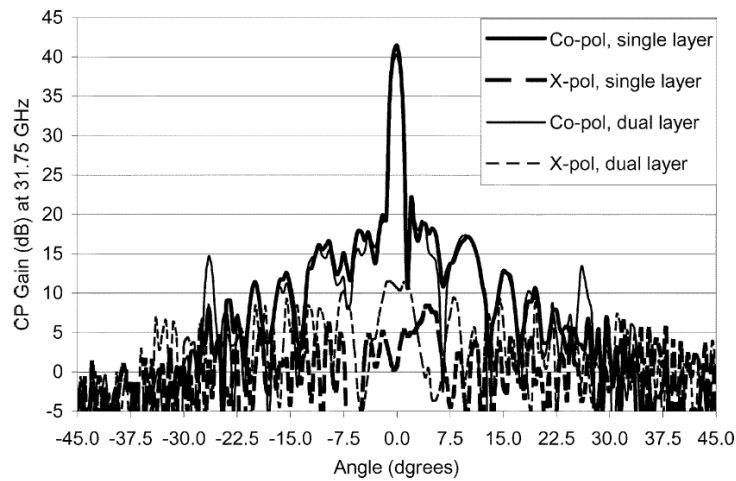


Figura 1.28. Patrón de radiación medido del arreglo en banda Ka con una sola capa y con el arreglo de dos capas de [31].

Al igual que se ha visto en casos anteriores, en este caso se tiene una relación de frecuencias de $R = 4.34$ debido a que las frecuencias de operación son bastante lejanas y eso provoca que sea necesaria la utilización de equipo adicional para que este arreglo pueda operar completamente y, además, eso supone un incremento en el volumen y en el peso del arreglo completo.

Otro ejemplo de este tipo de arreglos es el presentado en [32] que es un arreglo de dos capas y de dos bandas, al igual que en el caso anterior, pero en esta ocasión el arreglo fue diseñado para operar en las bandas Ku y Ka. Este diseño está basado en las celdas unitarias que se muestran en la figura 1.29 y que están compuestas por dipolos en forma de cruz de tamaño variable y por anillos de tamaño fijo que operan en la banda Ku, así como por parches redondos y por anillos de tamaño variable que operan en la banda Ka, pero con los elementos que operan en cada banda dispuestos en cada una de las capas.

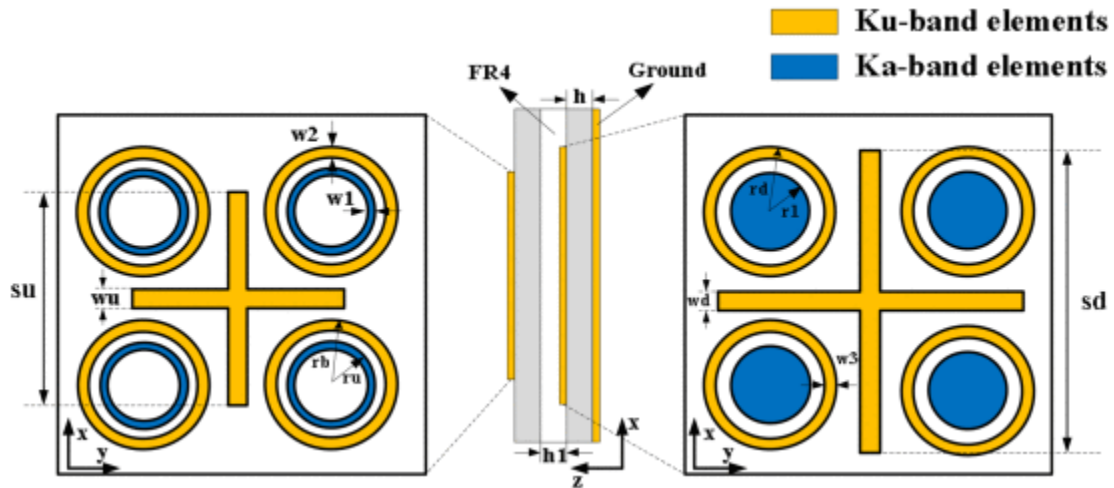


Figura 1.29. Vista de la capa superior de la celda unitaria de [32] (izquierda) y de la capa inferior (derecha) con elementos que operan en ambas bandas.

En este caso el arreglo se fabricó utilizando sustrato dieléctrico RT/Duroid 5880 con una permitividad relativa de $\epsilon_r = 2.2$, una tangente de pérdidas de $\tan\delta = 0.0009$ y un espesor $h = 0.508$ [mm] para la fabricación de las dos capas del arreglo y ambas capas están unidas por una capa de película adhesiva de FR4 con una permitividad relativa de $\epsilon_r = 4.2$, una tangente de pérdidas de $\tan\delta = 0.02$ y un espesor $h = 0.15$ [mm].

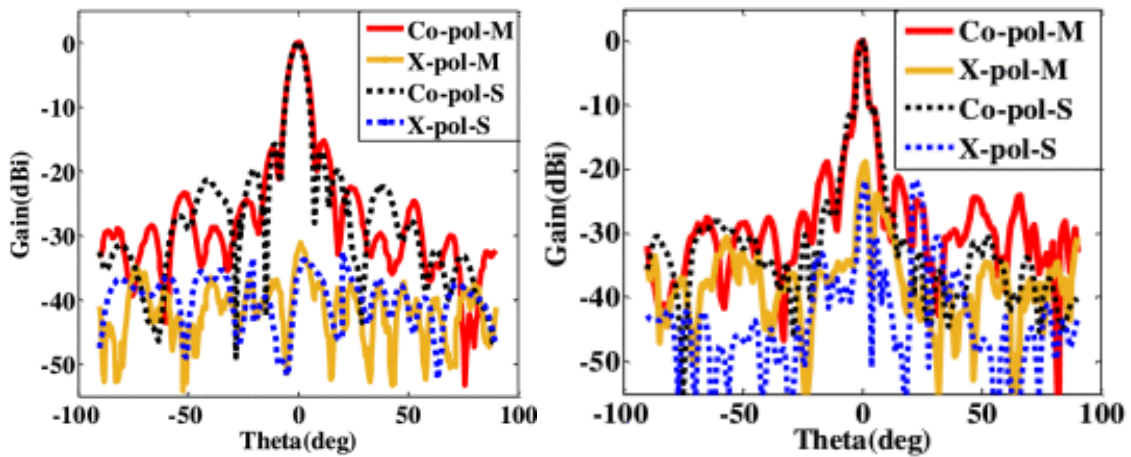


Figura 1.30. Patrón de radiación medido a 16 [GHz] (izquierda) y a 35 [GHz] (derecha) del arreglo de [32].

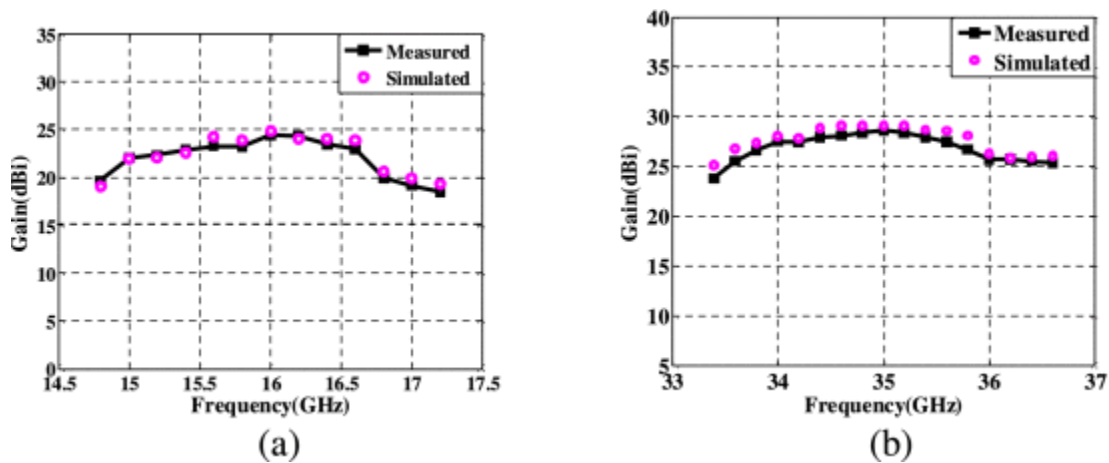


Figura 1.31. Ganancia del arreglo vs frecuencia en la banda Ku (izquierda) y en la banda Ka (derecha) del arreglo de [32].

Con la fabricación del arreglo se pudieron medir ganancias de 28.57 [dBi] a 35 [GHz] y de 24.3 [dBi] a 16 [GHz], pero también se puede apreciar que, al realizar las mediciones de la ganancia del arreglo en función de la frecuencia, el ancho de banda a 3 [dB] del arreglo es bastante estrecho (de 11.46 % y de 7.5 % respectivamente). Además, en este caso, también se tiene el inconveniente de que la relación de frecuencias es más grande que el valor óptimo ($R = 2.18$), por lo que presenta el problema del uso de quipo adicional para su funcionamiento, así como su respectivo aumento de peso y de volumen.

1.4. Conclusiones

1. Con base en lo observado a lo largo de la revisión de estado del arte, se puede decir que los arreglos reflectivos presentan ventajas evidentes frente a las antenas con reflectores parabólicos en cuanto a costo de fabricación, peso y reconfiguración del lóbulo de radiación principal.
2. Se puede ver que la mayoría de los arreglos reflectivos que operan en más de una frecuencia o banda son diseñados para polarizaciones ortogonales y eso supone una desventaja, ya que se requiere de más un elemento alimentador para operar simultáneamente.
3. En arreglos que operan en más de una frecuencia o banda y para que se pueda utilizar solamente un elemento alimentador para mantener la ventaja en cuanto a peso y costo del arreglo es necesario que la relación de frecuencias de operación sea $R = f_{max}/f_{min} \leq 1.2$.

Esto también supone la operación en ambas frecuencias o bandas con la misma polarización, lo que implica un aumento en el nivel de polarización cruzada en el desempeño del arreglo.

4. Se observa que generalmente la reflexión de la onda electromagnética incidente es de manera especular o, en su defecto en diferentes direcciones, pero en ángulos pequeños que en la mayoría de los casos no sobrepasan los 30° , pero es deseable que estos ángulos de desvío sean más grandes para poder ampliar también el sector de escaneo del arreglo con las menores pérdidas posibles.

5. Se puede decir que existe un área amplia de investigación correspondiente a los arreglos reflectivos, pues se puede notar que es de interés la operación de estos arreglos en diferentes frecuencias o incluso en diferentes bandas de frecuencias, pero eso vuelve complejas las estructuras utilizadas en los elementos resonantes que los componen o se incrementa el número de capas utilizadas en el arreglo de manera proporcional al número de frecuencias que se utilizarán en la operación.

6. Se pueden estudiar también geometrías de elementos resonantes que permitan la integración de elementos que operen en diferentes frecuencias relativamente cercanas y que, además, permitan una interacción mutua entre elementos que sea reducida aprovechando las características de las SSF y sin que sea completamente necesario discriminar entre polarizaciones de operación.

7. Por último, se diseñará un arreglo reflectivo que pueda operar en cuatro frecuencias relativamente cercanas utilizando una sola capa y que opere utilizando una sola polarización para sus diferentes frecuencias de operación. Este arreglo tendrá como objetivo principal combatir las deficiencias existentes en cuanto a la capacidad de escaneo de este tipo de arreglos y, además, lograr que los diferentes haces correspondientes a cada una de las frecuencias apunten en diferentes direcciones manteniendo niveles bajos de polarización cruzada y de pérdidas, lo que implica también una reducida interacción mutua entre los elementos que lo compongan.

2. ARREGLOS REFLECTIVOS

2.1. Introducción

Como ya se vio, los arreglos reflectivos están compuestos básicamente por un elemento alimentador (antena), una SSF con elementos reconfigurables que es la encargada de realizar la compensación de fase en la onda electromagnética incidente para que, al ser reflejada, el frente de onda pueda pasar de ser esférico a ser plano en una cierta dirección, y de una pantalla metálica que es la encargada de reflejar la onda electromagnética incidente en el arreglo.

Ahora, como se comentó anteriormente, la onda electromagnética que es reflejada por el arreglo es dirigida en una cierta dirección que no necesariamente es la dirección en la que se cumple que el ángulo reflexión es igual al ángulo de incidencia. Esto es debido principalmente a la compensación de fase que se realiza a través de la SSF y de que esta compensación de fase puede ser aprovechada para controlar en cierta medida la dirección en la que la onda electromagnética sea reflejada.

Entonces, se puede decir que, al controlar esa compensación de fase adecuadamente, se puede definir la dirección en la que se desea que se propague la onda electromagnética reflejada sin la necesidad de mover físicamente el arreglo o la antena alimentadora. Esto también representa una ventaja porque, con los elementos adecuados, se puede realizar una reconfiguración rápida de la dirección a la que apunta eléctricamente el arreglo sin necesidad de movimiento físico.

2.2. Principio de operación y control de fase

Como se mencionó en el capítulo anterior, uno de los mecanismos utilizados para controlar la fase de la onda reflejada es a través del cambio de la orientación angular de los elementos que componen la SSF que responde al principio de Fox y en el que se dice que, al girar un elemento resonante un ángulo γ , la diferencia de fase entre la onda electromagnética incidente y la reflejada será de 2γ .

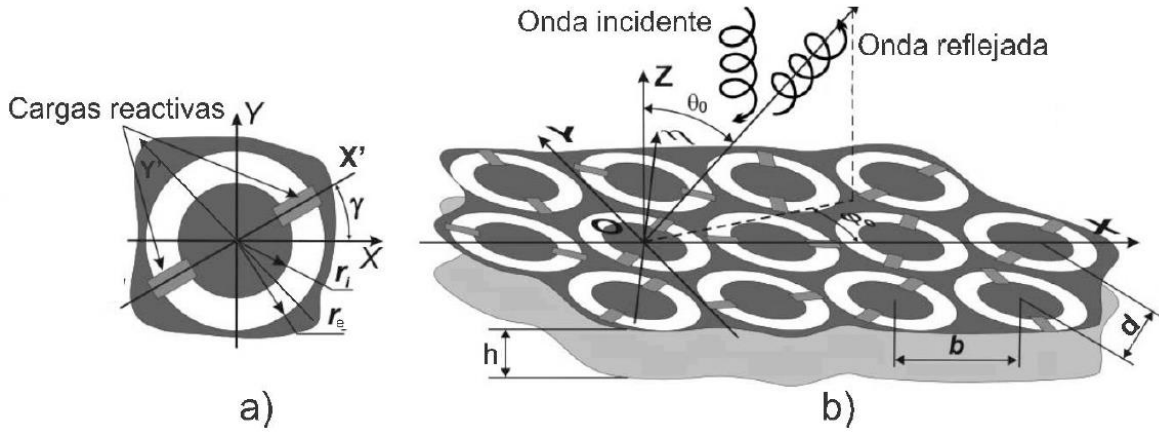


Figura 2.1. a) Elemento resonante con cargas reactivas conectadas y giradas γ° . b) Arreglo reflectivo basado en elementos resonantes de tipo ranura en forma de anillo con cargas reactivas conectadas.

De esta forma, considerando una onda electromagnética incidente de polarización circular de mano derecha, representada en la ecuación 2-1, que se hace incidir en el arreglo interactuará con éste de una manera en que una de sus componentes será afectada por los elementos resonantes que lo componen o por cargas reactivas conectadas a éstos. Así, esta interacción de la onda electromagnética incidente con el arreglo provoca que la onda electromagnética que se refleja pueda ser representada de la manera mostrada en la ecuación 2-2 que se muestra a continuación.

$$\bar{E}_i = E_0(\bar{a}_x + j\bar{a}_y)e^{jkz} \quad (2-1)$$

$$\bar{E}_r = 0.5E_0e^{j2\gamma}(\Gamma_{x'} - \Gamma_{y'}) (\bar{a}_x - j\bar{a}_y)e^{-jkz} + 0.5E_0(\Gamma_{x'} + \Gamma_{y'}) (\bar{a}_x + j\bar{a}_y)e^{-jkz} \quad (2-2)$$

Donde \bar{E}_i representa la onda incidente, E_0 representa la magnitud de la onda incidente, \bar{a}_x y \bar{a}_y son los vectores unitarios en las direcciones de los ejes x y y respectivamente, k es el número de onda y z representa la dirección de propagación de la onda electromagnética. Del mismo modo, E_r representa la onda reflejada, $\Gamma_{x'}$ y $\Gamma_{y'}$ son los coeficientes de reflexión de las componentes de polarización lineal del sistema de referencia x' y y' , recordando que las componentes de una onda de polarización circular pueden ser vistas como dos componentes de polarización lineal de igual magnitud que son ortogonales entre sí y entre las cuales existe una diferencia de fase de 90° .

Ahora bien, el primer sumando de la ecuación 2-2 representa una onda de polarización circular con el mismo sentido de giro de la onda incidente \bar{E}_i y se puede ver que la fase de

esta componente depende de la orientación angular del elemento resonante γ y es por esta dependencia de la orientación angular que a este sumando de la onda reflejada se le conoce como onda controlada.

Por otro lado, se puede ver que el segundo sumando de la expresión de la onda reflejada representa también una onda de polarización circular, pero de sentido de giro contrario al de la onda incidente \vec{E}_i y es por lo que se le denomina polarización cruzada. Además, en este caso no existe dependencia de la orientación angular del elemento resonante y es por lo que a esta componente se le conoce como onda no controlada.

Luego, idealmente la onda no controlada o polarización cruzada se suprime al introducir un desfase de 180° entre los coeficientes de reflexión $\Gamma_{x'}$ y $\Gamma_{y'}$ que se logra al desplazar la pantalla metálica que forma parte del arreglo a una distancia h de la SSF. Con esto se logra la condición:

$$\Gamma_{x'} = -\Gamma_{y'} \quad (2-3)$$

Esta condición se puede representar mediante el circuito eléctrico equivalente mostrado en la figura 2.2, donde L y C representan la inductancia y la capacitancia respectivamente del elemento resonante, B representa la susceptancia debida a las cargas conectadas en paralelo al elemento resonante, h es la separación física entre la SSF y la pantalla metálica, βh es la longitud eléctrica equivalente a esa separación y la pantalla metálica se encuentra representada por el corto circuito.

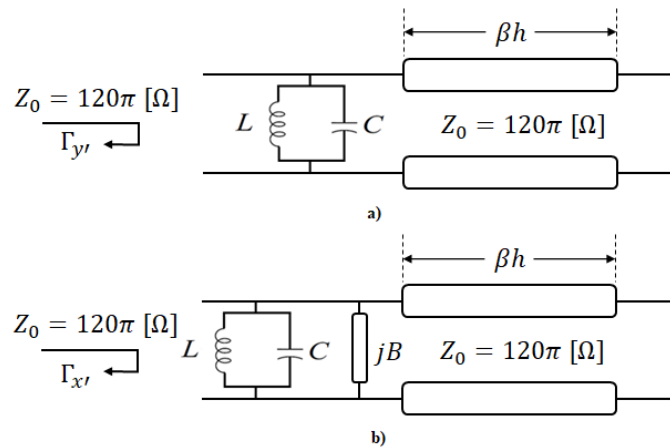


Figura 2.2. Circuito eléctrico equivalente para la componente a) perpendicular y b) paralela a las cargas reactivas del elemento resonante.

También, en la figura 2.2 se puede ver que para el caso de la componente de la onda incidente que es perpendicular puede seguir propagándose hasta ser reflejada en el corto circuito, mientras que la componente de la onda incidente que es paralela a las cargas colocadas es reflejada por éstas y esa diferencia de recorrido en la que genera la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión de ambas componentes.

2.3. Celda unitaria

Ahora bien, la celda unitaria está compuesta por el elemento resonante de la geometría que sea que se esté utilizando en la SSF, que generalmente está delimitada por un paralelepípedo y que es la base para formar la SSF que a su vez formará parte del arreglo reflectivo aprovechando sus características de compensación de fase.

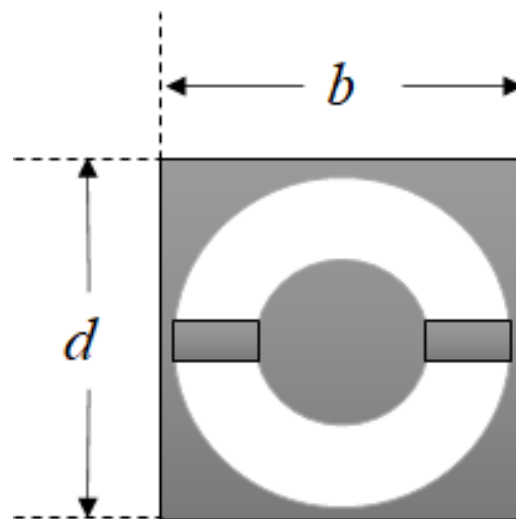


Figura 2.3. Ejemplo de una celda unitaria con elemento resonante de geometría anular y con cargas conectadas.

2.4. Celda periódica

Un arreglo periódico infinito es aquel que se forma mediante la repetición de una celda unitaria de manera infinita a lo largo de dos ejes de la distribución de elementos. Por ejemplo, los ejes x y y del sistema de referencia cartesiano, pero no necesariamente tienen que ser esos ejes. La disposición de estas celdas puede realizarse sobre ejes no ortogonales (x, η) entre los cuales existe un ángulo α (ver ilustración 2.1), siendo un caso particular de esto cuando $\alpha = 90^\circ$, puesto que es cuando los ejes η y y coinciden). En otras palabras, se

puede decir que un arreglo plano infinito está compuesto por una infinidad de celdas unitarias idénticas dispuestas sobre dos de los ejes del sistema de referencia.

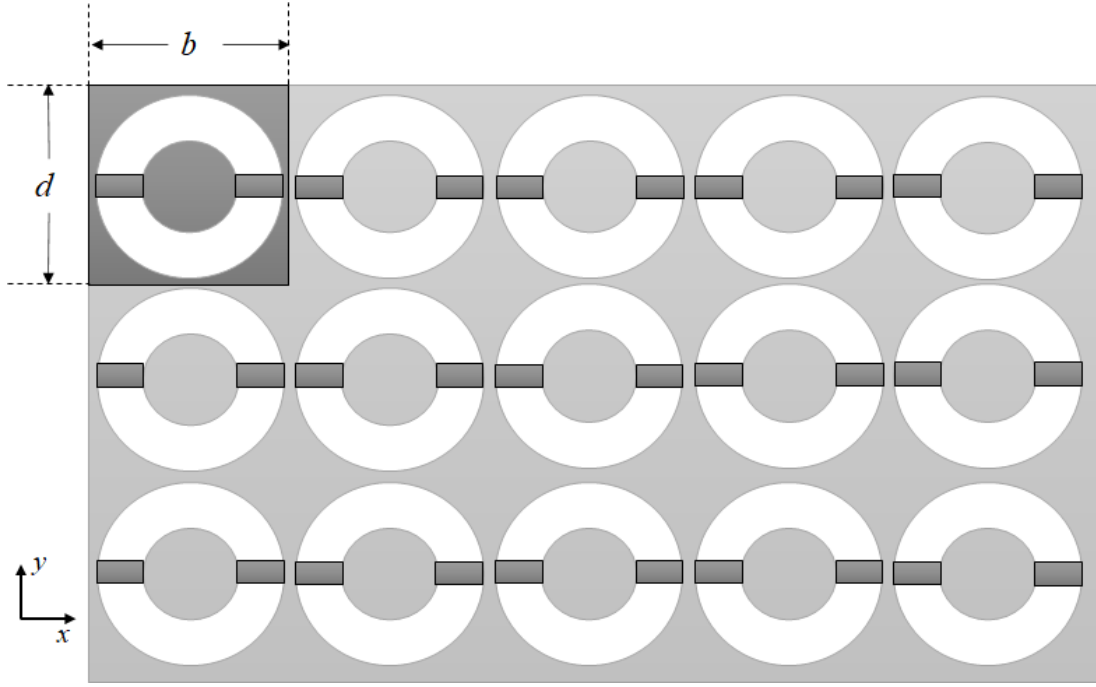


Figura 2.4. Representación de un fragmento de un arreglo infinito compuesto por la misma celda unitaria repetida en las direcciones del eje X y $\eta=Y$.

De igual manera, un arreglo infinito de este tipo, donde la celda unitaria que lo compone se repite infinidad de veces de manera periódica en las direcciones definidas por los ejes X y η , puede ser analizado mediante el teorema de Floquet [33].

De este modo, el teorema de Floquet establece que la onda electromagnética desde el arreglo infinito puede ser representado como una serie infinita de modos Floquet TE y TM representados por funciones vectoriales de la forma:

$$\text{Modo } TE_{mn}: \hat{\Psi}_{1mn} = \frac{1}{\sqrt{S_\alpha}} \left(\frac{k_y}{k_r} \hat{x} - \frac{k_x}{k_r} \hat{y} \right) e^{-j(xk_x + yk_y)} e^{-j\Gamma_{mn}z} \quad (2-4)$$

$$\text{Modo } TM_{mn}: \hat{\Psi}_{2mn} = \frac{1}{\sqrt{S_\alpha}} \left(\frac{k_x}{k_r} \hat{x} + \frac{k_y}{k_r} \hat{y} \right) e^{-j(xk_x + yk_y)} e^{-j\Gamma_{mn}z} \quad (2-5)$$

Donde $S_\alpha = bdsin(\alpha)$ es el área de la celda unitaria, b y d son las longitudes del ancho y del lado de la celda unitaria respectivamente, m y n son los índices de los modos que conforman la onda electromagnética reflejada y:

$$k_r^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (2-6)$$

$$k_x = \frac{\psi_x}{b} - \frac{2\pi m}{b} \quad (2-7)$$

$$k_y = \frac{\psi_y}{d \sin(\alpha)} - \left(\frac{2\pi n}{d \sin(\alpha)} - \frac{2\pi m}{b} \cot(\alpha) \right), \quad m, n = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, +\infty \quad (2-8)$$

$$\Gamma_{mn}^2 = k_z^2 = k^2 - k_x^2 - k_y^2 \quad (2-9)$$

Entonces, el campo electromagnético reflejado del arreglo se puede representar como la suma infinita de modos Floquet TE y TM con sus respectivas magnitudes de la manera:

$$\hat{E}_r = \sum_i C_i \hat{\Psi}_i(x, y) \quad (2-10)$$

Como ya se dijo, los modos Floquet TE_{mn} y TM_{mn} se representan con las funciones vectoriales $\hat{\Psi}_{1mn}$ y $\hat{\Psi}_{2mn}$ respectivamente y, como se puede ver, éstos son ortogonales entre sí. A su vez, estos modos Floquet representan ondas planas que se propagan desde el arreglo o se desvanecen y, de igual manera, de todos estos modos solamente existen dos (uno TE y uno TM) que se propagan en la dirección deseada (θ_r, φ_r).

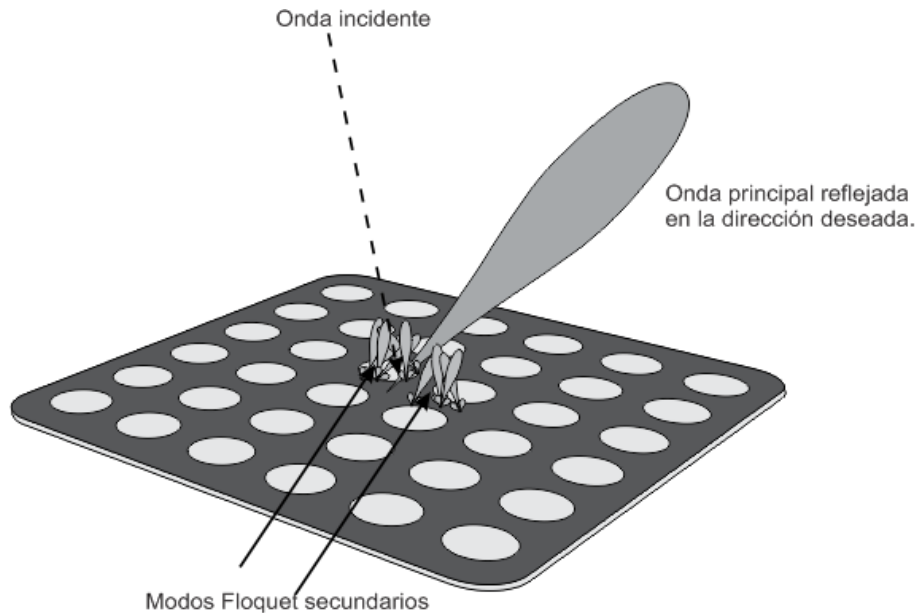


Figura 2.5. Ejemplo de propagación de los modos Floquet en un arreglo infinito.

2.5. Celda unitaria con elementos miniaturizados

Ahora, como ya se ha revisado, existen diseños que se enfocan en operar en diferentes frecuencias utilizando una sola capa para conformar el arreglo. En estos arreglos esto se logra distribuyendo los elementos resonantes en cada una de las frecuencias de interés, pero regularmente estos elementos resonantes están mezclados entre sí y, en consecuencia, se encuentran espacialmente cercanos unos de otros lo que provoca que la interacción mutua entre estos elementos se incremente como se explica en [32].

Entonces, surge como una alternativa para la reducción de este fenómeno de interacción mutua entre elementos resonantes el aumento de la distancia entre éstos y esto puede lograrse mediante un proceso de miniaturización. Este proceso permite que la distancia espacial entre los elementos se aumente debido a que las dimensiones de éstos se ven reducidas, pero esto también hace surgir un problema, puesto que se sabe que la frecuencia de resonancia de los elementos depende de sus dimensiones y ésta debe mantenerse en la frecuencia de interés.

2.5.1. Principio de miniaturización

Es sabido que la frecuencia de resonancia de los elementos que componen una SSF es debida a las dimensiones de éstos, mientras que la polarización con la que pueden operar depende en mayor medida de la geometría con las que sean diseñados y esto puede ser entendido de mejor manera modelando el circuito equivalente del elemento resonante.

Existen varios métodos de miniaturización de elementos resonantes, pero uno que ha probado ser efectivo es el de la miniaturización a partir de la conexión de cargas reactivas (principalmente capacitivas) [34] que se basa principalmente en la compensación de la inductancia reducida debido a la reducción de las dimensiones del elemento resonante con la conexión de cargas capacitivas en paralelo con éste para mantener la frecuencia de resonancia del elemento.

En el caso particular de los elementos resonantes de geometría anular de tipo ranura se tiene que su circuito equivalente corresponde a un circuito resonante RC en paralelo donde la inductancia es debida a las corrientes que se generan en el borde exterior del anillo y la capacitancia es debida al campo eléctrico que se almacena en la ranura que existe entre la placa interior y la placa exterior del elemento.

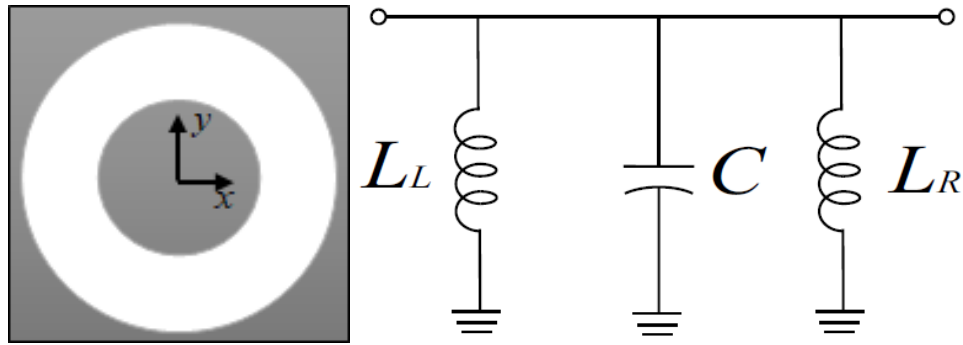


Figura 2.6. Vista en dos dimensiones de un elemento resonante de tipo anillo (izquierda) y su circuito equivalente (derecha).

Luego, para este caso en el que el elemento resonante no se encuentra cargado, se sabe que la resonancia de éste se da cuando la longitud de onda (λ) se aproxima al perímetro del anillo resonante. Por otro lado, esta frecuencia de resonancia del elemento resonante está determinada por la expresión $f = (LC)^{-1/2}$ donde L es la inductancia equivalente de la conexión en paralelo de L_L y L_R .

De este modo, se puede ver que la inductancia del anillo resonante se puede cambiar aumentando o reduciendo el radio medio del anillo y, del mismo modo, la capacitancia puede aumentar o disminuir en la medida que se aumente o disminuya el espesor de la ranura del elemento. Entonces, se puede ver que la frecuencia de resonancia del elemento sin cargas se puede controlar principalmente variando sus dimensiones, pero lo que realmente permite reducir las dimensiones del elemento es agregar cargas capacitivas conectadas en paralelo.

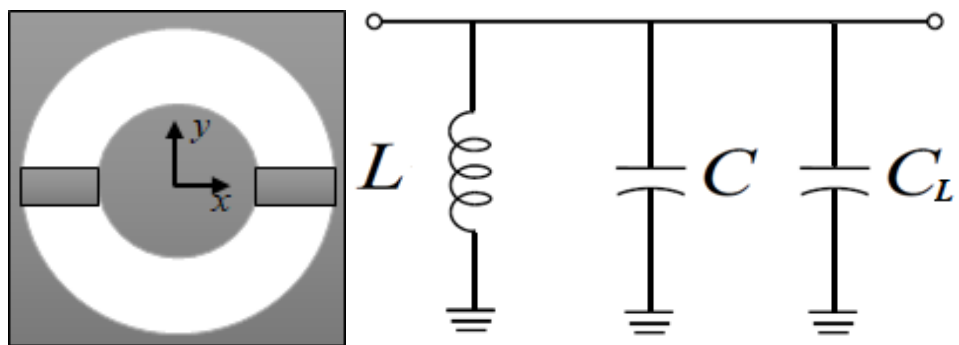


Figura 2.7. Anillo resonante cargado (izquierda) y su circuito equivalente (derecha).

Se puede ver que al cargar el anillo resonante con cargas capacitivas el circuito equivalente se modifica de manera que ahora existe una capacitancia de carga conectada en paralelo junto con la inductancia y la capacitancia propia del anillo. Esto permite que se pueda reducir la

inductancia del anillo a partir de reducir su radio medio y compensarla aumentando la capacitancia de las cargas conectadas para poder mantener la frecuencia de resonancia de interés.

Esta reducción de las dimensiones de un elemento resonante como el descrito anteriormente y el incremento en la frecuencia de resonancia que conlleva se puede apreciar a continuación de manera simulada en el software *CST Microwave Studio* para condiciones de frontera de celda unitaria (*unit cell*). Así, en la figura 2.8 se muestra una celda unitaria cuadrada con un elemento resonante de geometría anular con una frecuencia de resonancia inicial de aproximadamente 45 [GHz] y la misma celda, pero en este caso con el radio medio reducido que tiene una frecuencia de resonancia de cerca de 60 [GHz] (ver figura 2.9).

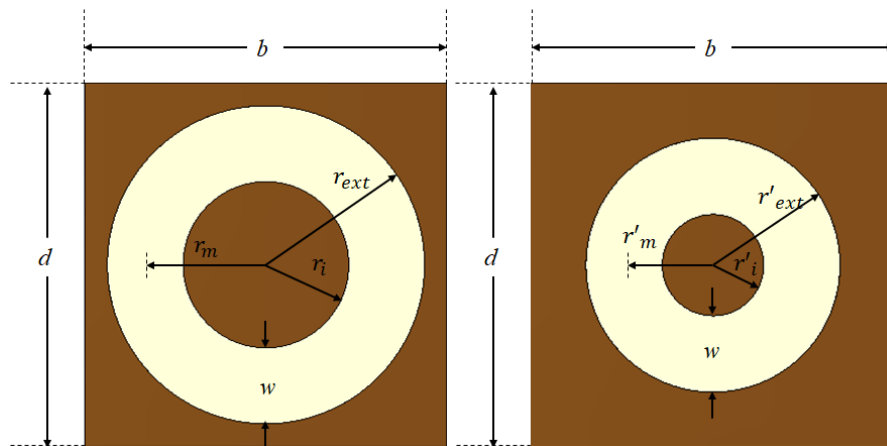


Figura 2.8. Celda unitaria cuadrada con elemento resonante de geometría anular (izquierda) y celda unitaria con elemento resonante de geometría anular con radio medio reducido (derecha).

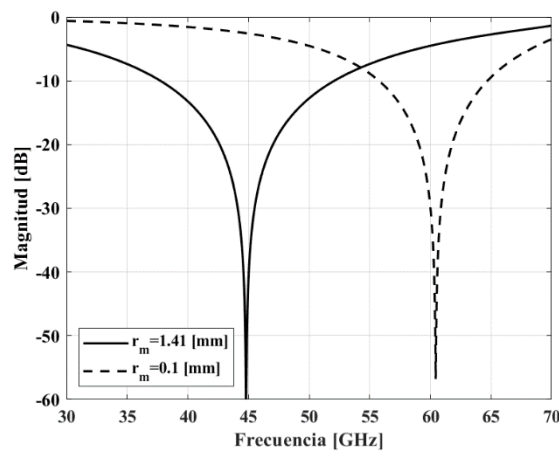


Figura 2.9. Magnitud del coeficiente S₁₁ para los valores de radio medio simulados.

En el caso mostrado en la figura 2.8 los parámetros importantes del elemento resonante son el radio medio (r_m) y el espesor de la ranura del elemento resonante (w), ya que son los que definen las longitudes del radio interior ($r_i = r_m - w/2$) y el radio exterior ($r_{ext} = r_m + w/2$) del elemento resonante. De este modo, para observar el cambio de frecuencia mostrado en la figura 2.9 se utilizó un espesor de la ranura de $w = 0.86 [mm]$ en ambos casos, así como las dimensiones de la celda $b = d = 4.11 [mm]$ y se pasó de un radio medio de $r_m = 1.41 [mm]$ a uno de $r_m = 1 [mm]$.

Entonces, como se mencionó anteriormente, para compensar la pérdida de la inductancia del elemento resonante debida a la reducción del radio medio se agrega una capacitancia conectada en paralelo al elemento resonante y poder regresar a la frecuencia de resonancia inicial. Para ilustrar este efecto, se conectó una carga capacitiva de tipo *lumped element* a la celda mostrada anteriormente (ver figura 2.10) y se utilizaron diferentes valores de capacitancia para poder observar el efecto mencionado. Este procedimiento se realizó de nueva cuenta en el software *CST Microwave Studio* con condiciones de frontera definidas como de *unit cell* (celda unitaria).

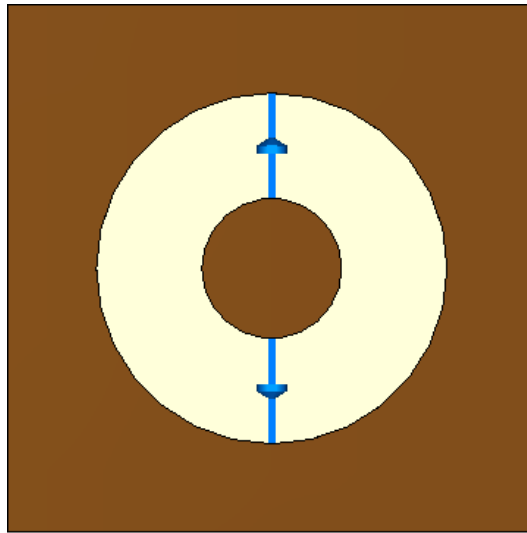


Figura 2.10. Vista de la celda con capacitores conectados.

Así, para el caso mostrado se utilizó inicialmente una capacitancia de $0.045 [fF]$ y este caso corresponde a la curva con la que se presenta una frecuencia de resonancia de aproximadamente $58 [GHz]$, luego la capacitancia se aumentó a $2.272 [fF]$ con la que se logró una frecuencia de resonancia de aproximadamente $52.5 [GHz]$ y, por último, se utilizó

una capacitancia de 4.5 [fF] con lo que se logró acercar la frecuencia de resonancia a la de 45 [GHz].

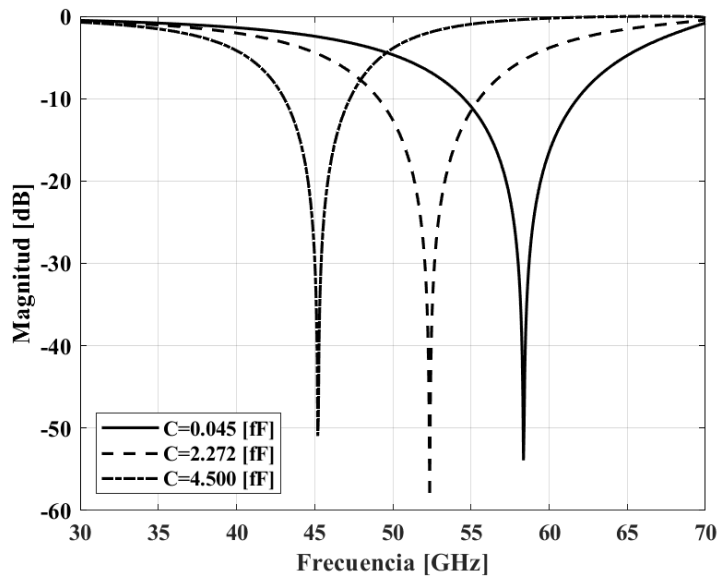


Figura 2.11. Magnitud del coeficiente S_{11} para los valores de capacitancia simulados.

Con esto se pudo comprobar de manera simulada que se puede compensar la inductancia perdida debido a la reducción del radio medio del elemento resonante mediante la conexión de cargas capacitivas y esto permite que se pueda regresar a la frecuencia de operación.

2.6. Celda unitaria multifrecuencia con elementos miniaturizados

En el capítulo cuatro de [21] se propone un arreglo reflectivo de una sola capa que opera en cuatro frecuencias cercanas entre sí (33.5 [GHz], 35.5 [GHz], 37.5[GHz] y 39.5 [GHz]) y la celda mínima de este arreglo está compuesta por cuatro elementos resonantes con cargas capacitivas conectadas. En este caso la diferencia principal entre los diferentes elementos que componen a la celda es el valor de capacitancia de la carga conectada al elemento resonante.

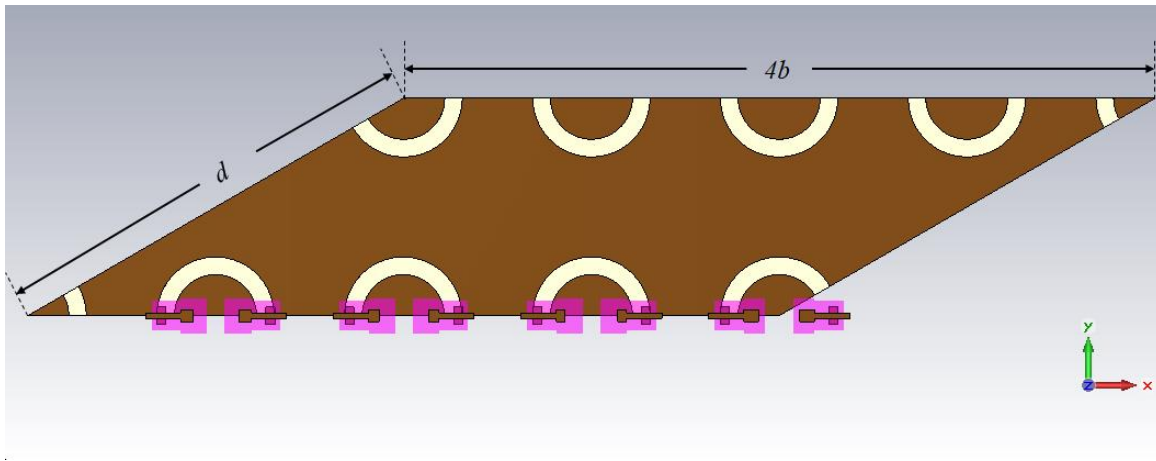


Figura 2.12. Vista de la celda unitaria en el entorno de trabajo de CST Microwave Studio del arreglo propuesto en [21].

En este caso, las capacitancias reportadas para lograr las frecuencias de operación de interés en el arreglo 69.75 [fF], 61.58 [fF], 54.76 [fF] y 48.8 [fF] en donde la capacitancia más grande corresponde a la frecuencia más baja y la capacitancia más pequeña corresponde a la frecuencia más alta.

Así, se puede ver que el área de la celda se incrementa por estar compuesta de varios elementos resonantes y esto supone una desventaja pues el área del arreglo puede aumentar considerablemente debido a la inclusión de los elementos que resuenan en frecuencias diferentes. Es por esto por lo que, con el propósito de evitar de la mejor manera posible la formación de lóbulos laterales o de difracción, se requiere integrar elementos que operan en diferentes frecuencias en el área delimitada por un paralelogramo con lados de una longitud de $\lambda/2$. Para lograr lo mencionado se recurrió al proceso de miniaturización mencionado anteriormente, pero en esta ocasión con frecuencias cercanas entre sí, pero diferentes a las utilizadas en el arreglo mencionado. Estas nuevas frecuencias de interés son $f_1 = 31.5$ [GHz], $f_2 = 34$ [GHz], $f_3 = 36.5$ [GHz] y $f_4 = 39$ [GHz].

2.6.1. Circuito equivalente

Como se mencionó anteriormente, cada elemento resonante del arreglo reflectivo puede ser modelado como un circuito resonante LC en paralelo con su respectiva carga capacitiva utilizada para realizar la compensación en frecuencia necesaria. Este circuito resonante está conectado a una línea de transmisión de impedancia característica $Z_0 = 120\pi$ [Ω] (impedancia característica del aire) y de longitud h terminada en corto circuito. Esto debido

a que la línea de transmisión modela el espacio de aire que existe como separación entre el elemento resonante y la pantalla metálica en la que se refleja la onda electromagnética.

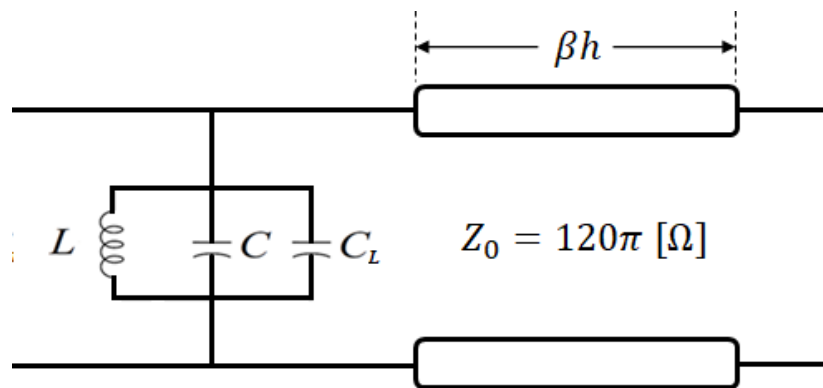


Figura 2.13. Circuito equivalente de celda unitaria con solamente un elemento resonante en el arreglo reflectivo.

Entonces, la celda unitaria con elementos resonantes que operan en cuatro frecuencias se puede modelar como cuatro circuitos resonantes con sus respectivas cargas capacitivas conectadas en serie y, a su vez, conectados con la línea de transmisión de impedancia característica $Z_0 = 120\pi$ [Ω] y de longitud h terminada en corto circuito como se muestra a continuación.

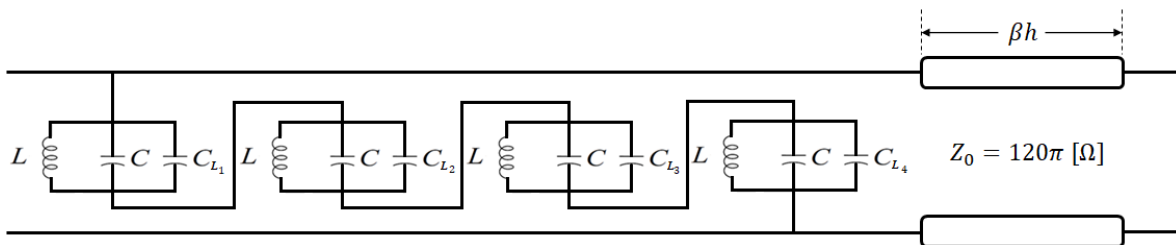


Figura 2.14. Circuito equivalente de la celda unitaria con cuatro elementos resonantes en diferentes frecuencias que compone al arreglo reflectivo.

Por otro lado, el circuito equivalente que modela la celda con elementos resonantes que operan en diferentes frecuencias mostrado en la figura 2.14 es algo que se puede prestar al debate debido a que no existe un consenso entre si esas conexiones entre los diferentes circuitos resonantes son de manera serial o en paralelo. Debido a esto, cabe aclarar que la configuración del circuito resonante mostrado se debe principalmente a las simulaciones realizadas en el software de simulación de circuitos de microondas AWR en el proceso de modelado de estos circuitos.

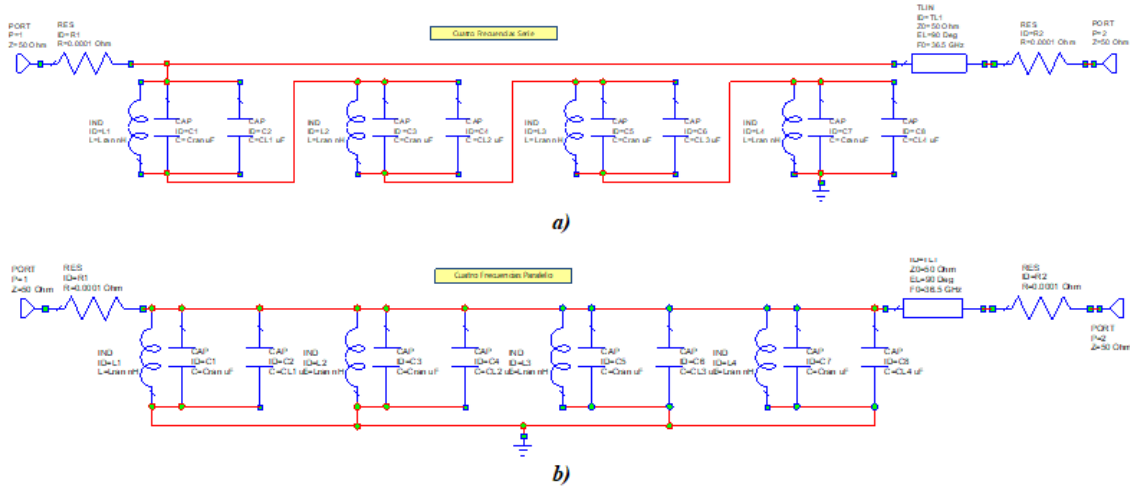


Figura 2.15. Circuito equivalente de la celda que compone al arreglo propuesto simulados en AWR en configuración a) serie y b) paralelo.

De este modo, se observó que en las simulaciones de los circuitos resonantes mostrados en la figura 2.15 realizadas en AWR el que mostraba un comportamiento más cercano al esperado de la celda real con cuatro frecuencias de resonancia.

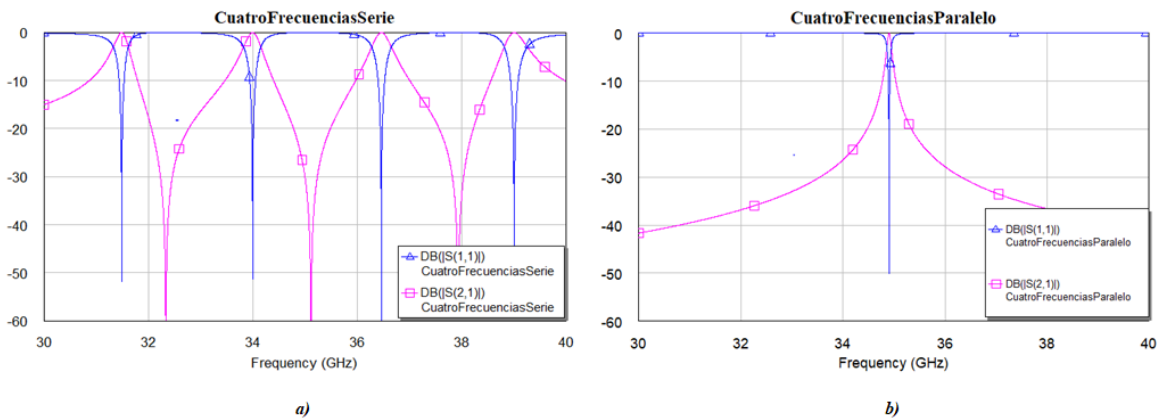


Figura 2.16. Magnitud del coeficiente de reflexión y del coeficiente de transmisión del circuito resonante con configuración a) serie y b) paralelo mostrados en la figura 2.15.

Así, como se puede ver en la figura 2.16 las magnitudes del coeficiente de reflexión y de transmisión del circuito resonante con configuración en serie presenta las cuatro resonancias definidas en las frecuencias de interés, mientras que las magnitudes de los coeficientes correspondientes al circuito con configuración paralelo solamente presentan una resonancia en una frecuencia que ni siquiera es una de las frecuencias de interés. Ahora, estas diferencias en las resonancias mostradas en las magnitudes de los coeficientes correspondientes a una

configuración y a la otra se presentan a pesar de que los valores de los circuitos resonantes conectados en ambas configuraciones son iguales.

Entonces, con base en lo observado en estas simulaciones se decidió presentar el circuito equivalente correspondiente a la configuración en la que los diferentes circuitos resonantes correspondientes a los diferentes elementos resonantes de la celda se encuentran conectados en serie.

2.6.2. Optimización de celda unitaria multifrecuencia con elementos miniaturizados

Para comenzar, habiendo definido las frecuencias de operación del arreglo que se va a diseñar, se definió que la longitud de onda de referencia para las longitudes de los lados del paralelogramo sería $\lambda_3/2$. De esta forma, inicialmente se definió una celda cuadrada en la que se distribuirían los elementos resonantes de la forma que se muestra en la figura 2.15.

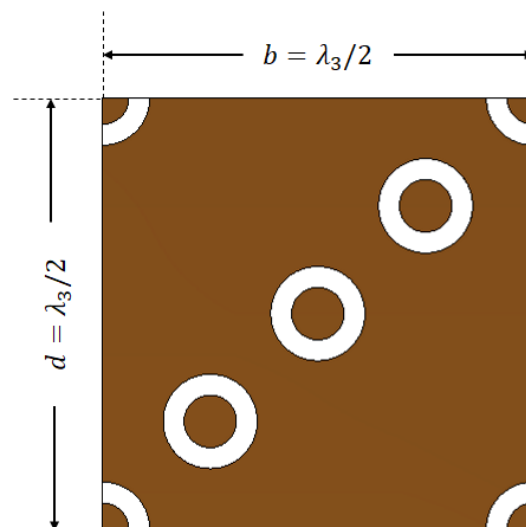


Figura 2.17. Vista de la celda unitaria de geometría cuadrada con anillos ranurados miniaturizados.

Después, se continuó definiendo las dimensiones de los elementos resonantes de geometría anular que se utilizarían y se simuló con la ayuda del software comercial *CST Microwave Studio*. El material utilizado para realizar las simulaciones inicialmente es una capa de conductor perfecto con un espesor de 10 [μm] sobre una capa de material Rogers RT5880 con 127 [μm], con una constante de permitividad eléctrica $\epsilon_r = 2.2$ y sin pérdidas. Estas dimensiones de los elementos resonantes se definieron de manera que se pudieran colocar cuatro elementos resonantes en el área de la celda. De este modo, el resumen completo de las

dimensiones de la celda y de los elementos resonantes que la componen se encuentra en la tabla 2.1.

Tabla 2.1. Dimensiones de la celda unitaria y de los elementos resonantes de geometría anular.

$\lambda_3/2$ [mm]	Diagonal [mm]	r_m [mm]	w [mm]	$r_i = r_m - w/2$ [mm]	$r_{ext} = r_m + w/2$ [mm]
4.109	5.811	0.35	0.2	0.25	0.45

La disposición de los elementos resonantes en el área de la celda unitaria responde a un criterio que determina que los elementos resonantes correspondientes a una de las frecuencias de operación del arreglo no deben obstruir las aristas de la malla formada por los elementos resonantes de otra frecuencia como se muestra en la figura 2.18. Del mismo modo, se buscó que la separación entre elementos resonantes fuera la máxima posible para poder reducir la interacción mutua entre los elementos resonantes y es por esta razón que los elementos resonantes se distribuyeron sobre la diagonal de la celda cuadrada.

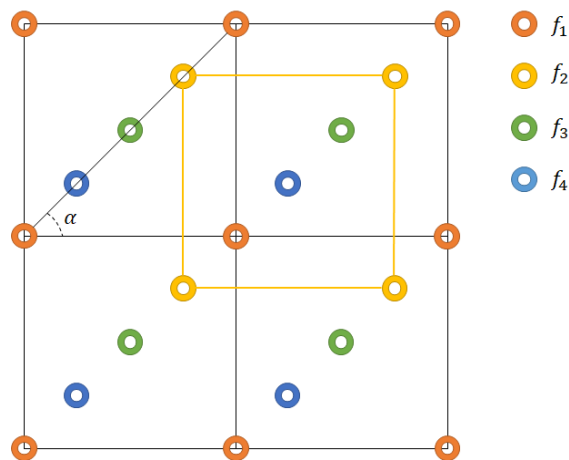


Figura 2.18. Ejemplo de mallado con la distribución de elementos resonantes en la celda mostrada.

Como se puede ver en la figura 2.17, los elementos resonantes no se encuentran cargados y resuenan en la misma frecuencia, pero ya se han determinado las frecuencias a las que resonarán y para lograr esas frecuencias de resonancia se diseñaron los capacitores que serían conectados para poder realizar el procedimiento de compensación de frecuencia.

Por otro lado, debido al reducido espacio disponible para la colocación de las cargas capacitivas debido a las dimensiones de cada elemento resonante se descartaron los

capacitores interdigitales que pueden fabricarse directamente durante el mismo ciclo tecnológico de fabricación que los elementos de tipo ranura. Entonces, se diseñaron capacitores de placas paralelas con una capa de material dieléctrico llamado *Benzocyclobutene* (BCB) con una permitividad eléctrica $\epsilon_r = 2.65$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.006$ [35], aunque inicialmente se realizó el modelado del arreglo con los materiales sin pérdidas.

De este modo, los capacitores diseñados consisten en una capa de BCB de un espesor de 0.002 [mm] depositada sobre la capa metálica del arreglo y sobre ésta se deposita una capa de material conductor con una geometría como lo que se muestra a continuación en la figura 2.19.

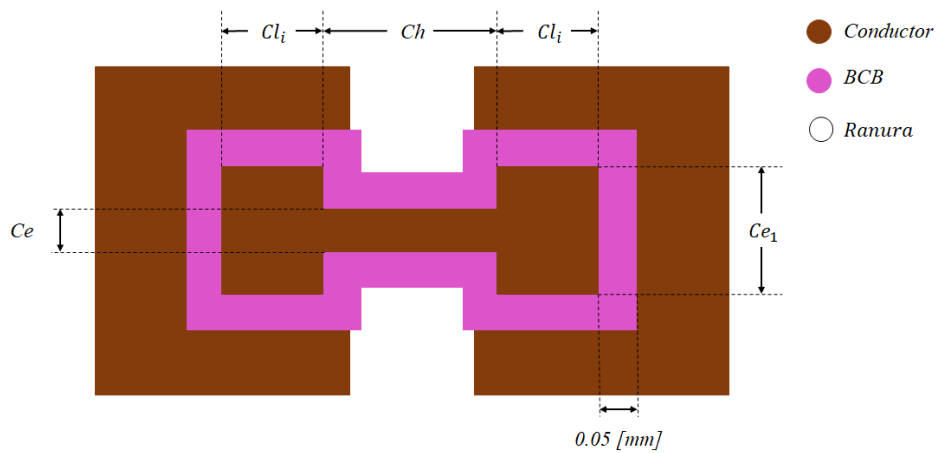


Figura 2.19. Vista superior de los capacitores diseñados.

En la geometría de los capacitores mostrada en la figura 2.19 se puede ver que hay más de una longitud que puede cambiar para poder ajustar las frecuencias de resonancia y es por ello que solamente se tomó en cuenta la longitud Cl_i para poder realizar el ajuste del capacitor y poder lograr la sintonización a las frecuencias de interés, mientras que las demás longitudes se definieron como constantes. De este modo, las dimensiones utilizadas inicialmente para poder sintonizar las resonancias de los diferentes anillos se muestran a continuación en la tabla 2.2.

Tabla 2.2. Dimensiones de los capacitores diseñados.

Ce [mm]	Ce_1 [mm]	Ch [mm]	Cl_1 [mm]	Cl_2 [mm]	Cl_3 [mm]	Cl_4 [mm]
0.05	0.081	0.3	0.1293	0.1063	0.0864	0.0703

Así, habiendo definido las dimensiones de los capacitores, se procedió a colocarlos como parte del arreglo como se muestra en la figura 2.20. De este modo, se puede ver que, debido a la orientación angular de los capacitores de carga, éstos interactuarán con la componente horizontal de una onda electromagnética incidente de polarización circular y, si se requiriera la interacción con la componente vertical, bastaría con girarlos 90° .

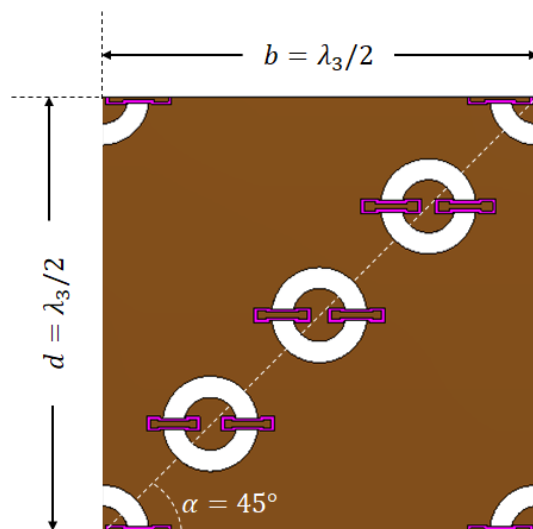


Figura 2.20. Vista de la celda con los capacitores diseñados conectados a los elementos resonantes.

Con estas dimensiones de los capacitores se realizaron las simulaciones correspondientes al régimen de transmisión del arreglo (sin pantalla metálica reflectora) y se realizaron haciendo incidir una onda electromagnética de polarización lineal horizontal para poder observar solamente las frecuencias de resonancia de los elementos. Con esto, se pudo observar que se logró compensar de buena manera el cambio en la frecuencia debido a la reducción de las dimensiones de los elementos resonantes logrando que el ancho de banda correspondiente a cada una de las frecuencias de interés fuera estrecho, lo que permitió que esas resonancias no interfirieran con sus frecuencias de interés vecinas como se muestra en la figura 2.21.

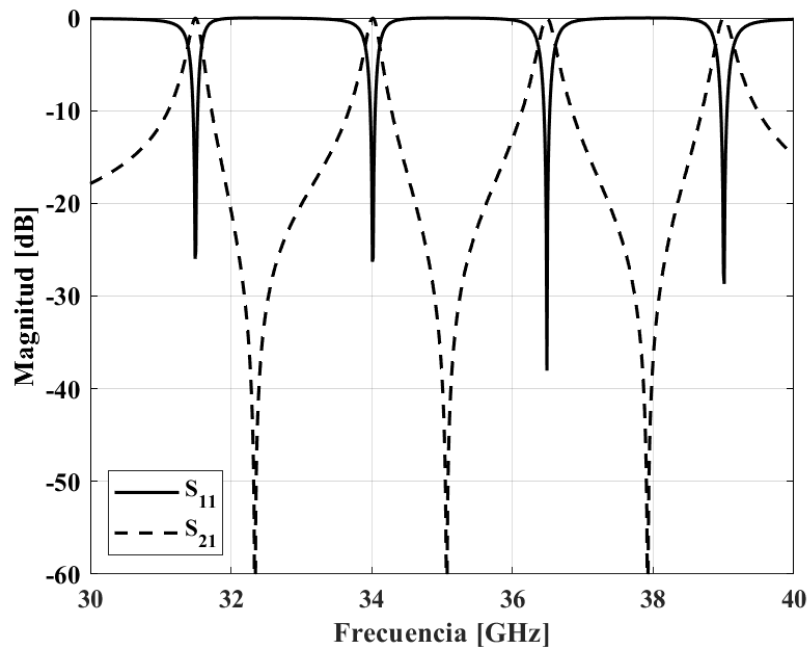


Figura 2.21. Magnitud del coeficiente de reflexión y de transmisión de la estructura con los capacitores diseñados.

Luego de comprobar las frecuencias de resonancia de los elementos que componen el arreglo, se comprobó que se cumpliera el principio de Fox mencionado anteriormente. Para ello se colocó una pantalla metálica en la parte trasera del arreglo con una distancia de separación $h = 2.1277$ [mm] y se rotó el capacitor correspondiente a la frecuencia de 39 [GHz] desde 0° hasta 90° definiendo pasos de 10° y, en este caso, se realizó la simulación con polarización circular. A continuación, se presentan las fases observadas en las frecuencias de interés.

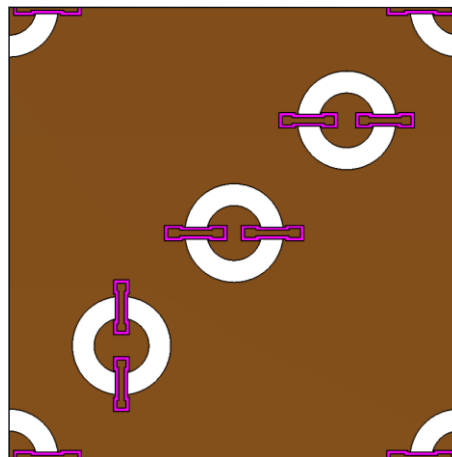


Figura 2.22. Vista de la celda unitaria con los capacitores de carga correspondientes a la frecuencia de 39 [GHz] rotados 90° .

En la figura 2.23 se puede observar que la fase se encuentra estable en las frecuencias de interés de 31.5 [GHz], 34 [GHz] y 36.5 [GHz], a pesar de que en las frecuencias intermedias esa fase puede ser más variable. Del mismo modo, se puede observar que la variación de fase más evidente es la correspondiente a la frecuencia de 39 [GHz] debido al cambio en la orientación angular (rotación) del capacitor correspondiente a esta frecuencia.

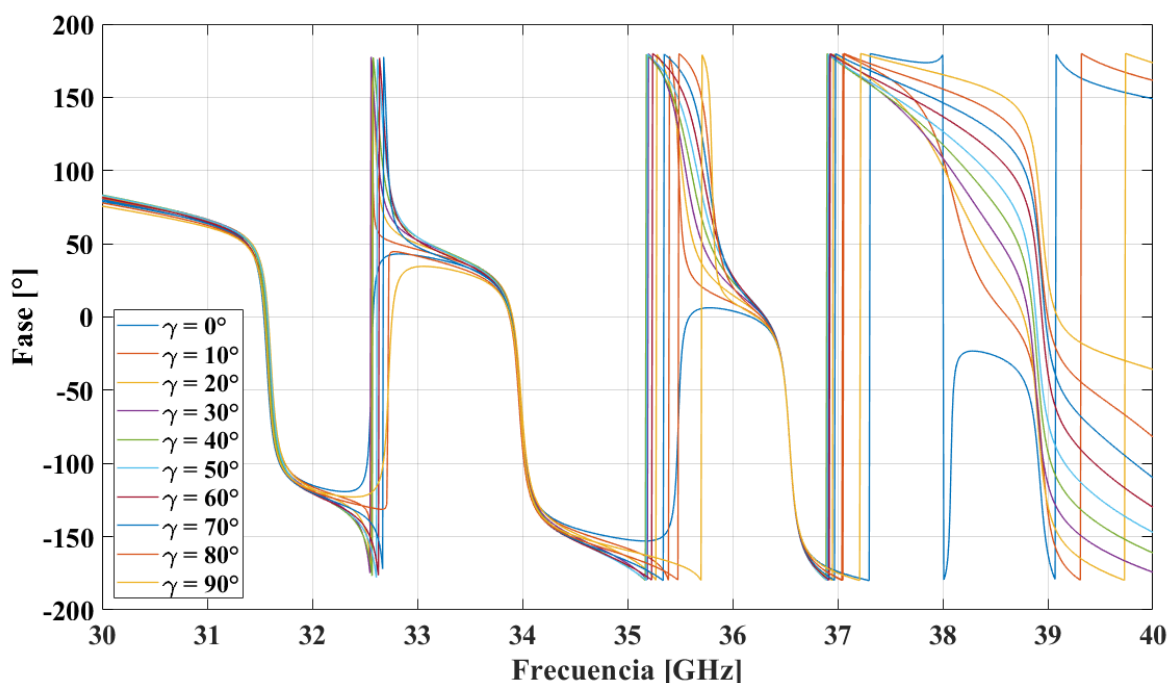


Figura 2.23. Fase de la onda controlada reflejada por el arreglo de celda mostrada en la figura 2.18 con diferentes orientaciones angulares de los capacitores correspondientes a la frecuencia de 39 [GHz].

Por otro lado, para poder corroborar de mejor manera si se cumple el principio de Fox, a continuación, se muestran las fases registradas directamente en *CST Microwave Studio* en cada una de esas frecuencias.

Tabla 2.3. Fases registradas correspondientes a las diferentes orientaciones angulares en las frecuencias de interés.

	$f_1 = 31.5$ [GHz]	$f_2 = 34$ [GHz]	$f_3 = 36.5$ [GHz]	$f_4 = 39$ [GHz]
$\gamma = 0^\circ$	36.23°	-80.29°	-46.70°	-161.36°
$\gamma = 10^\circ$	38.65°	-81.21°	-46.49°	-133.01°
$\gamma = 20^\circ$	39.47°	-67.41°	-46.28°	-128.86°
$\gamma = 30^\circ$	34.64°	-79.49°	-46.36°	-113.88°
$\gamma = 40^\circ$	33.93°	-82.49°	-46.45°	-91.78°

$\gamma = 50^\circ$	37.58°	-85.53°	-46.55°	-71.19°
$\gamma = 60^\circ$	29.12°	-87.92°	-46.94°	-37.94°
$\gamma = 70^\circ$	26.10°	-83.18°	-46.90°	-14.91°
$\gamma = 80^\circ$	28.42°	-86.89°	-47.10°	-0.57°
$\gamma = 90^\circ$	28.30°	-80.74°	-47.33°	26.63°

Ahora, entre las fases mostradas en la tabla 2.3 correspondientes a la frecuencia de 31.5 [GHz] se puede ver una fase mínima y una fase máxima de -39.47° y -26.1° respectivamente, lo que deja un margen de error de 13.37° . En el caso de las fases correspondientes a la frecuencia de 34 [GHz] se puede ver una fase mínima y una fase máxima registradas en el software de -87.92° y -67.41° , resultando en un margen de error de fase de 20.51° . Del mismo modo, para la frecuencia de 36.5 [GHz] se registraron fases mínima y máxima de -47.33° y -46.28° , resultando en un margen de error de fase de 1.05° .

De igual manera, para poder comprobar si se cumple con el principio de Fox con las fases correspondientes a la frecuencia de 39 [GHz] se toma como referencia la primera fase mostrada correspondiente a $\gamma = 0^\circ$ y se realiza la diferencia con la fase correspondiente a una orientación angular diferente. Por ejemplo, la diferencia de fase entre las fases correspondientes a las orientaciones angulares $\gamma = 0^\circ$ y $\gamma = 10^\circ$ es $\Delta\gamma_{10^\circ} = -133.01^\circ - (-161.36^\circ) = 28.35^\circ$ cuando debería ser de $2\gamma = 20^\circ$, la diferencia entre $\gamma = 0^\circ$ y $\gamma = 50^\circ$ es $\Delta\gamma_{50^\circ} = -71.19^\circ - (-161.36^\circ) = 90.17^\circ$ cuando idealmente sería de $2\gamma = 100^\circ$ y para $\gamma = 0^\circ$ y $\gamma = 80^\circ$ es $\Delta\gamma_{80^\circ} = -0.57^\circ - (-161.36^\circ) = 160.79^\circ$ cuando idealmente es de $2\gamma = 160^\circ$. Así, se puede decir que tanto estos errores de fase como los correspondientes a las otras frecuencias de interés son debidos principalmente a la interacción mutua entre los elementos resonantes, pero también existen pequeños errores de cálculo debidos a las tolerancias manejadas en las simulaciones. Ahora, se puede decir que, en general, las fases introducidas por el cambio en la orientación angular se aproximan de buena manera a las fases ideales.

Por otro lado, para asegurar una interacción mutua más reducida entre elementos resonantes se decidió cambiar la geometría de la celda de manera que la distancia física entre los elementos dispuestos sobre la diagonal de la celda (eje η) fuera más grande, pero

manteniendo una separación entre elementos resonantes que operan en la misma frecuencia de $\lambda_3/2$. De este modo, también se cambió el tipo de malla con la que se distribuirían los elementos resonantes en el arreglo, pasando de una malla de tipo cuadrada a una malla de tipo triangular equilátera como se muestra en la figura 2.24. Con esto se asegura una separación entre elementos resonantes que operan en la misma frecuencia de $\lambda_3/2$ y una mayor separación física entre elementos que operan en distintas frecuencias dispuestos en la diagonal de la celda.

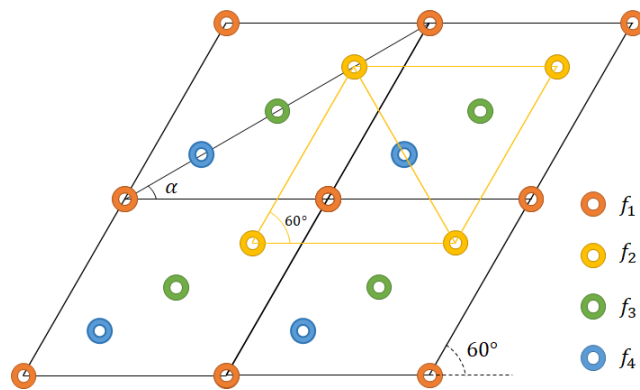


Figura 2.24. Distribución de los elementos resonantes formando una malla triangular equilátera.

Este cambio en la geometría de la celda también implicó un ligero ajuste en las dimensiones de los capacitores diseñados para poder sintonizar las frecuencias de interés, así como un cambio en el tipo de malla formada por la disposición de los elementos resonantes en la celda pasando de una malla cuadrada a una malla de tipo triangular equilátera como se muestra a continuación.

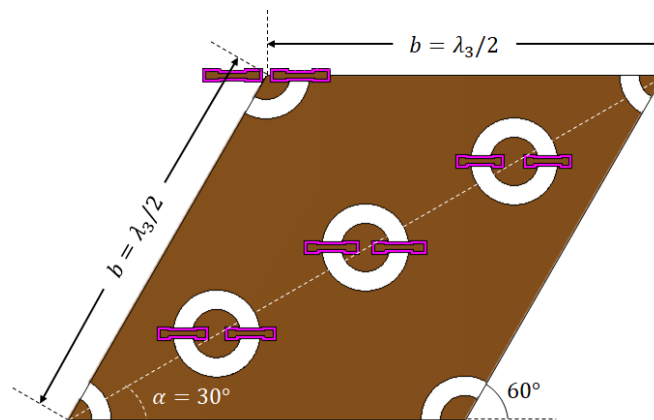


Figura 2.25. Celda unitaria de geometría de paralelogramo con los capacitores de placas paralelas diseñados.

Como ya se mencionó, este cambio en la geometría de la celda provocó un reajuste en las dimensiones de los capacitores, quedando las nuevas dimensiones como se muestra a continuación en la tabla 2.4.

Tabla 2.4. Dimensiones de los capacitores diseñados después del reajuste debido al cambio de geometría en la celda.

Ce [mm]	Ce_1 [mm]	Ch [mm]	Cl_1 [mm]	Cl_2 [mm]	Cl_3 [mm]	Cl_4 [mm]
0.05	0.081	0.3	0.1305	0.1065	0.0864	0.0705

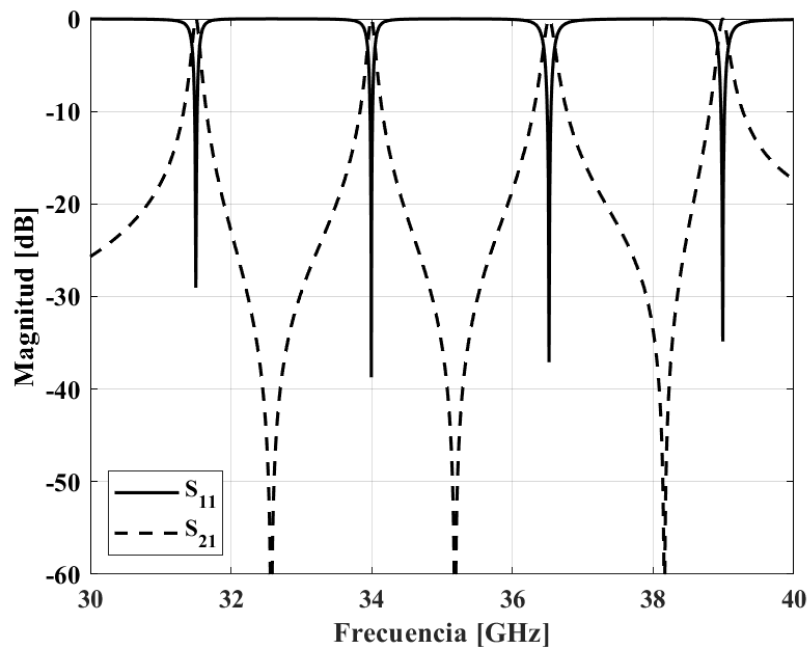


Figura 2.26. Magnitud del coeficiente de reflexión y de transmisión correspondientes a la celda de la figura 2.25.

Ahora bien, en la tabla 2.4 se puede ver que el ajuste fue mínimo, incluso se podría decir que el ajuste fue necesario debido a errores de cálculo al realizar el cambio en la estructura o se podría atribuir a otros factores. También, en la figura 2.26 se puede apreciar que las magnitudes de los coeficientes de reflexión y de transmisión son equivalentes a las mostradas con la configuración anterior (ver figura 2.21), lo que indica que estos cambios no tuvieron repercusiones evidentes en el desempeño del arreglo y que se pueden utilizar sin que exista algún tipo de degradación de las características del arreglo.

2.7. Conclusiones

1. Se puede ver que los arreglos reflectivos son una buena opción para trabajos en los que se requiera una operación en diferentes frecuencias debido principalmente a la flexibilidad que supone el control de fase que se puede realizar en las componentes de la onda electromagnética que incida en ellos
2. Otra de las ventajas que presentan los arreglos reflectivos es la que supone el análisis de éstos a través de una celda unitaria repetida periódicamente con la que se puede modelar el arreglo como una estructura infinita.
3. También, se puede observar que los arreglos reflectivos basados en SSF poseen cualidades tales que pueden ser aprovechadas para la integración de un número alto de frecuencias de operación, ya no limitándose a solamente una o dos frecuencias como se vio anteriormente.
4. El principio de miniaturización a partir de la conexión de cargas reactivas en los elementos resonantes es el que permite que estos elementos tengan las dimensiones adecuadas para que la integración de las frecuencias de operación deseadas pueda llevarse a cabo físicamente, logrando mantener una estructura relativamente sencilla en su geometría y su análisis.

3. ARREGLOS REFLECTIVOS MULTIFRECUENCIA CON ELEMENTOS MINIATURIZADOS Y ESCANEEO

3.1. Introducción

Hasta ahora se ha revisado la composición de una celda unitaria que se puede replicar infinidad de veces para poder formar un arreglo periódico que ofrece la posibilidad de reflejar una onda electromagnética en cierta dirección dependiendo de la configuración de la celda.

También, se ha revisado la posibilidad de la integración de elementos que operen en distintas frecuencias en el área donde originalmente solamente podría haber un elemento a través de la miniaturización de estos elementos resonantes y con la incorporación de cargas capacitivas conectadas a los elementos resonantes miniaturizados.

Por otro lado, otro caso de estudio de los arreglos reflectivos es el denominado escaneo o, en otras palabras, capacidad de desviar la onda electromagnética reflejada en una dirección definida (diferente de la dirección de reflexión de manera especular) al realizar cambios en la configuración del arreglo.

3.2. Escaneo

Como se vio anteriormente, un arreglo infinito compuesto por la misma celda unitaria repetida infinidad de veces tiene la capacidad de reflejar una onda incidente en una cierta dirección, pero dentro de sus capacidades se encuentra la posibilidad de que la dirección de reflexión sea establecida al realizar modificaciones en las celdas que lo componen.

De esta manera, en el modelo del arreglo periódico compuesto por una celda repetida infinidad de veces en dos direcciones se considera que, para lograr la reflexión de la onda electromagnética incidente en una dirección deseada que está dada por el ángulo de elevación θ_r y por el ángulo de azimut φ_r , se tiene que cumplir con ciertas condiciones que son completamente necesarias para esto. De este modo, se requiere realizar la compensación de fase necesaria para que este efecto se lleve a cabo y para ello es necesario introducir pendientes de fase lineal donde la diferencia de fase entre celdas adyacentes es:

$$\Psi_x = -kbsin\theta_r cos\varphi_r \quad (3-1)$$

$$\Psi_y = -k d \sin \theta_r \sin \varphi_r \quad (3-2)$$

Donde k es el número de onda y b y d son el ancho y el alto de la celda respectivamente. Aunque vale la pena mencionar que estas expresiones son válidas solamente para el caso en el que dos ejes de periodicidad (ejes de referencia por sobre los cuales se distribuyen los elementos resonantes del arreglo) son ortogonales entre sí. Por otro lado, para casos como el mencionado anteriormente en los que los ejes de distribución de los elementos en la SSF no cumplen con esa ortogonalidad es más conveniente expresarlas de la manera [36]:

$$\Psi_x = -k b \sin \theta_r \cos \varphi_r \quad (3-3)$$

$$\Psi_\eta = k_x d \cos(\alpha) + k_y d \sin(\alpha) = -k d \sin \theta_r \cos(\varphi_r - \alpha) \quad (3-4)$$

Donde $k_x = -k \sin \theta_r \cos \varphi_r$, $k_y = -k \sin \theta_r \sin \varphi_r$ y α es el ángulo que existe entre el eje x y el eje η . También, se puede notar que en el caso particular de cuando $\alpha = 90^\circ$ se obtienen las ecuaciones válidas para cuando los ejes son ortogonales entre sí.

Luego, como ya se dijo, cuando un elemento es rotado en un ángulo γ , éste produce un cambio de fase de 2γ en el coeficiente de reflexión de la onda reflejada y, por lo tanto, la orientación angular progresiva entre celdas adyacentes es [21]:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\Psi_x}{2} = -\frac{k b \sin \theta_r \cos \varphi_r}{2} \quad (3-5)$$

$$\Delta\gamma_\eta = \frac{\Psi_\eta}{2} = -\frac{k d \sin \theta_r \cos(\varphi_r - \alpha)}{2} \quad (3-6)$$

Por otro lado, para lograr la introducción de la pendiente de fase necesaria, la nueva celda estará compuesta por una sucesión de celdas denominadas pequeñas en las que la única diferencia entre ellas y sus celdas adyacentes es la diferencia en la orientación angular de las cargas que las componen en las direcciones de los ejes de periodicidad. Es por esto que en [37] se definió un modelo matemático (ver ecuaciones 3-7 y 3-8) para determinar la diferencia en la orientación angular de las cargas entre celdas adyacentes necesaria para lograr el desvío del haz en la dirección deseada y también determinando así el número de celdas necesarias para introducir esa pendiente de fase.

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi M_x}{N_x}, \quad N_x = 1,2,3 \dots, M_x = 1,2,3 \dots \quad (3-7)$$

$$\Delta\gamma_\eta = \frac{\pi M_\eta}{N_\eta}, \quad N_\eta = 1,2,3 \dots, M_\eta = 1,2,3 \dots \quad (3-8)$$

Donde N_x y N_η representan el número de celdas adyacentes que conforman a la nueva celda grande y donde $2\pi M_x$ y $2\pi M_\eta$ representa la diferencia de fase entre celdas grandes adyacentes en los ejes x y η respectivamente.

De este modo, se entiende que entre una celda pequeña y la celda pequeña adyacente en la dirección del eje x existirá una diferencia en la orientación angular de sus respectivas cargas de $\Delta\gamma_x^\circ$, mientras que entre esta celda pequeña y su celda adyacente en la dirección del eje de periodicidad η existirá una diferencia en la orientación angular de sus respectivas cargas de $\Delta\gamma_\eta^\circ$.

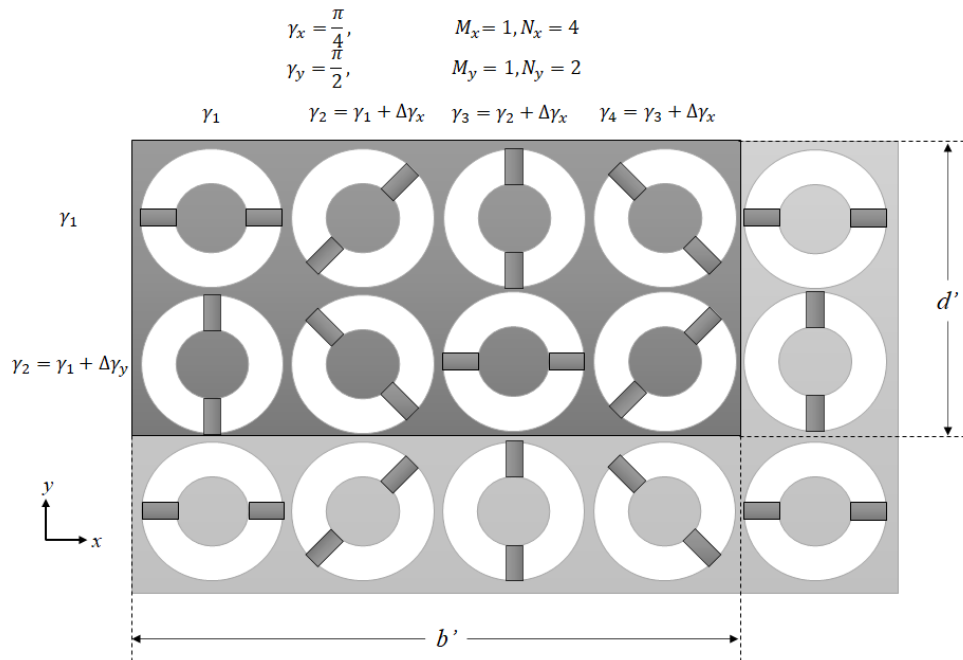


Figura 3.1. Ejemplo de una celda grande formada por $N_x=4$ celdas pequeñas sobre el eje X y por $N_\eta=N_y=2$ celdas pequeñas sobre el eje $\eta=Y$.

De igual manera, un arreglo periódico basado en la celda grande formada a través de celdas pequeñas con las características mencionadas y que se repite de manera periódica en las direcciones definidas por los ejes x y η puede ser analizado mediante el análisis de modos

Floquet mencionado anteriormente con las ecuaciones ligeramente modificadas, quedando éstas de la siguiente manera [33]:

$$\text{Modo TE: } \hat{\Psi}_{1mn} = \frac{1}{\sqrt{S'_\alpha}} \left(\frac{k_y}{k_r} \hat{x} - \frac{k_x}{k_r} \hat{y} \right) e^{-j(xk_x + yk_y)} e^{-j\Gamma_{mn}z} \quad (3-9)$$

$$\text{Modo TM: } \hat{\Psi}_{2mn} = \frac{1}{\sqrt{S'_\alpha}} \left(\frac{k_x}{k_r} \hat{x} + \frac{k_y}{k_r} \hat{y} \right) e^{-j(xk_x + yk_y)} e^{-j\Gamma_{mn}z} \quad (3-10)$$

Donde $S'_\alpha = b'd'\sin(\alpha)$ es el área de la celda grande, b' y d' son las longitudes del ancho y del lado de la celda grande respectivamente,

$$k_r^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (3-11)$$

$$k_x = \frac{\psi_x}{b'} - \frac{2\pi m}{b'} \quad (3-12)$$

$$k_y = \frac{\psi_y}{d'\sin(\alpha)} - \left(\frac{2\pi n}{d'\sin(\alpha)} - \frac{2\pi m}{b'} \cot(\alpha) \right), \quad -\infty < m, n < +\infty \quad (3-13)$$

$$\Gamma_{mn}^2 = k_z^2 = k^2 - k_x^2 - k_y^2 \quad (3-14)$$

Otra manera de interpretar un arreglo reflectivo es como un convertidor de modos Floquet que componen la onda electromagnética incidente a los que componen la onda electromagnética que se refleja en la dirección definida. Esto vuelve necesario poder estimar la eficiencia del arreglo en la conversión de estos modos para también poder determinar el ángulo máximo de desvío de la onda reflejada.

Así, la manera de medir esta eficiencia de conversión de modos Floquet es mediante las pérdidas de conversión y éstas representan la relación que existe entre la densidad de potencia de la onda reflejada en la dirección deseada y la densidad de potencia de la onda incidente como se muestra a continuación:

$$L_c = \frac{Y_{1mn} |R_{1mn}|^2 + Y_{2mn} |R_{2mn}|^2}{2Y_1 |A_1|^2} \quad (3-15)$$

Donde:

$$Y_{1mn} = \frac{\Gamma_{mn}}{\omega\mu_0} \quad (3-16)$$

$$Y_{2mn} = \frac{\omega\varepsilon_0}{\Gamma_{mn}} \quad (3-17)$$

En este caso, Y_{1mn} y Y_{2mn} representan las admitancias de los modos Floquet que se propagan en la dirección deseada, R_{1mn} y R_{2mn} son las magnitudes de los modos de la onda reflejada en esa misma dirección y Y_1 y A_1 representan la admitancia y la magnitud de la onda incidente.

3.3. Escaneo en un arreglo reflectivo multifrecuencia

Anteriormente se revisó la capacidad del arreglo reflectivo de desviar el haz reflejado en una dirección predefinida (θ_r, φ_r) y no necesariamente especularmente, pero solamente se ha revisado el caso en el que la celda unitaria opera en una sola frecuencia de interés. El siguiente caso de interés consiste en el análisis de las posibilidades de escaneo del arreglo cuando las frecuencias de interés son más de una y las direcciones de reflexión de los haces en cada una de sus frecuencias sea diferente.

Como se vio anteriormente, el desvío de un haz reflejado en cierta dirección depende de la pendiente de fase que se introduce mediante la orientación angular de los elementos resonantes adyacentes que operan en la misma frecuencia o sus cargas conectadas, formando lo que sería una “celda grande”. De igual modo, también se sabe que cada ángulo de desvío puede necesitar de un número diferente de celdas adyacentes en su celda grande, lo que hace que esto sea un punto clave en el diseño en el arreglo multifrecuencia con posibilidades de escaneo.

Para resolver esto es necesario determinar las direcciones en las que se desviarán los diferentes haces y, con ello, determinar el número de elementos resonantes adyacentes necesarios para lograr la introducción de la pendiente de fase necesaria para esos desvíos. Luego, basta con calcular el mínimo común múltiplo del número de elementos requeridos en

cada frecuencia para conocer el número de elementos requeridos para poder determinar la periodicidad total de la celda con la capacidad para realizar los desvíos mencionados.

Por ejemplo, suponiendo que para las frecuencias f_1 , f_2 , f_3 y f_4 se requieren cuatro, seis, ocho y 12 elementos resonantes respectivamente para realizar los desvíos deseados en cada una de esas frecuencias. Esto quiere decir que para la primera frecuencia se requiere una periodicidad de cuatro elementos para lograr la pendiente de fase necesaria, para la segunda frecuencia se requieren seis elementos para lograr esa pendiente de fase, para la tercera frecuencia se requieren ocho elementos para introducir la fase necesaria y para la cuarta frecuencia se requiere de 12 elementos. De este modo, para estas periodicidades el mínimo común múltiplo es de 24, lo que quiere decir que la celda grande con capacidad de desviar las ondas de cada una de las frecuencias en las direcciones determinadas estará compuesta por 24 elementos que operen en cada una de las frecuencias (96 elementos resonantes en total).

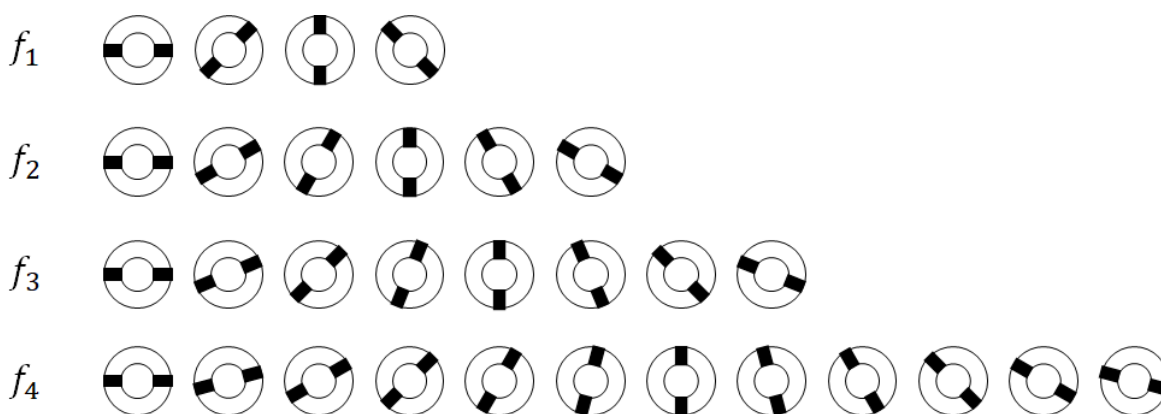


Figura 3.2. Periodicidad de los elementos resonantes correspondientes a cada una de las frecuencias representando una pendiente de fase de 180° en cada una de las frecuencias.

En otras palabras, se puede decir que, para cumplir con la periodicidad necesaria para los desvíos del haz reflejado correspondiente a cada una de las frecuencias del ejemplo, la celda grande estará compuesta por seis conjuntos periódicos de cuatro elementos resonantes correspondientes a la frecuencia f_1 , por cuatro conjuntos periódicos de seis elementos resonantes correspondientes a la frecuencia f_2 , por tres conjuntos periódicos de ocho elementos resonantes correspondientes a la frecuencia f_3 y por dos conjuntos periódicos de 12 elementos resonantes correspondientes a la frecuencia f_4 .

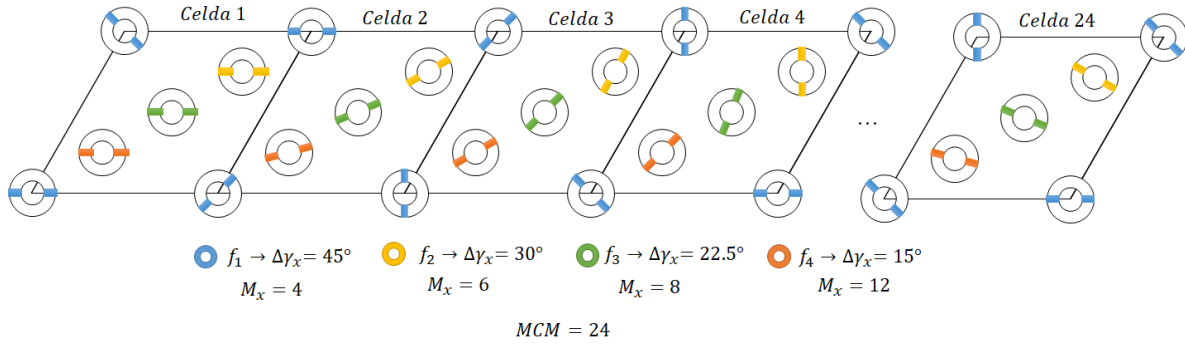


Figura 3.3. Ejemplo de la conformación de una celda grande multifrecuencia.

3.4. Resultados

Para poder verificar las capacidades de escaneo del arreglo reflectivo basado en la celda unitaria mostrada anteriormente se realizó una simulación basada en un arreglo infinito de cuatro frecuencias (31.5 [GHz], 34 [GHz], 36.5 [GHz] y 39 [GHz]) en las que, inicialmente, se determinaron direcciones de desvío de los haces correspondientes a cada una de las frecuencias de $\theta_{r_1} = 0^\circ$, $\theta_{r_2} = 20^\circ$, $\theta_{r_3} = 40^\circ$ y $\theta_{r_4} = 60^\circ$. Después, se realizó una simulación para las mismas frecuencias de interés, pero en esta ocasión con las celdas del arreglo infinito configuradas para obtener ángulos de desvío de $\theta_{r_1} = 0^\circ$, $\theta_{r_2} = 15^\circ$, $\theta_{r_3} = 30^\circ$ y $\theta_{r_4} = 45^\circ$. Cabe mencionar que, en ambos casos, para asegurar que no haya diferencias en la orientación angular sobre el eje η ($\Delta\gamma_\eta = 0^\circ$) se requiere de un ángulo de reflexión azimutal de 120° ($\varphi_r = 120^\circ$) y es por esto que este ángulo de reflexión azimutal se definió para todos los casos mencionados de ángulo de reflexión en elevación (θ_r) mencionados.

Como se dijo anteriormente, el arreglo reflectivo está basado en un material dieléctrico Rogers RT5880 con $\epsilon_r = 2.2$ de 127 [μm] de espesor sobre el cual hay una capa de material conductor con espesor de 10 [μm] de espesor, sobre la cual se encuentran ranurados los elementos resonantes de geometría anular con un radio interior $r_i = 0.25$ [mm] y exterior $r_{ext} = 0.45$ [mm] ($r_m = 0.35$ [mm], $w = 0.2$ [mm]).

Del mismo modo, los elementos resonantes tienen conectados en paralelo dos capacitores idénticos, de los cuales a la primera frecuencia de interés corresponden capacitores con valor de 80.27 [fF], a la segunda frecuencia de interés corresponden capacitores con valor de 68.38 [fF], a la tercera frecuencia corresponden capacitores con valor de 58.73 [fF] y, por último, a la cuarta frecuencia de interés corresponden capacitores con valor de 50.94 [fF].

En este punto cabe aclarar que las simulaciones correspondientes a las capacidades de escaneo del arreglo diseñado se realizaron mediante código de programación desarrollado en el software comercial de cálculo *Matlab* especialmente para este tipo de estructuras. Esto debido a la complejidad de la estructura por a las diferentes configuraciones y cantidades de elementos necesarios para las diferentes combinaciones de ángulos de desvío, pues la complejidad para realizarlas en *software* como *CST Microwave Studio* es demasiado grande, además de poco práctica.

También, esto se vuelve relevante debido a que el código está hecho de manera que inicialmente se definen los ángulos de desvío de los haces en cada una de las frecuencias y luego se calcula la diferencia en la orientación angular y el número de elementos necesarios para la pendiente de fase. Después, esta diferencia y el número de elementos se calculan con un cierto error, pues también se procura que el número de elementos necesarios para lograr dichos desvíos sea lo más pequeño posible y así poder reducir lo más posible los recursos computacionales necesarios, así como el tiempo de cálculo necesarios para poder realizar esas simulaciones.

Entonces, para comprobar la equivalencia del uso del código desarrollado en el software *Matlab* con los resultados obtenidos mediante el uso de *CST Microwave Studio*, a continuación, se muestra la diferencia de fase entre las componentes vertical y horizontal de una onda incidente. Con esto, en la figura 3.4, se puede ver que la diferencia entre las fases de ambas componentes en las frecuencias de interés es de 160° , 189.6° , 164.6° y 180.4° respectivamente y, al igual que en el caso del arreglo simulado anteriormente, al no ser de 180° en todos los casos podrían existir repercusiones en cuanto al nivel de polarización cruzada.

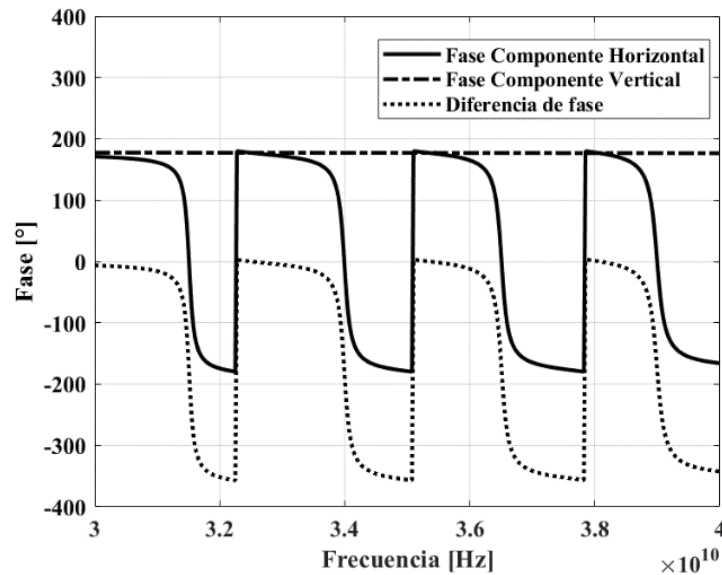


Figura 3.4. Fase de las componentes de la onda electromagnética y la diferencia de fase entre éstas observadas en la simulación de Matlab.

De la misma manera, en la figura 3.5-a, se muestra la magnitud de la onda controlada y la onda no controlada obtenidos con el código escrito en Matlab antes de definir las condiciones necesarias para verificar las posibilidades de escaneo del arreglo. También, en la figura 3.5-b se muestra de nueva cuenta la magnitud de la onda controlada y la onda no controlada obtenidas y mostradas anteriormente con el modelo realizado con CST. Esto tiene la finalidad de poder realizar una comparación entre estas características con ambos modelos para poder determinar si los comportamientos son equivalentes.

Por otro lado, adicionalmente, en la figura 3.5-c se muestra el nivel de polarización cruzada en cada una de las frecuencias de interés obtenido antes de establecer las condiciones de escaneo en el arreglo. Así, se puede observar que este nivel está por debajo de los -15 [dB] en las frecuencias donde la diferencia de fase entre las componentes vertical y horizontal se encuentra más alejada de los 180° , mientras que en la frecuencia donde esta diferencia de fase es casi exactamente de 180° ese nivel de polarización cruzada es de casi -50 [dB].

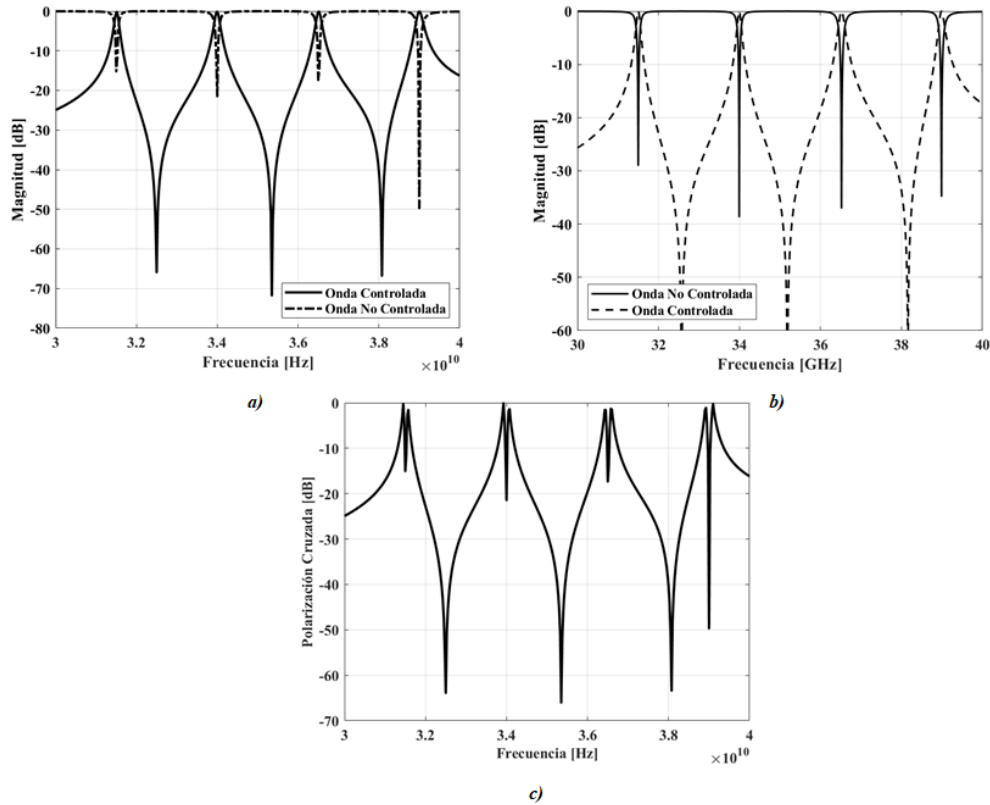


Figura 3.5. Magnitud de la onda controlada y de la onda no controlada obtenidas con el modelo realizado con a) Matlab y con b) CST.

De esta manera, se puede observar que las características de los modelos realizados en ambos casos, mostradas en la figura 3.5-a y 3.5-b, corresponden de buena manera a las características de resonancia esperadas para poder comprobar que el modelo realizado en *Matlab* es equivalente al comportamiento mostrado anteriormente obtenido con el modelado de la celda en el software *CST Microwave Studio*. Por otro lado, si bien el comportamiento en los modelos realizados en ambos casos es equivalente, para el caso en el que existe escaneo en la estructura sí existe una ventaja en el modelado con Matlab, pues no es necesario realizar el modelo en tres dimensiones de toda la celda grande como sería en el caso del modelado con CST, lo que lo convierte en una tarea poco práctica.

3.4.1. Arreglo con desvíos a 0° , 20° , 40° y 60°

Ahora bien, tomando las especificaciones descritas anteriormente de los elementos que componen la celda unitaria, se definieron las direcciones de desvío de la onda reflejada en las frecuencias de interés como $\theta_{r_1} = 0^\circ$, $\theta_{r_2} = 20^\circ$, $\theta_{r_3} = 40^\circ$ y $\theta_{r_4} = 60^\circ$. Con esas

direcciones de desvío definidas, en la tabla 3.1 se muestra el número de elementos resonantes (M_x) que operan en la misma frecuencia se requieren para formar la pendiente de fase de $N_x\pi$ necesaria.

Tabla 3.1. Tabla de direcciones de reflexión de los haces correspondientes a cada frecuencia de interés definidos a cada 20° , así como las características necesarias para lograrlos.

	$f_1 = 31.5$ [GHz]	$f_2 = 34$ [GHz]	$f_3 = 36.5$ [GHz]	$f_4 = 39$ [GHz]
θ_r (definido)	0°	20°	40°	60°
φ_r	120°	120°	120°	120°
N_x, M_x	1, 1	1, 12	1, 6	1, 5
$\Delta\gamma_x$	180°	15°	30°	36°

Así, en la tabla 3.1 se puede ver que el número de elementos necesarios para introducir las pendientes de fase necesarias para lograr los desvíos definidos tienen un mínimo común múltiplo de 60, lo que quiere decir que se requerirán 60 elementos correspondientes a cada una de las frecuencias, lo que resulta en una celda grande compuesta por 240 elementos resonantes.

Del mismo modo, en la figura 3.6, se muestran los resultados obtenidos con las características descritas anteriormente. En este sentido, como se dijo anteriormente, la mejor manera de evaluar las capacidades de escaneo del arreglo es mediante el coeficiente de conversión en la dirección de desvío para poder medir qué tan eficientemente se están utilizando los modos Floquet en esas direcciones.

También, como se mencionó anteriormente, el cálculo del número de elementos resonantes adyacentes necesarios para poder introducir las pendientes de fase se realiza considerando cierto error que provoca que el ángulo de desvío definido y el real calculado en la simulación sea necesariamente diferente en mayor o menor medida. Por esto, entre los resultados mostrados en la figura 3.6 se encuentra la dirección de desvío exacta calculada en la simulación con respecto a la frecuencia.

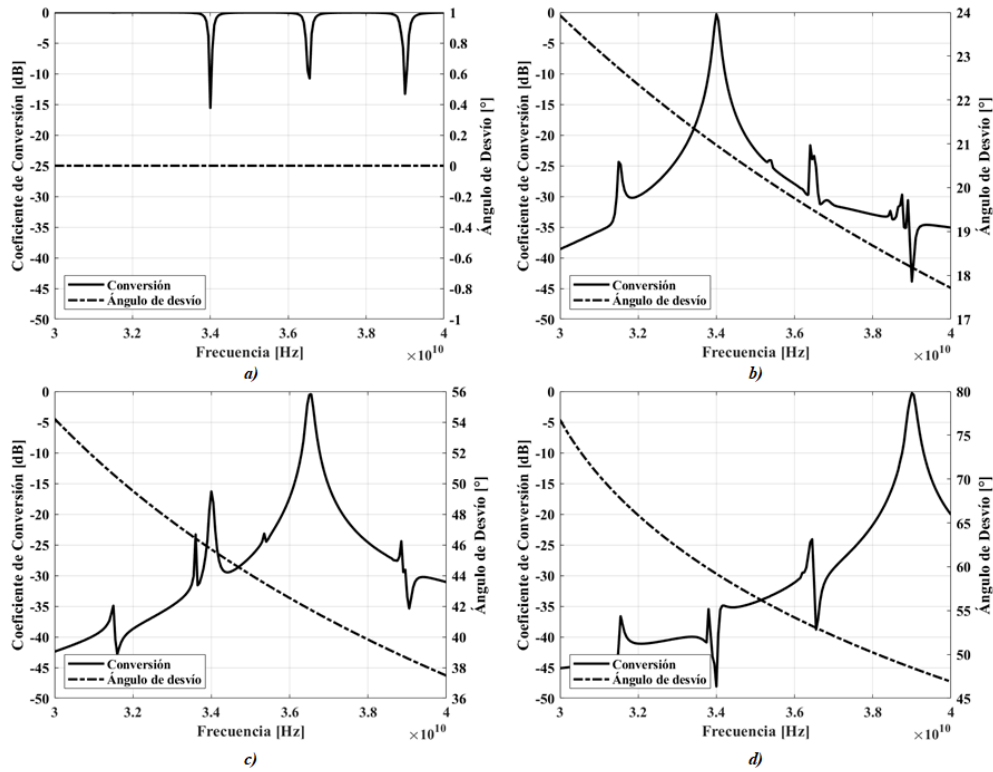


Figura 3.6. Coeficiente de conversión y ángulo de desvío simulado en a) 31.5 [GHz], b) 34 [GHz], c) 36.5 [GHz] y d) 39 [GHz] para los ángulos definidos de 0°, 20°, 40° y 60° respectivamente

Entonces, se puede ver que el coeficiente de conversión correspondiente a los modos Floquet que pueden propagarse en la frecuencia de 31.5 [GHz] (figura 3.6-a) se mantiene constante hasta por debajo de los 34 [GHz] debido a que estos modos son los que se reflejan de manera especular en el arreglo. Esto implica que los modos que se propagan en esa frecuencia o en esa pequeña banda se están convirtiendo eficientemente para ser reflejados en su respectiva dirección. Por el contrario, en las curvas del coeficiente de conversión de la figura 3.6 - b, c, d correspondientes a los modos Floquet que pueden propagarse en el resto de las frecuencias de interés, se puede ver que este coeficiente solamente alcanza su valor máximo al llegar a su respectiva frecuencia de interés. Por otro lado, en los tres casos se pueden apreciar pequeñas perturbaciones o incrementos en el coeficiente de conversión correspondientes a lóbulos parásitos en las otras frecuencias, pero éstas no alcanzan niveles significativos, estando la mayor por debajo de los -15 [dB].

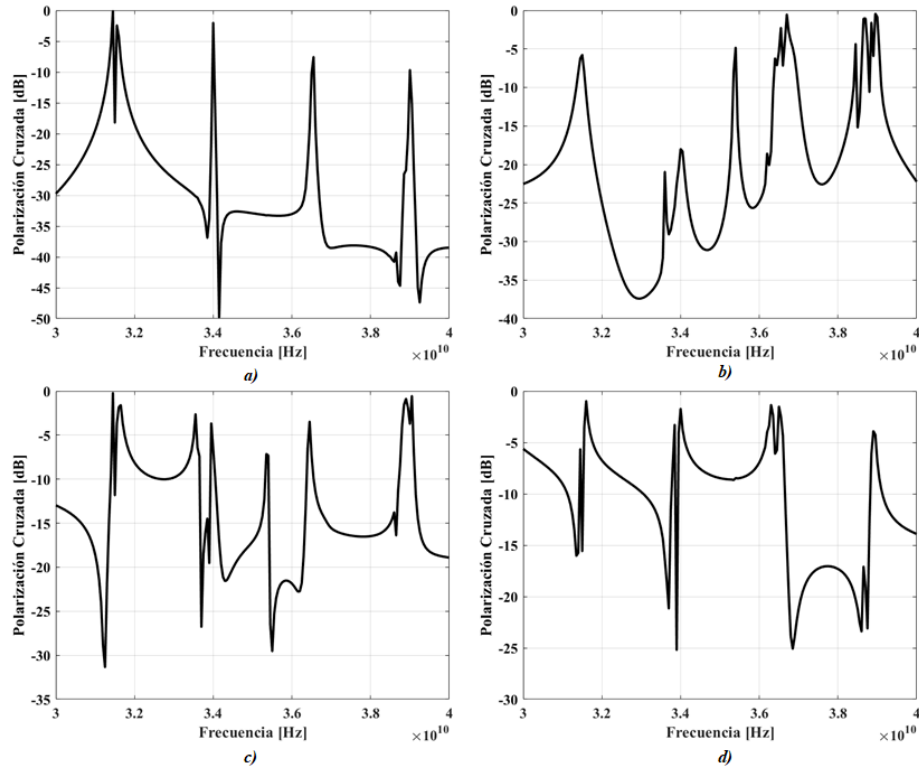


Figura 3.7. Nivel de polarización cruzada simulado correspondiente a los modos Floquet que se propagan en la frecuencia de a) 31.5 [GHz], b) 34 [GHz], c) 36.5 [GHz] y d) 39 [GHz] para la configuración de 0°, 20°, 40° y 60° respectivamente.

Del mismo modo, se puede ver que el nivel de polarización cruzada correspondiente a los modos Floquet que se propagan en la frecuencia de 31.5 [GHz] (figura 3.7-a) se encuentra por debajo de los -15 [dB], mientras que ese nivel de polarización cruzada en el resto de las frecuencias de interés es mayor a los -10 [dB], pero debido al bajo nivel del coeficiente de conversión esto no es algo realmente relevante, pues se trata de lóbulos parásitos de baja magnitud. Caso similar es el de la curva del nivel de polarización cruzada correspondiente a los modos Floquet que se pueden propagar en la frecuencia de 34 [GHz] (ilustración 3.7-b), pues en esta frecuencia ese nivel se encuentra por debajo de los -15 [dB], mientras que en la frecuencia de 31.5 [GHz], 36.5 [GHz] y 39 [GHz] ese nivel se encuentra cerca de -10 [dB], -5 [dB] y -5 [dB] respectivamente, pero al igual que en el caso anterior esto no afecta de manera considerable en la dirección establecida para esa frecuencia por ser lóbulos parásitos de baja magnitud.

Por el contrario, se puede ver que en el caso de las curvas del nivel de polarización cruzada correspondientes a los modos Floquet que pueden propagarse en las frecuencias de 36.5

[GHz] y 39 [GHz] (figura 3.7 - c, d) ese nivel se encuentra por encima de los -10 [dB] en ambos casos, pero en estos casos al ser directamente en las frecuencias y direcciones de interés es algo que sí se debe tomar en cuenta. Así, en estos casos este incremento en el nivel de polarización cruzada es atribuible al incremento en el ángulo de desvío (definidos de 40° y 60° respectivamente para esas frecuencias), pero al igual que en los casos anteriores, los altos niveles de polarización cruzada en el resto de las frecuencias en cada caso no afectan de manera considerable, ya que pertenecen a lóbulos parásitos de baja magnitud.

También, en las diferentes curvas de nivel de polarización cruzadas presentadas en la figura 3.7 se puede observar que existe un comportamiento inestable en estas curvas en los casos en los que el ángulo de desvío es diferente de 0°. Esto, a su vez, provoca que estas curvas presenten fluctuaciones importantes en sus respectivas magnitudes y que se vuelva complejo el poder registrar la magnitud correcta en las frecuencias de interés.

Por otro lado, y para complementar la tabla mostrada anteriormente, a continuación, se muestran los valores de los coeficientes de conversión máximos logrados, nivel de polarización cruzada en las frecuencias de interés, así como los ángulos de desvío reales simulados debidos al error de cálculo explicado anteriormente.

Tabla 3.2. Tabla donde se muestran los valores de interés para poder evaluar las posibilidades de escaneo del arreglo propuesto (coeficiente de conversión, nivel de polarización cruzada y ángulo de desvío real) para la configuración con ángulos de desvío de 0°, 20°, 40° y 60°.

	31.5 [GHz]	34 [GHz]	36.5 [GHz]	39 [GHz]
Conversión [dB]	-0.035	-0.285	-0.4338	-0.2621
Polarización Cruzada [dB]	-18.23	-18	-7.352	-6.852
θ_r (definido)	0°	20°	40°	60°
θ_r (simulación)	0°	20.97°	41.75°	48.49°

De esta manera, se puede ver que en general el coeficiente de conversión es alto (cerca de 0 [dB]) en las diferentes frecuencias de interés, aunque también se puede observar que en los casos en los que el ángulo de desvío es diferente a 0° este coeficiente es más pequeño, lo que indica que los modos Floquet que se propagan en las respectivas frecuencias se están convirtiendo eficientemente, pero no por completo. Así mismo, se puede ver que en general

la magnitud de la polarización cruzada crece a medida que el ángulo de desvío también se incrementa, a pesar de que, como se vio anteriormente, en la frecuencia de 39 [GHz] fue en la que se logró la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión de las componentes vertical y horizontal de la onda incidente más cercana a los 180° necesarios para poder reducir ese nivel de polarización cruzada.

Por último, se puede observar que, como se esperaba, el ángulo de desvío de los haces reflejados es diferente al ángulo de desvío definido inicialmente debido a los errores de cálculo considerados en la simulación. De este modo, se puede observar que entres de los casos el ángulo de desvío real es similar al ángulo definido (con diferencias menores a 2°), pero en el caso de la frecuencia de interés más alta esta diferencia es considerablemente más grande (11.51°), lo que indica que para poder lograr un ángulo más cercano al definido originalmente en este caso se debe considerar un error más pequeño en la simulación.

3.4.2. Arreglo con desvíos a 0° , 15° , 30° y 45°

Una segunda configuración ensayada para el arreglo propuesto es considerando direcciones de desvío de $\theta_{r_1} = 0^\circ$, $\theta_{r_2} = 15^\circ$, $\theta_{r_3} = 30^\circ$ y $\theta_{r_4} = 45^\circ$ para las ondas que operan en las frecuencias de 31.5 [GHz], 34.5 [GHz], 36.5 [GHz] y 39 [GHz] respectivamente. Para esto se utilizan las mismas especificaciones tanto de la celda unitaria como de los elementos resonantes que la componen y las cargas que se encuentran conectadas a éstos. De este modo, en la tabla 3.3 se muestra el número de elementos resonantes (M_x) necesarios en cada una de las frecuencias para poder introducir las pendientes de fase de $N_x\pi$ necesarias para lograr los desvíos mencionados.

Tabla 3.3. Tabla de direcciones de reflexión de los haces correspondientes a cada frecuencia de interés definidos a cada 15° , así como las características necesarias para lograrlos.

	$f_1 = 31.5$ [GHz]	$f_2 = 34$ [GHz]	$f_3 = 36.5$ [GHz]	$f_4 = 39$ [GHz]
θ_r (definido)	0°	15°	30°	45°
φ_r	120°	120°	120°	120°
N_x, M_x	1, 1	1, 15	1, 8	1, 6
$\Delta\gamma_x$	180°	12°	22.5°	30°

Con esto, se observa que los números de elementos resonantes necesarios para las pendientes de fase en cada frecuencia de interés con las que se lograrán los desvíos definidos tienen un mínimo común múltiplo de 120, lo que quiere decir que la celda grande estará conformada por 120 elementos resonantes operando en cada una de las frecuencias de interés. De este modo, la celda grande estará compuesta en total por 480 elementos resonantes correspondientes a las cuatro frecuencias de interés.

Al igual que en la configuración mostrada anteriormente, para poder evaluar el desempeño del arreglo con esta configuración en la figura 3.8 se presenta el coeficiente de conversión de los modos Floquet correspondientes que puedan propagarse en las diferentes frecuencias de interés. También, se presenta la dirección de desvío simulada de manera más exacta y que, como se mencionó anteriormente, es diferente a la definida inicialmente en mayor o menor medida debido al error del que se habló con anterioridad.

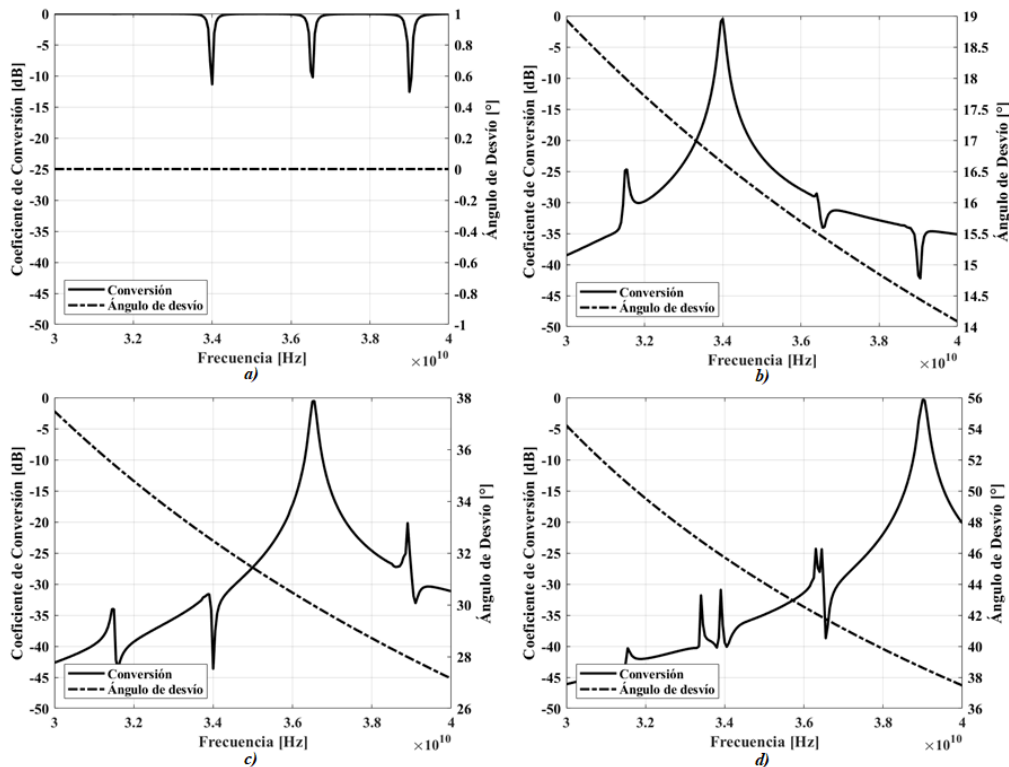


Figura 3.8. Coeficiente de conversión y ángulo de desvío simulado en a) 31.5 [GHz], b) 34 [GHz], c) 36.5 [GHz] y d) 39 [GHz] para los ángulos definidos de 0°, 15°, 30° y 45° respectivamente.

Ahora, en la figura 3.8-a se puede observar que el comportamiento del coeficiente de conversión para la frecuencia de 31.5 [GHz] es similar al reportado del arreglo con la

configuración mostrada anteriormente y esto se debe principalmente a que es la misma dirección de desvío de la onda reflejada que en ese caso, incluso logrando magnitudes de este coeficiente casi idénticas. Del mismo modo, el comportamiento de este coeficiente en el resto de las frecuencias (figura 3.8-b, c, d) es bueno, incrementando su magnitud conforme se acerca a la frecuencia de interés en cada caso, logrando su magnitud máxima en esas frecuencias de interés.

Al igual que en el caso del arreglo con la configuración mostrada anteriormente, en este caso se pueden observar perturbaciones o ligeros incrementos en este coeficiente en frecuencias cercanas a las frecuencias de interés que no estaba siendo analizadas en cada caso y, al igual que en el caso anterior, estas perturbaciones representan lóbulos parásitos o de difracción de baja magnitud. También, se puede decir que los lóbulos parásitos representados por estas perturbaciones en el coeficiente de conversión en cada caso son lóbulos de baja importancia debido a sus bajas magnitudes, siendo por lo general menores a -30 [dB] y el de mayor magnitud estando alrededor de -25 [dB].

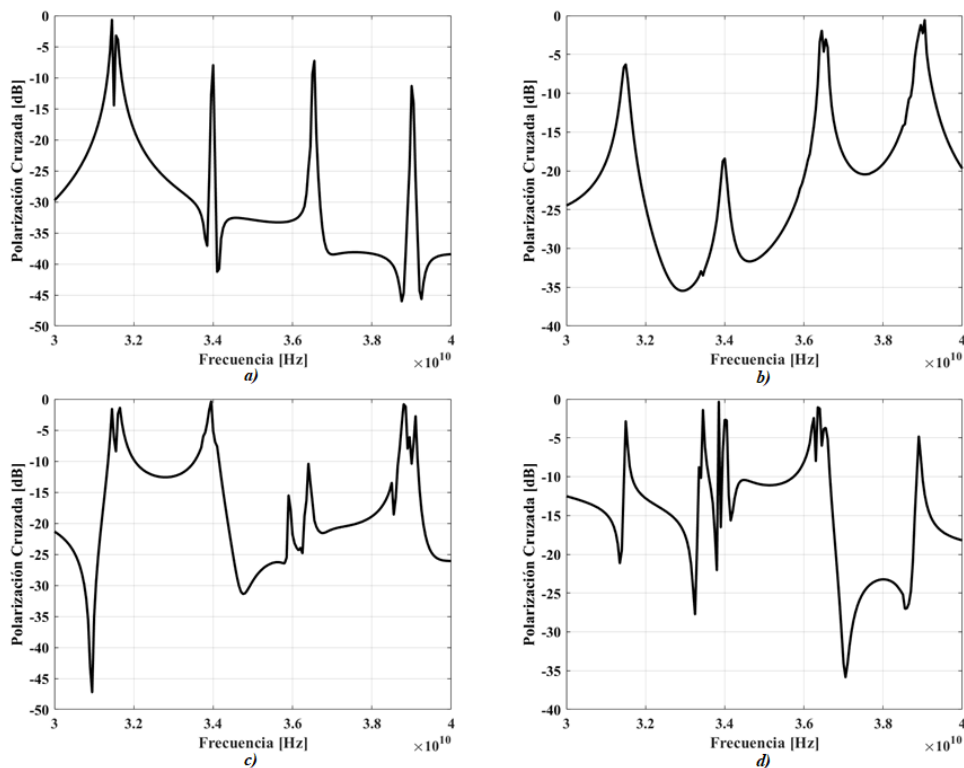


Figura 3.9. Nivel de polarización cruzada simulado correspondiente a los modos Floquet que se propagan en la frecuencia de a) 31.5 [GHz], b) 34 [GHz], c) 36.5 [GHz] y d) 39 [GHz] para la configuración de 0°, 15°, 30° y 45° respectivamente.

Como ya se dijo, otro parámetro importante para poder evaluar el desempeño del arreglo con las diferentes configuraciones es el nivel de polarización cruzada debido a que es la manera en que se cuantifica la reducción en la magnitud de la onda no controlada reflejada por el arreglo. De esta manera, en la figura 3.9-a se puede ver que, para el caso de los modos Floquet que se propagan en la frecuencia de 31.5 [GHz], el nivel de polarización cruzada es de cerca de -15 [dB], mientras que en el resto de las frecuencias de interés este nivel crece, pero ese incremento es de baja importancia porque corresponde a frecuencias en las que existen lóbulos laterales de baja magnitud.

Del mismo modo, en la figura 3.9-b, caso de los modos Floquet que pueden propagarse en la frecuencia de 34 [GHz], se puede ver que ese nivel de polarización cruzada es de aproximadamente -18 [dB]. También, se puede ver en la figura 3.9-c, caso de los modos Floquet que se propagan en la frecuencia de 36.5 [GHz], este nivel de polarización cruzada es de aproximadamente -19 [dB]. Por último, en la figura 3.9-d se puede ver que el nivel de polarización cruzada para los modos Floquet que se propagan en la frecuencia de 39 [GHz] es de aproximadamente -10 [dB]. Ahora bien, en estos tres casos también se puede observar un aumento del nivel de polarización cruzada en restantes de cada caso, pero este incremento, al igual que en el primer caso revisado y en los correspondientes a la configuración mostrada anteriormente, es de baja importancia porque corresponde a frecuencias de lóbulos laterales de baja magnitud.

Ahora, en la tabla 3.4 se muestran los resultados correspondientes al coeficiente de conversión, nivel de polarización cruzada y la comparación entre el ángulo de desvío definido y el ángulo de desvío real registrado en la simulación (considerando el error que se introduce en el cálculo del número de elementos necesarios para lograr esos desvíos) mencionado anteriormente.

Tabla 3.4. Valores relevantes del desempeño del arreglo ángulos de desvío de 0°, 15°, 30° y 45°.

	31.5 [GHz]	34 [GHz]	36.5 [GHz]	39 [GHz]
Conversión [dB]	-0.0328	-0.465	-0.516	-0.289
Polarización Cruzada [dB]	-14.5	-18.41	-19.56	-10.44
θ_r (definido)	0°	15°	30°	45°
θ_r (simulación)	0°	16.64°	29.96°	38.61°

Con esto, se puede observar que las magnitudes de los coeficientes de conversión en las frecuencias de interés son también cercanos a los 0 [dB], pero al igual que en el caso anterior, el hecho de que esas magnitudes no lleguen al valor máximo posible se debe principalmente a la redistribución de la potencia de la onda incidente entre el lóbulo principal y los laterales. En otras palabras, se puede decir que la mayor parte de la potencia de la onda incidente se refleja en la dirección establecida, mientras que el resto de la potencia se distribuye entre los modos Floquet que se propagan en otras frecuencias y direcciones en los lóbulos laterales.

También, en este caso se puede observar que el nivel de polarización cruzada tiene un comportamiento inestable, al igual que en el caso con la configuración mostrada anteriormente, para los casos en los que el ángulo de desvío es diferente a 0° . De esta manera, se puede ver que en el caso de la primera frecuencia de interés (figura 3.9-a) ese nivel es de cerca de -15 [dB], luego en la segunda (figura 3.9-b) y tercera (figura 3.9-c) frecuencia ese nivel baja hasta cerca de los -20 [dB] y, después, en la cuarta frecuencia (figura 3.9-d) ese nivel sube hasta cerca de los -10 [dB]. Así, se puede ver que, a pesar de mostrar ese comportamiento con tantas fluctuaciones en la magnitud y de que esto puede generar dificultad en el registro de la magnitud en la frecuencia de interés, al final ese nivel de polarización cruzada sí aumenta consistentemente con el incremento en el ángulo de desvío al igual que en el caso con la configuración anterior.

3.5. Resultados complementarios

Anteriormente se han mostrado dos posibilidades de combinaciones de ángulos de desvío que se pueden configurar en el arreglo reflectivo, pero queda claro que no son las únicas posibles. Las configuraciones posibles son ampliamente variadas, pero algunas de estas pueden generar celdas grandes con un número muy grande de elementos resonantes en total, lo que a nivel de análisis computacional o simulación implica un incremento en el tiempo y de los recursos de *hardware* necesarios para poder realizarlos y poder obtener resultados, pero que a nivel de la fabricación real no representa un problema mayor.

En ese orden de ideas, para el análisis computacional o simulación de un arreglo reflectivo de este tipo se vuelve indispensable la correcta elección de las direcciones de desvío de los

haces reflejados porque, como pudo observarse anteriormente, este tipo de arreglos presenta ciertas limitaciones en cuanto a los ángulos máximos de desvío y los niveles de polarización cruzada. Esto debido a que en gran medida el desempeño del arreglo depende de estos ángulos de desvío porque, como se observó con anterioridad, las características del arreglo se ven afectadas por este ángulo (especialmente cuando ese ángulo es grande) y más aún cuando se considera el trabajo con diferentes frecuencias y diferentes ángulos de desvío para cada una de ellas.

Por esto, y para complementar los resultados presentados correspondientes a las dos configuraciones presentadas anteriormente, se calcularon los resultados correspondientes a los ángulos de desvío definidos desde 0° hasta los 70° con pasos de 5°. Con esto, en la tabla 3.5 se muestra el ángulo real de desvío simulado, el coeficiente de conversión y el nivel de polarización cruzada para poder observar de mejor manera el comportamiento de estas características con respecto al ángulo.

Tabla 3.5. Tabla de resultados para diferentes ángulos de desvío definidos.

Frecuencia [GHz]	Ángulo definido [°]	Ángulo simulado [°]	Conversión [dB]	Pol Cruzada [dB]
31.5	0	0	-0.03284	-14.5
34	5	5.357	-0.4151	-20.67
34	10	10.76	-0.4013	-19.9
34	15	16.64	-0.4653	-18.41
34	20	20.97	-0.285	-18
34	25	28.5	-0.4241	-32.33
36.5	30	29.96	-0.5162	-19.56
36.5	35	34.8	-0.4777	-13.13
36.5	40	41.75	-0.435	-9.92
39	45	38.61	-0.2899	-10.44

39	50	48.49	-0.2935	-6.957
36.5	55	53.04	-0.3848	-5.73
39	60	48.49	-0.2621	-6.852
39	60	53.95	-0.333	-6.299
39	65	56.2	-0.3575	-5.673
39	65	58.2	-0.3493	-4.761
39	70	69.01	-2.173	-2.591

También, para que se pueda observar ese comportamiento del coeficiente de conversión y del nivel de polarización cruzada con respecto al ángulo de desvío, en la figura 3.10 se muestra de manera gráfica el comportamiento de esas características del arreglo tomando en cuenta que los diferentes resultados registrados para diferentes ángulos de desvío se obtuvieron para diferentes frecuencias.

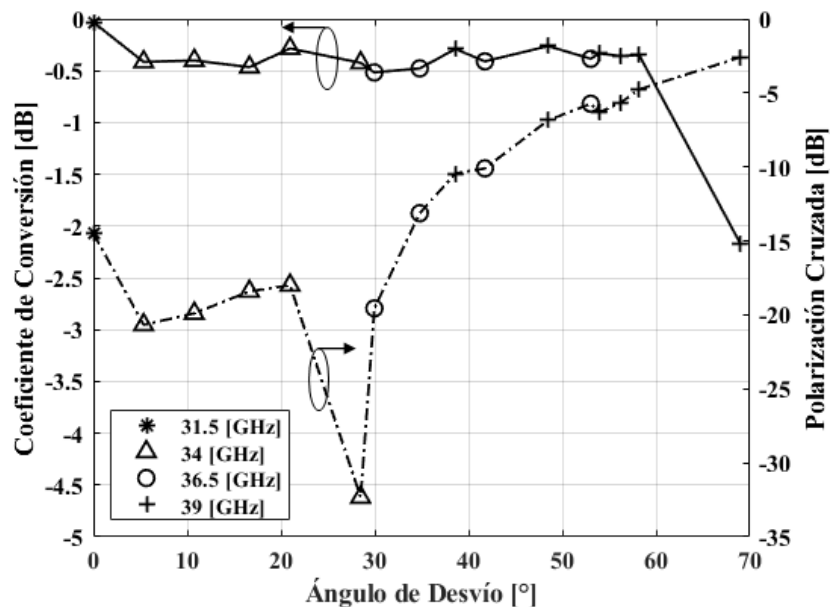


Figura 3.10. Dependencia del coeficiente de conversión y del nivel de polarización cruzada presentados por el arreglo del ángulo de desvío.

En la figura 3.10 se puede observar que el coeficiente de conversión se mantiene por encima de los -0.5 [dB] de manera consistente hasta el ángulo obtenido de 58.2° , pero su magnitud baja hasta por debajo de los -2.173 [dB] cuando el ángulo crece hasta los 69.01° . Luego, se puede observar que la disminución en la magnitud del coeficiente es muy abrupta, pero para poder observar su comportamiento en esos ángulos intermedios se disminuyó considerablemente la tolerancia admitida en algunos de los casos simulados (los puntos más cercanos al ángulo de desvío de 60°) sin lograr acercarse al ángulo de 65° definido. Esto provocó que para esos casos el número de elementos resonantes en la celda creciera considerablemente y con ello se elevó también el tiempo necesario para llevar a cabo las simulaciones hasta llegar a un punto en el que los recursos computacionales fueron insuficientes para poder obtener el resultado en ese ángulo.

Del mismo modo, se puede observar que en el caso del nivel de polarización cruzada sucede algo parecido al del coeficiente de conversión, pues éste se mantiene por debajo de los -15 [dB] para los ángulos por debajo de los 29.96° , por debajo de los -10 [dB] para ángulos por debajo de 41.75° , por debajo de los -5 [dB] para ángulos menores a 56.2° e incrementándose abruptamente hasta -2.591 [dB] para el ángulo de 69.01° . Con esto, se puede ver que, al contrario que con el coeficiente de conversión donde su magnitud es similar para ángulos menores a los 56.2° , en este caso el incremento de este nivel es consistente para ángulos mayores a los 30° lo que podría significar ya un problema que debe ser resuelto para que el desvío a esos ángulos tan grandes pueda ser posible sin mayor inconveniente.

Por otro lado, el caso del ángulo de desvío de 69.01° es un caso especial, debido principalmente a que para lograr un ángulo de desvío tan grande se requieren de modos Floquet de alto orden de tal manera que este desvío no podría ser posible en las frecuencias de interés más bajas como se puede ver en la figura 3.11 debido a que esos modos Floquet no podrían propagarse en esas frecuencias y las ondas incidentes se reflejarían especularmente.

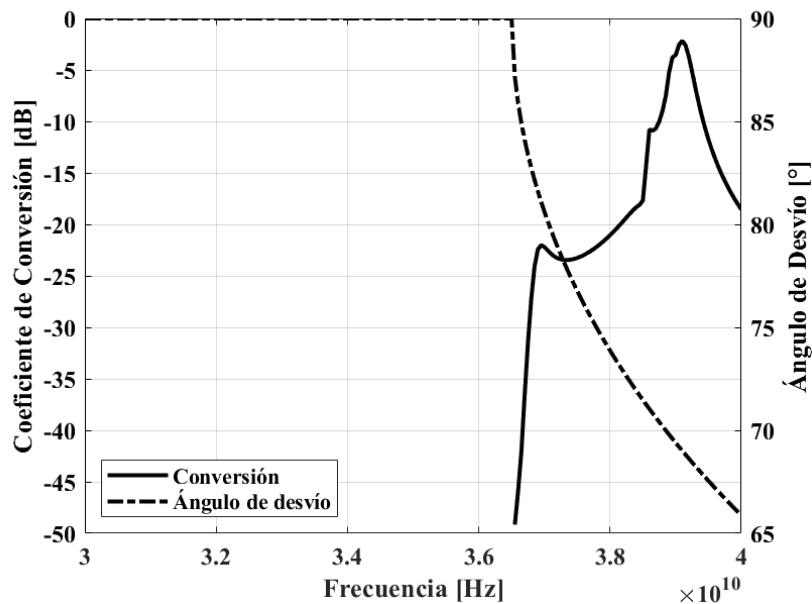


Figura 3.11. Coeficiente de conversión y ángulo de desvío respecto a la frecuencia para un ángulo mayor a 60° con la tolerancia manejada.

Ahora, se puede ver que el ángulo es muy grande y que, además, la magnitud del coeficiente de conversión es relativamente buena (-2.173 [dB]), pero el problema real para este caso es el alto nivel de polarización cruzada observado (-2.591 [dB]). Así, si este problema puede ser mitigado en general el desvío de los haces reflejados es posible a grandes ángulos con una buena magnitud del coeficiente de conversión, aunque ese desvío con ángulos tan grandes solamente podría ser considerado para frecuencias altas.

3.6. Conclusiones

1. A nivel de simulación se pudieron establecer diferentes direcciones de desvío (con diferentes combinaciones de ángulos) de los haces reflejados correspondientes a las diferentes frecuencias de operación en el arreglo que puede con cuatro frecuencias de interés.
2. También, se observa que para diferentes ángulos de desvío menores a 60° se obtienen pérdidas de conversión máximas de 0.5162 [dB] y pérdidas de conversión relativamente buenas de hasta 2.173 [dB] para ángulos cercanos a los 70° (ángulo que puede ser considerado como considerablemente grande).
3. Por otro lado, se puede observar que se obtuvieron distintos niveles de polarización cruzada para diferentes ángulos de desvío, estando por debajo de -13 [dB] para ángulos

menores a 30° (la mayoría de los casos se encuentran por debajo de los -15 [dB] y algunos casos por debajo de los -20 [dB] y los -30 [dB]), por debajo de los -10 [dB] para ángulos menores a los 45° , por debajo de los -5 [dB] para ángulos menores a los 60° y de -2.591 [dB] para un ángulo de casi 70° .

4. La dependencia del nivel de polarización cruzada del ángulo de desvío es algo que se debe tener en cuenta para poder elegir los ángulos de desvío para el arreglo, pero también se convierte en algo que debe ser estudiado a mayor profundidad con el fin de poder determinar las causas de este incremento tan grande para ángulos de desvío considerablemente grandes. Esto para poder determinar la manera en que este efecto pueda ser mitigado para que esta característica pueda acompañar de mejor manera los buenos resultados obtenidos en cuanto al coeficiente de conversión donde se pudieron observar magnitudes altas de ese coeficiente para ángulos considerablemente grandes.

4. ANÁLISIS DE PÉRDIDAS

Hasta este punto se han analizado las características generales del arreglo con elementos miniaturizados, así como las posibilidades de escaneo del arreglo propuesto, pero todo lo que se ha analizado hasta ahora ha sido de manera completamente ideal, ninguno de los materiales utilizados de manera simulada hasta ahora ha presentado pérdidas, pero el análisis del desempeño del arreglo considerando materiales con pérdidas se vuelve necesario para cumplir con uno de los objetivos iniciales de este trabajo.

4.1. Circuito equivalente

Anteriormente se analizó el circuito eléctrico equivalente de los elementos resonantes que componen la SSF del arreglo reflectivo, pero el circuito mostrado se presentó de manera ideal, pues solamente se consideran los elementos importantes para poder definir y ajustar la frecuencia de resonancia.

De esta manera, la diferencia más importante se encuentra en el modelado de las pérdidas que se generan en el elemento resonante, donde estas pérdidas se presentan mediante una resistencia en serie con el inductor del elemento como se muestra en la figura 4.1-b. De este modo, en la figura mencionada se muestra que L y C representan la inductancia y la capacitancia del elemento resonante, C_L representa la capacitancia debida a la carga conectada en paralelo al elemento, L_T y C_T representan la inductancia total y la capacitancia total presentes en el elemento resonante y r_s es la resistencia con la que se modelan las pérdidas en el elemento [34]:

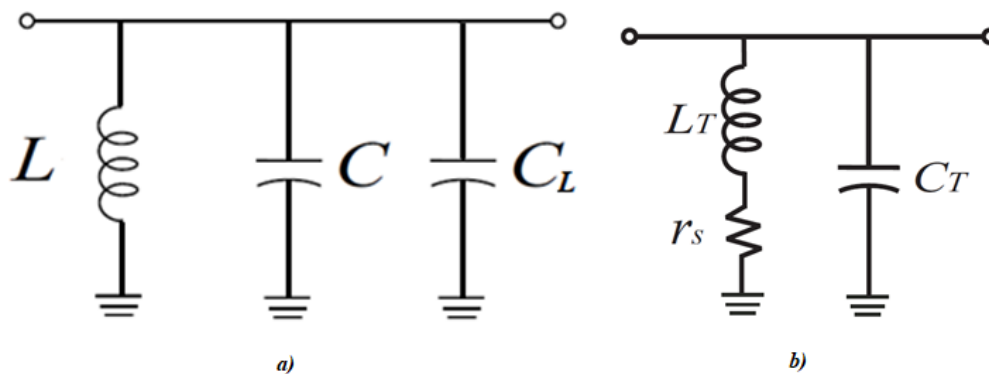


Figura 4.1. a) Circuito equivalente ideal y b) circuito equivalente con pérdidas del elemento resonante cargado de la SSF.

Del mismo modo, para cuestiones de análisis, puede ser demostrado que para frecuencias cercanas a la frecuencia de resonancia el modelo de la resistencia de pérdidas r_s en serie con el inductor es equivalente a otro modelo en el que solamente se encuentra el circuito resonante conformado por L_T y C_T que, a su vez, se encuentran conectados en paralelo con la resistencia R_p que representa las pérdidas equivalentes asociadas con el inductor y que cumple con la ecuación 4-1.

$$R_p = \left(\frac{L_T}{C_T}\right) \left(\frac{1}{r_s}\right), \quad \text{para } r_s \ll \omega L_T \quad (4-1)$$

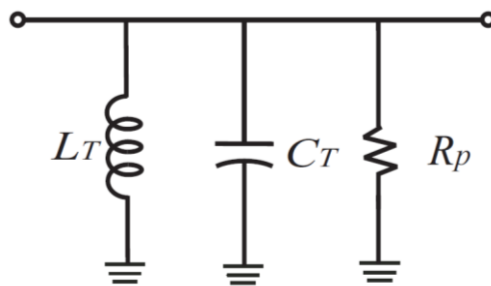


Figura 4.2. Circuito equivalente del modelo con pérdidas representadas como una resistencia en paralelo con el circuito resonante.

Cabe resaltar que este modelo de pérdidas es utilizado para poder estimar las pérdidas del arreglo es en régimen de transmisión y esto indica que no tiene sentido hablar de ondas controladas y no controladas y, por esto, se presentan magnitudes de los coeficientes de reflexión y de transmisión del arreglo. A pesar de esto, es posible estimar las pérdidas en régimen de reflexión a partir de las magnitudes del coeficiente de transmisión en régimen de transmisión mediante la aproximación mostrada en la ecuación 4-2 siempre y cuando esas pérdidas sean menores a 1 [dB] ($L_{Transmisión} < 1$ [dB]). Entonces, se puede decir que sigue siendo válido este análisis aunque con ciertas restricciones o consideraciones.

$$L_{Reflexión} \approx 4L_{Transmisión} \quad (4-2)$$

Ahora, las pérdidas de transmisión debidas al inductor con pérdidas de los elementos resonantes del arreglo se pueden reducir aumentando la relación L_T/C_T de la ecuación 4-1, pero para obtener mejores resultados mejorando esas pérdidas se vuelve necesario el correcto

incremento de la capacitancia, así como de la inductancia definiendo un compromiso entre esa relación y la resistencia de pérdidas r_s .

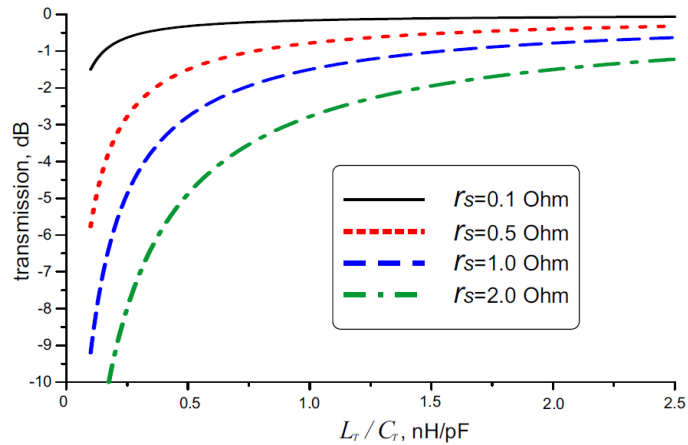


Figura 4.3. Pérdidas de transmisión vs coeficiente de transmisión para diferentes valores de r_s mostrados en [34].

De este modo, en la figura 4.3, se puede ver que para valores bajos de la relación L_T/C_T la resistencia de pérdidas r_s tienen un efecto significativo y esto es relevante porque, como se dijo, para reducir el impacto de esa resistencia de pérdidas es necesario incrementar la relación L_T/C_T y esto implica incrementar la inductancia presente en el elemento resonante. En contraparte, las estructuras que pueden generar esos valores de inductancia requieren de elementos largos con sus respectivas pérdidas asociadas, así como también se puede ver que la miniaturización de los elementos resonantes del arreglo debida solamente a la reducción de las dimensiones del elemento resonante y al incremento de la capacitancia resultará en el incremento de las pérdidas. Es por esto que se vuelve conveniente encontrar o definir un correcto compromiso entre los factores involucrados de inductancia y capacitancia presentes en el elemento resonante.

Por otro lado, se puede intuir que, si existen pérdidas debidas a la inductancia del elemento resonante, también existen pérdidas debidas a la capacitancia del elemento resonante, pero en este caso más específicamente debidas a los capacitores utilizados para realizar la compensación de la frecuencia que son necesarios debido a la miniaturización de los elementos resonantes.

En este caso las pérdidas debidas a los capacitores utilizados también se pueden modelar como una resistencia en paralelo con el capacitor y, como se vio, conviene tenerla de esa

manera, ya que se busca que, para reducir las pérdidas, esa resistencia crezca lo más que sea posible.

Entonces, se puede ver que, al considerar las pérdidas debidas al inductor del elemento resonante y las pérdidas debidas a los capacitores utilizados, las resistencias en paralelo que modelan las pérdidas en cada uno de los casos se encuentran conectadas entre sí provocando que la resistencia total disminuya y, a su vez, que las pérdidas no disminuyan en la medida en que se buscaría. Es por esto que busca que las resistencias sean lo más grandes posibles y que con ello esta resistencia total no disminuya en gran medida para que las pérdidas se disminuyan de la mejor manera posible.

4.2. Pérdidas en el arreglo

Para probar el funcionamiento de manera simulada del arreglo propuesto anteriormente en condiciones más reales se realizaron simulaciones donde se introducían las pérdidas de cada material (cobre, Rogers RT5880, BCB) individualmente y, por último, una simulación en la que se incluyeron las pérdidas de todos los materiales a la vez.

También cabe aclarar que las simulaciones se realizaron sin la pantalla metálica que se utiliza para definir el régimen de reflexión y, entonces, los resultados mostrados más adelante corresponden a las pérdidas en régimen de transmisión, pero como ya se mencionó, fácilmente se pueden estimar las pérdidas en régimen de reflexión con la relación descrita anteriormente (ecuación 4-2) si se cumple con la condición mencionada.

4.2.1. Pérdidas debidas al cobre

En este caso las pérdidas debidas a este material se pueden ver también por partes, ya que existiría cobre en la metalización de una de las caras del material Rogers RT5880 y, además, en las placas de cobre depositado sobre el material BCB para formar los capacitores. Esto debido principalmente a que el arreglo propuesto plantea una fabricación que requiere de distintas capas, pero también se pueden analizar como pérdidas en conjunto. De este modo, mediante este proceso es posible observar qué tanto pueden perjudicar o, en su defecto, ayudar los capacitores de placas paralelas con materiales dieléctricos por sobre los capacitores interdigitales a pesar de que éstos fueron descartados porque no permitían lograr los valores de capacitancia requeridos para realizar la compensación de frecuencia necesaria.

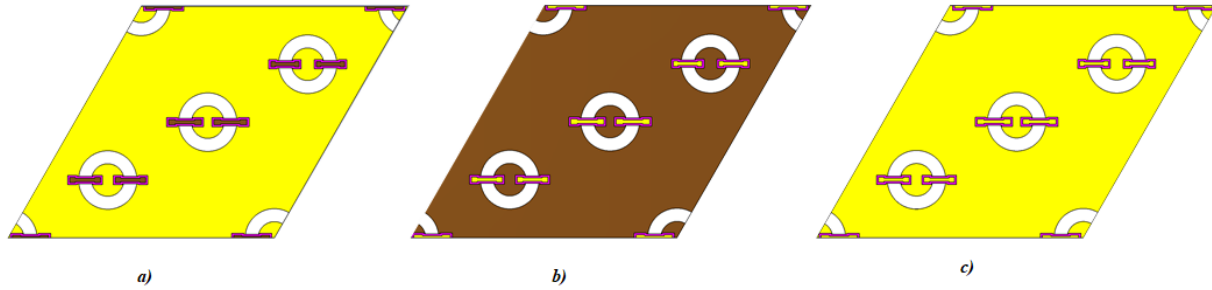


Figura 4.4. Vista de la celda unitaria del arreglo con a) cobre en la cara metalizada del material Rogers RT5880, b) cobre solamente en las placas de los capacitores y c) cobre en la cara metalizada y en las placas de los capacitores.

Estas simulaciones se realizaron de nueva cuenta en el software de simulación *CST Microwave Studio* y el material utilizado es el cobre puro de la biblioteca de materiales del software mencionado. Así, este material tiene como parámetros importantes su conductividad eléctrica de 59.6 [kS/m], su densidad 8930 [kg/m³], su conductividad térmica 401 [W/K/m], su capacidad calorífica específica de 0.39 [kJ/K/kg], módulo de Young de 120 [kN/mm²], coeficiente de Poisson de 0.33 y su expansión térmica de 17 [10⁻⁶/K].

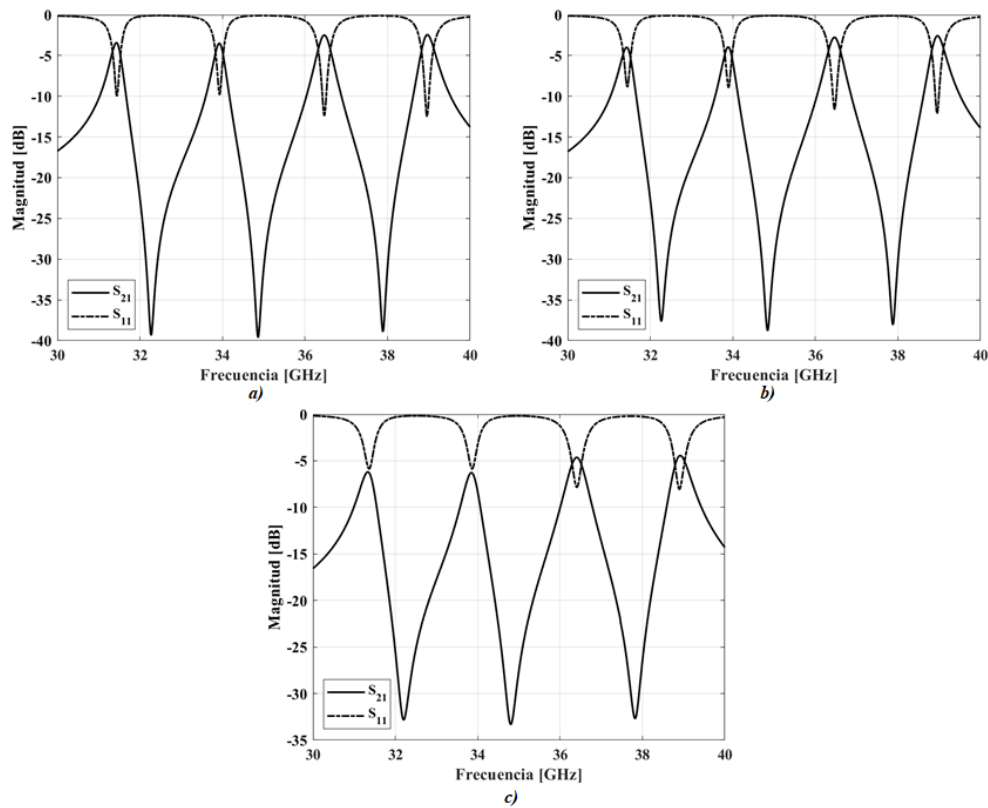


Figura 4.5. Magnitud del coeficiente S_{11} y S_{21} simulados con cobre con pérdidas en a) la cara metalizada del material Rogers RT5880, b) las placas de los capacitores y c) en ambos.

Ahora, se observa que las magnitudes del coeficiente de transmisión del arreglo con cobre en la cara metalizada del material Rogers RT5880 (figura 4.5-a) y las con cobre de las placas de los capacitores (figura 4.5-b) presentan evidentes disminuciones (pérdidas) a lo largo de la banda simulada y, además, se observan desplazamientos de las frecuencias de resonancia hacia frecuencias más bajas. De esta manera, en la tabla 4.1 se muestran las magnitudes máximas del coeficiente de transmisión ($S_{21_{max}}$) registradas en las simulaciones realizadas para estos casos con las respectivas frecuencias (f_r) en que se registraron.

Tabla 4.1. Magnitudes máximas del coeficiente S_{21} registradas en las simulaciones del arreglo con pérdidas en el cobre en la cara metalizada del material Rogers y las placas de los capacitores utilizados.

	$S_{21_{max_1}} @ f_{r_1}$	$S_{21_{max_2}} @ f_{r_2}$	$S_{21_{max_3}} @ f_{r_3}$	$S_{21_{max_4}} @ f_{r_4}$
Caso del cobre de la cara metalizada del material Rogers RT5880	-3.4252 [dB] @ 31.43 [GHz]	-3.5035 [dB] @ 33.92 [GHz]	-2.4983 [dB] @ 36.47 [GHz]	-2.4493 [dB] @ 38.96 [GHz]
Caso del cobre de las placas de los capacitores utilizados	-3.9897 [dB] @ 31.43 [GHz]	-3.9552 [dB] @ 33.89 [GHz]	-2.767 [dB] @ 36.46 [GHz]	-2.5791 [dB] @ 38.96 [GHz]

También, debido a los desplazamientos de las frecuencias de resonancia hacia frecuencias más bajas, observa que las magnitudes registradas en las frecuencias de interés serán necesariamente menores. Por lo anterior, en la tabla 4.2 se han registrado las magnitudes simuladas del coeficiente de transmisión (S_{21}) en las frecuencias de interés exactas (f_i , $i = 1,2,3,4$) para que se pueda observar la diferencia entre estas magnitudes y las magnitudes máximas registradas mostradas anteriormente.

Tabla 4.2. Magnitudes del S_{21} registradas en las frecuencias de interés para los casos de las pérdidas por cobre en la cara metalizada del material Rogers y por las placas de los capacitores utilizados.

	$S_{21} @ f_1$	$S_{21} @ f_2$	$S_{21} @ f_3$	$S_{21} @ f_4$
Caso del cobre de la cara metalizada del material Rogers RT5880	-4.2581 [dB]	-4.5129 [dB]	-2.6055 [dB]	-2.5677 [dB]

Caso del cobre de las placas de los capacitores utilizados	-4.7827 [dB]	-5.8069 [dB]	-2.8974 [dB]	-2.7381 [dB]
--	--------------	--------------	--------------	--------------

Por otro lado, como ya se mencionó, las pérdidas individuales introducidas por la cara metalizada del material Rogers, así como por las placas de los capacitores son similares y esto es fácilmente observable al comparar ambos casos directamente con los resultados mostrados en las tablas 4.1 y 4.2, pero evidentemente, al considerarlas juntas, las pérdidas totales debidas al cobre en el arreglo van a ser mayores. En este sentido, cuando todas las pérdidas por cobre están presentes se registraron magnitudes máximas, así las magnitudes en cada una de las frecuencias de interés como las que se muestran a continuación en la tabla 4.3.

Tabla 4.3. Magnitudes máximas del S_{21} registradas y magnitudes registradas en las frecuencias de interés en la simulación con todas las pérdidas por cobre incluidas.

	$S_{21_1} @ f$	$S_{21_2} @ f$	$S_{21_3} @ f$	$S_{21_4} @ f$
Magnitudes máximas registradas: $S_{21_{max_i}} @ f_{r_i}$ $i = 1,2,3,4$	-6.1987 [dB] @ 31.33 [GHz]	-6.2769 [dB] @ 33.85 [GHz]	-4.6359 [dB] @ 36.4 [GHz]	-4.4377 [dB] @ 38.92 [GHz]
Magnitudes registradas en las frecuencias de interés: $S_{21_i} @ f_i$ $i = 1,2,3,4$	-8.665 [dB] @ 31.5 [GHz]	-8.352 [dB] @ 34 [GHz]	-5.196 [dB] @ 36.5 [GHz]	-4.827 [dB] @ 39 [GHz]

Ahora bien, con esto se puede decir que, inicialmente, se necesitaría de un nuevo ajuste de los capacitores utilizados para desplazar los máximos de la magnitud del coeficiente de transmisión a las frecuencias de interés nuevamente, debido a que en los tres casos mostrados anteriormente las magnitudes máximas se registraron en frecuencias un tanto diferentes a las

frecuencias de interés. Del mismo modo, también se hace necesario buscar mecanismos para reducir las pérdidas, pues se puede ver que son considerables solamente por el material conductor del arreglo, ya que, como se mencionó, las magnitudes registradas anteriormente corresponden al régimen de transmisión y esto implica que en régimen de reflexión esas pérdidas serán necesariamente mayores.

4.2.2. Pérdidas debidas al Roger RT5880

En este caso se realizó la simulación correspondiente al material dieléctrico Rogers RT5880, que es el material que se encuentra tras la capa metalizada sobre la cual se colocaron los elementos resonantes de geometría anular, en su versión con pérdidas y manteniendo el resto de los materiales involucrados en el arreglo con sus versiones sin pérdidas para con esto poder aislar solamente las pérdidas introducidas en el desempeño del arreglo debidas a este material.

Al igual que en el caso anterior, esta simulación se realizó en el software de simulación *CST Microwave Studio* sin la pantalla metálica del arreglo y, por lo tanto, las pérdidas mostradas corresponden al régimen de transmisión, pero fácilmente se pueden estimar las pérdidas en régimen de reflexión con la relación mencionada anteriormente si se cumple con las condiciones mencionadas (ecuación 4-2).

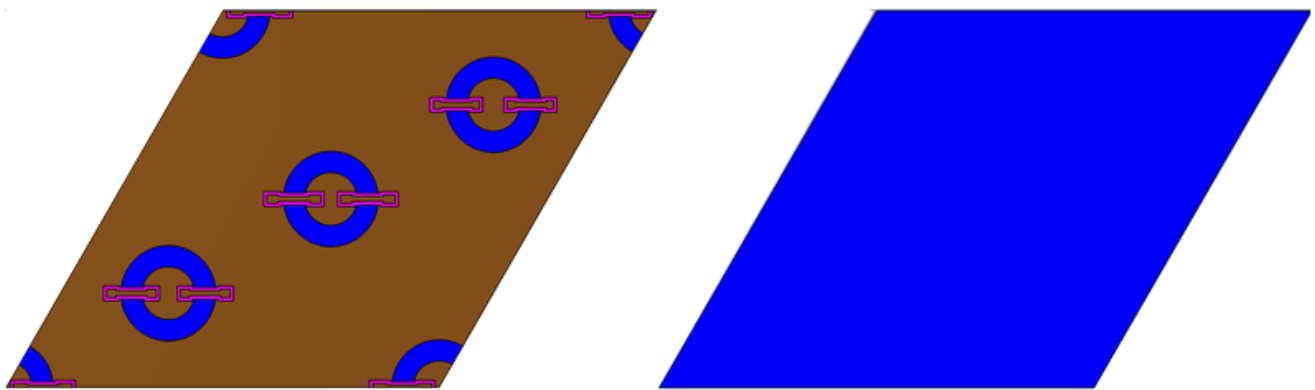


Figura 4.6. Vista frontal (izquierda) y trasera (derecha) de la celda unitaria simulada con material Rogers RT5880 con pérdidas.

Así mismo, los parámetros importantes de este material extraídos de la biblioteca de materiales del software mencionado son su permitividad eléctrica $\epsilon_r = 2.2$, su permeabilidad

magnética $\mu_r = 1$, su conductividad térmica de 0.2 [W/K/m] y su tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0009$.

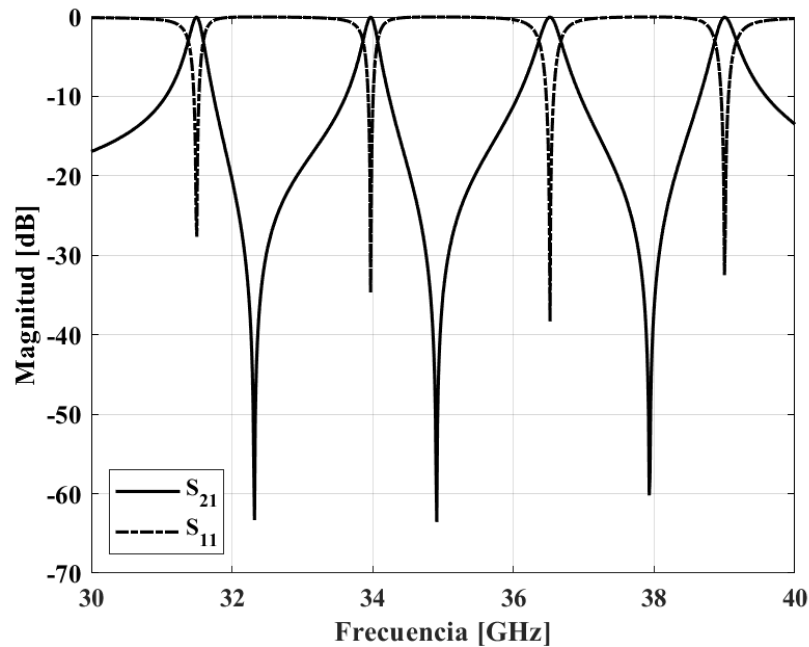


Figura 4.7. Magnitudes del S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión resultantes de la simulación con material Rogers RT5880 con pérdidas.

En este caso, en la figura 4.7, se puede ver que a pesar de que el material utilizado presenta pérdidas, éstas son extremadamente pequeñas debido a que el parámetro del material que determina esto es la tangente de pérdidas y, como se puede ver, en este caso es de un valor muy pequeño (0.0009), pero a pesar todo esto las pérdidas siguen estando presentes. De esta manera, se logró registrar valores máximos de esta magnitud y estos se muestran en la tabla 4.4 junto con las frecuencias en las que fueron registradas.

Tabla 4.4. Magnitudes máximas del S_{21} registradas y sus respectivas frecuencias en la simulación con el material Rogers RT5880 con pérdidas.

	$S_{21_{max_1}} @ f_{r_1}$	$S_{21_{max_2}} @ f_{r_2}$	$S_{21_{max_3}} @ f_{r_3}$	$S_{21_{max_4}} @ f_{r_4}$
Magnitudes máximas registradas	-0.035 [dB] @ 31.5 [GHz]	-0.0362 [dB] @ 33.97 [GHz]	-0.029 [dB] @ 36.52 [GHz]	-0.0377 [dB] @ 39 [GHz]

Del mismo modo, se puede que dos de los máximos registrados no se encuentran en las frecuencias de interés (34 [GHz] y 36.5 [GHz]), sino que presentan un pequeño desplazamiento en frecuencia de 0.03 [GHz] y 0.02 [GHz] respectivamente y este desplazamiento en frecuencia se debe a la diferencia en las características del material en su versión sin pérdidas y con pérdidas. También, se puede observar que las magnitudes mostradas en la tabla 4.4 se traducen en pérdidas en régimen de reflexión de aproximadamente 0.14 [dB], 0.1448 [dB], 0.116 [dB] y 0.1508 [dB] respectivamente.

Por otro lado, considerando este pequeño desplazamiento en frecuencia de esos dos valores máximos en la magnitud del coeficiente de transmisión, los valores registrados en las frecuencias de interés son -0.3562 [dB] en la frecuencia de 34 [dB] y -0.0906 [dB] en la frecuencia de 36.5 [GHz], lo que se traduce en valores de pérdidas estimadas en régimen de reflexión de 1.4248 [dB] y 0.3624 [dB] respectivamente.

Con esto, se puede observar que las pérdidas introducidas por este material son mínimas, pero siguen estando ahí, aunque no podrían representar un gran problema ni se pueden manipular esos valores grandemente debido a que en realidad no hay muchos procedimientos con los que se pudieran disminuir de manera efectiva por las mismas características del material dieléctrico. Entonces, se puede decir que en caso de la fabricación del arreglo propuesto no es práctico el tratar de reducir las pérdidas debidas este material y es mejor concentrarse en la reducción de las pérdidas debidas a otros materiales (como las mostradas que son debidas al cobre) que pueden ser significativamente más grandes que las de este caso.

4.2.3. Pérdidas debidas al BCB

El caso de este material es particular, puesto que su ficha técnica ofrece sus parámetros relevantes de permitividad eléctrica, permeabilidad magnética, así como su tangente de pérdidas, pero caracterizados a una frecuencia de 10 [GHz]. Además, el fabricante también especifica las velocidades de giro en revoluciones por minuto para lograr películas de determinados espesores de este material sobre alguna superficie durante el proceso de depositado.

En contraparte, el fabricante también menciona que esos parámetros pueden variar por diferentes factores, además del hecho de que del comportamiento de los parámetros ϵ_r , $\tan\delta$

en frecuencias tan altas como las de la banda Ka se sabe poco y es por ello que, inicialmente, se proponía una serie de experimentos para poder comprobar o encontrar esos parámetros en la frecuencia que especifica el fabricante, así como en las frecuencias de interés de este trabajo.

4.2.3.1. Diseño de comprobación experimental de parámetros

El primer experimento propuesto para la comprobación o medición de los parámetros del material consiste en la fabricación de un pequeño arreglo de 4x2 elementos resonantes de geometría anular ranurados sobre la cara metalizada del material Rogers RT5880 cargados con cargas capacitivas (capacitores de placas paralelas con material BCB como material dieléctrico entre las placas) de manera que su frecuencia de resonancia estuviera sintonizada en 10.5 [GHz].

Inicialmente se eligió la frecuencia de 10.5 [GHz] para poder comprobar los parámetros ϵ_r y $\tan\delta$ en una frecuencia cercana a la que especifica el fabricante, pero también debido a las facilidades que ofrece el trabajar en esas frecuencias en cuanto a las dimensiones no tan reducidas que se pueden manejar en esas frecuencias en la fabricación de arreglos de este tipo. Esto se traduce en la reducción de la incertidumbre que se pueda introducir en las mediciones que se realicen en el experimento debida a errores de alineación o de otros tipos que se pudieran tener durante el proceso de fabricación.

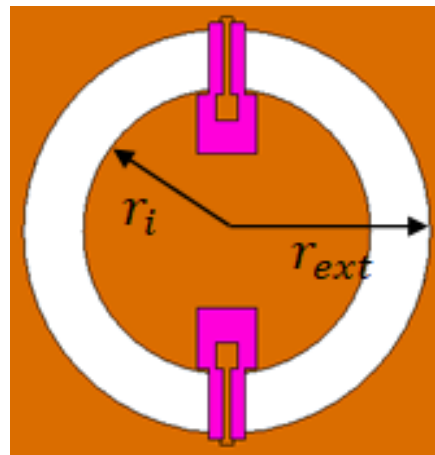


Figura 4.8. Celda unitaria diseñada para el experimento propuesto.

De este modo, la celda unitaria utilizada para este experimento está compuesta por el elemento resonante de geometría anular de tipo ranura con radio interior y radio exterior $r_i =$

1.2 [mm] y $r_{ext} = 1.7$ respectivamente ($r_m = 1.45$ [mm] y $w = 0.5$ [mm]) que tiene conectados dos capacitores de placas paralelas no simétricos que utilizan como material dieléctrico BCB, puesto que es el material a caracterizar. Estos elementos se encuentran en una celda de geometría rectangular con una longitud de base de 5.175 [mm] y con una longitud de altura de 5.08 [mm].

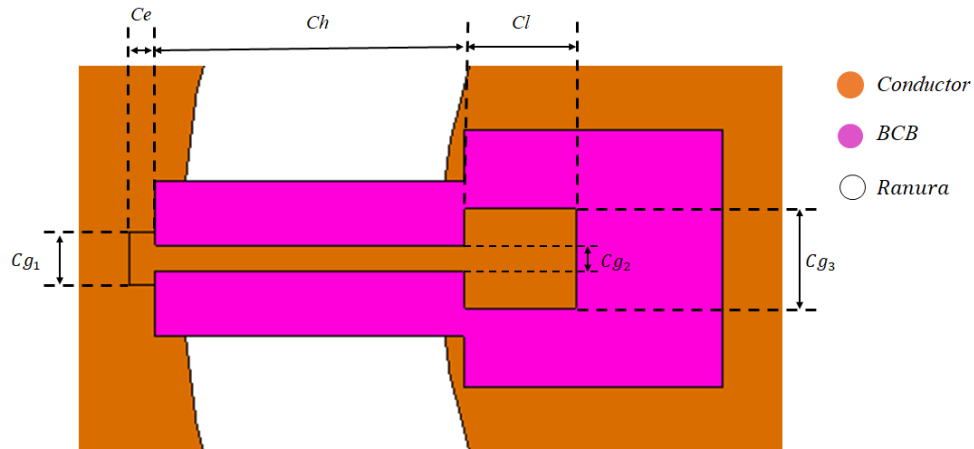


Figura 4.9. Vista de los capacitores utilizados en el diseño del experimento.

Como se puede ver, los capacitores diseñados tienen diferentes dimensiones que se pueden variar y es por lo que se decidió mantener solamente la longitud Cl como la longitud para poder ajustar la capacitancia a el valor necesario que permita la sintonización del arreglo en la frecuencia de interés mientras el resto de las longitudes se mantuvieron constantes logrando las siguientes longitudes.

Tabla 4.5. Longitudes de los capacitores diseñados para el experimento.

Cg_1 [mm]	Cg_2 [mm]	Cg_3 [mm]	Ce [mm]	Ch [mm]	Cl [mm]
0.1	0.05	0.192	0.05	0.6	0.215

Por otro lado, se observó que este tipo de capacitores presentan un inconveniente y es que se debe asegurar que la parte exterior de la ranura y la parte exterior del capacitor hagan un buen contacto, pero debido a los errores que pueden existir durante el proceso de depositado de los materiales y a la alineación de las máscaras esto puede no resultar de buena manera. Por ello, se decidió cambiar la geometría de los capacitores a una geometría simétrica.

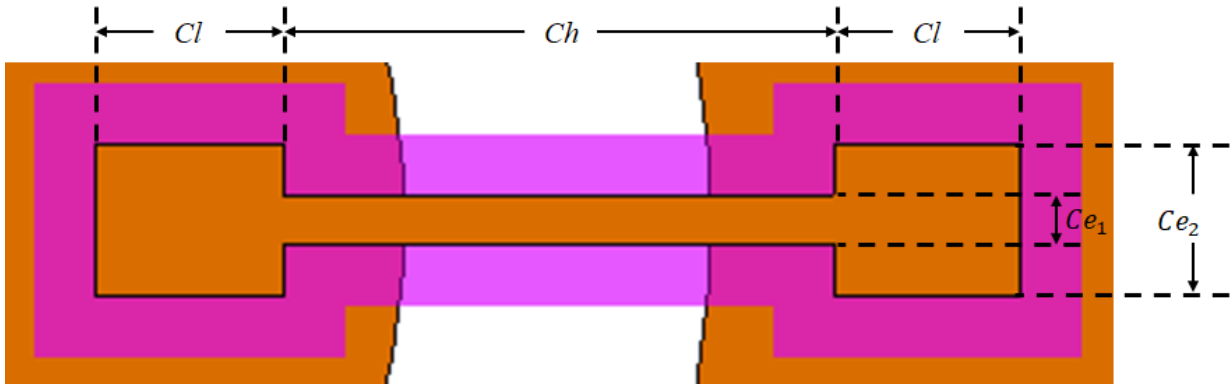


Figura 4.10. Vista de los capacitores simétricos utilizados en el diseño del experimento.

Tabla 4.6. Dimensiones de los capacitores simétricos diseñados para el experimento.

Ce_1 [mm]	Ce_2 [mm]	Ch [mm]	Cl [mm]
0.08	0.25	0.9	0.305

Inicialmente se simuló el experimento en el software comercial *CST Microwave Studio* de manera que se colocó el arreglo compuesto por ocho celdas idénticas colocadas en una malla cuadrada en la entrada de una guía de onda de vacío con las dimensiones de una guía de onda comercial WR-90. En este punto, tanto la guía de vacío como el arreglo de ocho elementos fueron colocados en un medio de conductor perfecto emulando las condiciones en las que se podrían realizar mediciones mediante el método de la guía de onda.

Este método consiste esencialmente en colocar un fragmento del arreglo en la entrada de la guía de onda y las paredes de ésta, al ser de conductor, actuarán como espejos que emulan el comportamiento de un arreglo infinito y que a nivel de practicidad es ideal para experimentos como el planteado en este punto por la relativa facilidad que supone la fabricación del fragmento de arreglo y las mediciones con éste en la guía de onda.

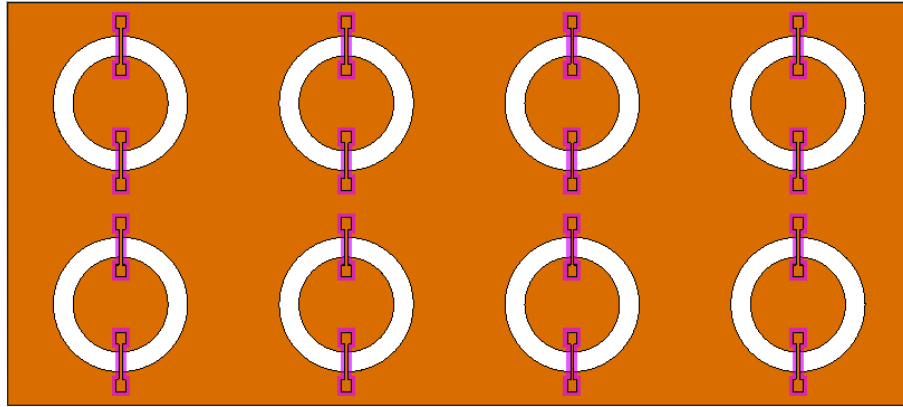


Figura 4.11. Vista frontal del arreglo diseñado para el experimento compuesto por ocho elementos resonantes.

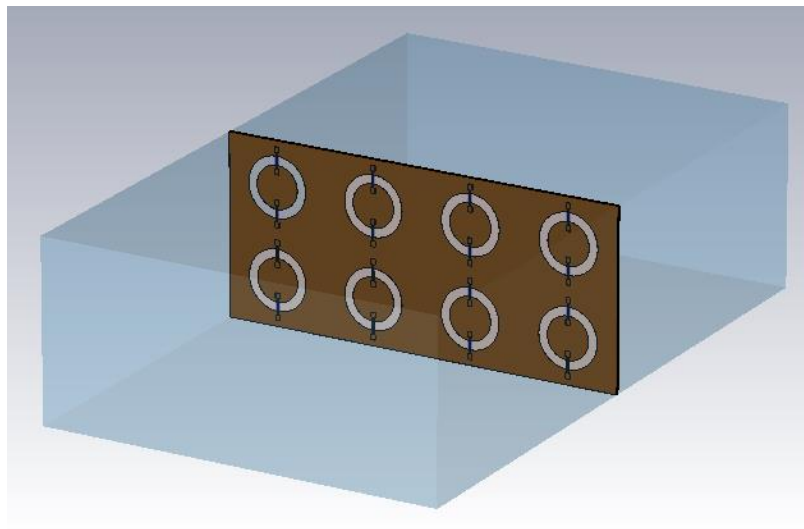


Figura 4.12. Vista del arreglo propuesto para el experimento en una guía de onda de aire que se encuentran en un medio de conductor perfecto.

De este modo, inicialmente la simulación de este arreglo con la guía de onda se realizó con los materiales ideales (conductor perfecto, Rogers RT5880 sin pérdidas y BCB sin pérdidas) y, después, esos materiales se cambiaron por cobre con pérdidas, Rogers RT5880 con pérdidas y BCB con pérdidas (con el valor de tangente de pérdidas especificado por el fabricante a 10 [GHz], $\tan\delta = 0.0008$) y se observaron sus características de transmisión y de reflexión.

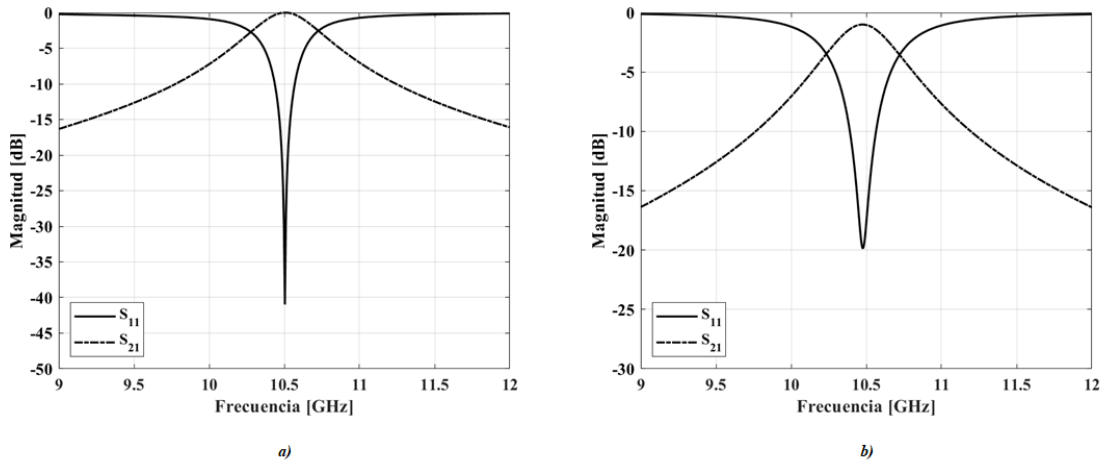


Figura 4.13. Coeficiente de reflexión y de transmisión simulados para el arreglo del experimento en régimen de transmisión a) sin pérdidas y b) con pérdidas.

De la misma manera, se puede ver en la figura 4.13 que en el caso sin pérdidas el coeficiente de transmisión en la frecuencia de es de 0 [dB], lo que indica que en la simulación toda la energía está siendo transmitida de un puerto a otro de la guía de onda. Por otro lado, en el caso en el que las pérdidas están presentes el valor de ese coeficiente baja hasta -1.005 [dB] indicando que parte de la energía que se utiliza en la simulación se está perdiendo o reflejando debido al arreglo colocado en la guía de onda.

Ahora, habiendo comprobado que estos dos casos funcionan adecuadamente al emular correctamente el comportamiento de un arreglo infinito también se comprobó el comportamiento de las pérdidas al agregar una pantalla metálica (como se muestra en la figura 4.14) a una distancia de $\lambda/4$ del arreglo de ocho elementos pasando al régimen de reflexión. Con esto, se pudo observar que, efectivamente, las pérdidas se incrementan de una manera importante, aunque en este caso solamente podemos observar este incremento en el valor del coeficiente de reflexión.

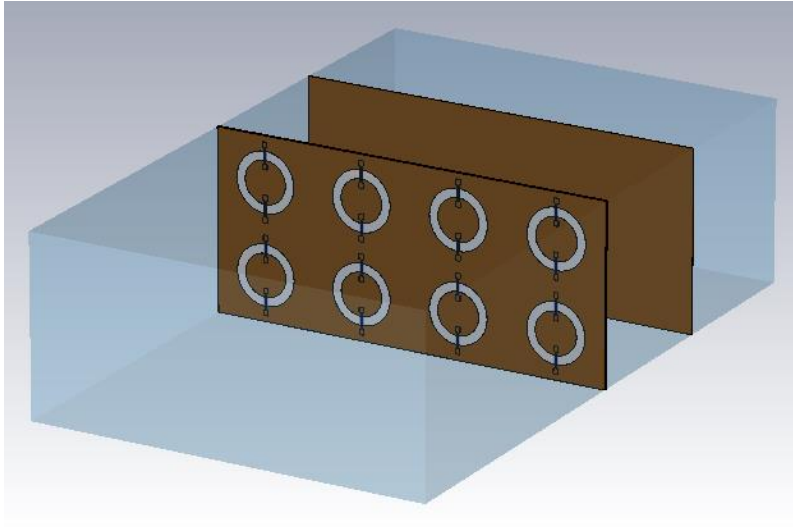


Figura 4.14. Vista del arreglo en la guía de onda diseñado para el experimento con la pantalla metálica.

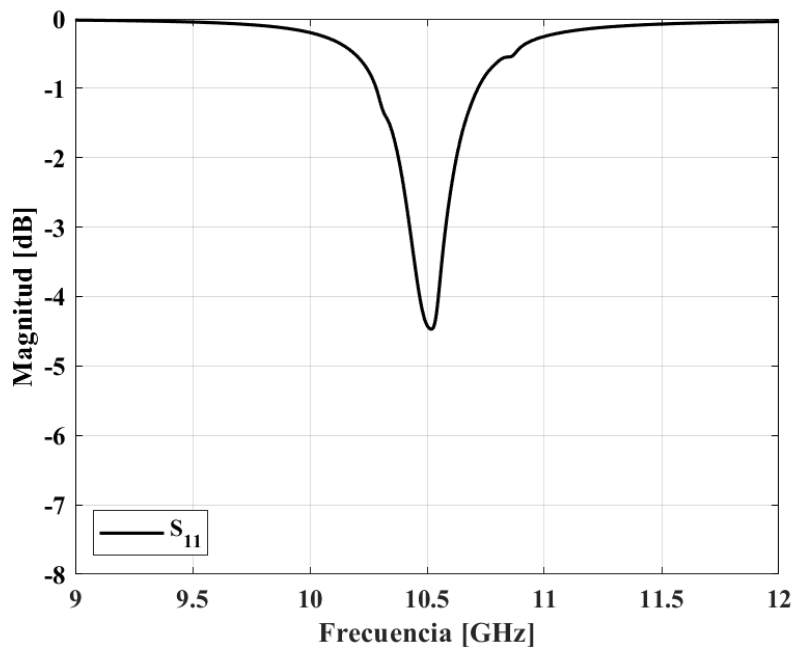


Figura 4.15. Coeficiente de reflexión y de transmisión del arreglo del experimento con materiales con pérdidas y con la pantalla metálica.

Luego, en la figura 4.15 se muestra solamente el coeficiente de reflexión debido a que el coeficiente de transmisión por obvias razones fue de 0 en escala lineal y, se puede ver que, conforme a lo esperado, al colocar la pantalla metálica a la distancia indicada anteriormente las pérdidas se incrementan de manera considerable pasando de un valor de -19.84 [dB] en

el caso en el que no se encuentra la pantalla metálica a un valor de -4.46 [dB] en el caso en el que se encuentra la pantalla metálica.

Por otro lado, la segunda parte de este experimento inicialmente consistía en un arreglo con las mismas características (elementos resonantes de geometría anular de tipo ranura sobre la cara metalizada del material Rogers RT5880 y con capacitores de placas paralelas con material dieléctrico BCB), esta vez diseñado para operar en una frecuencia de 36.5 [GHz] utilizando una guía de onda WR-28. Además, esta segunda parte del experimento tenía como principal objetivo la caracterización del material BCB (ϵ_r y $\tan\delta$) en frecuencias altas cercanas a las frecuencias de interés de este trabajo, pero debido a la imposibilidad de trabajar en el laboratorio por circunstancias de fuerza mayor, esta parte del experimento no fue terminada.

4.2.3.2. Simulaciones del arreglo con BCB con pérdidas

Como se mencionó anteriormente, ante la imposibilidad de trabajar en el laboratorio durante el tiempo en que se desarrolló este trabajo, no se pudieron medir experimentalmente los valores de ϵ_r y $\tan\delta$ del BCB en la frecuencia cercana a la especificada por el fabricante ni en las frecuencias de interés. Lo anterior dejaba como únicas opciones el utilizar los valores conocidos en la frecuencia de 10 [GHz] a pesar de que pudiera no ser valores correctos para la operación en las frecuencias de interés o, en su defecto, investigar si los parámetros de este material habían sido investigados para la banda en la que se encuentran las frecuencias de interés de este trabajo o cercanas.

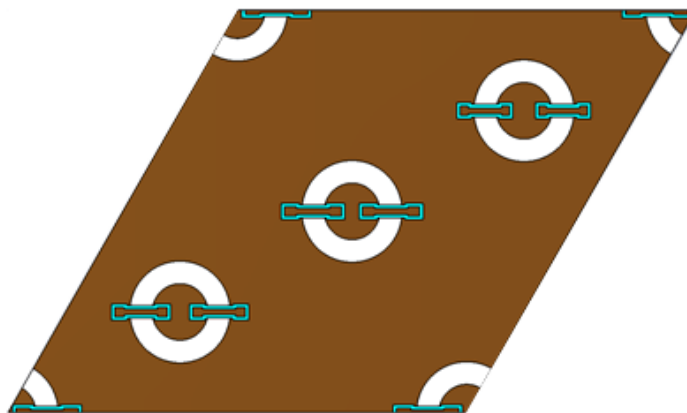


Figura 4.16. Celda unitaria simulada con material BCB con pérdidas.

Después, los parámetros utilizados para las simulaciones correspondientes fueron extraídos de [35] donde explican el procedimiento experimental realizado para medir estos parámetros y graficarlos como función de la frecuencia y donde destacan su permitividad eléctrica $\epsilon_r = 2.65$ y su tangente de pérdidas de $\tan\delta = 0.006$ a una frecuencia de 35 [GHz]. De esta forma, estos valores fueron utilizados para poder realizar las simulaciones en régimen de transmisión correspondientes a este material con pérdidas.

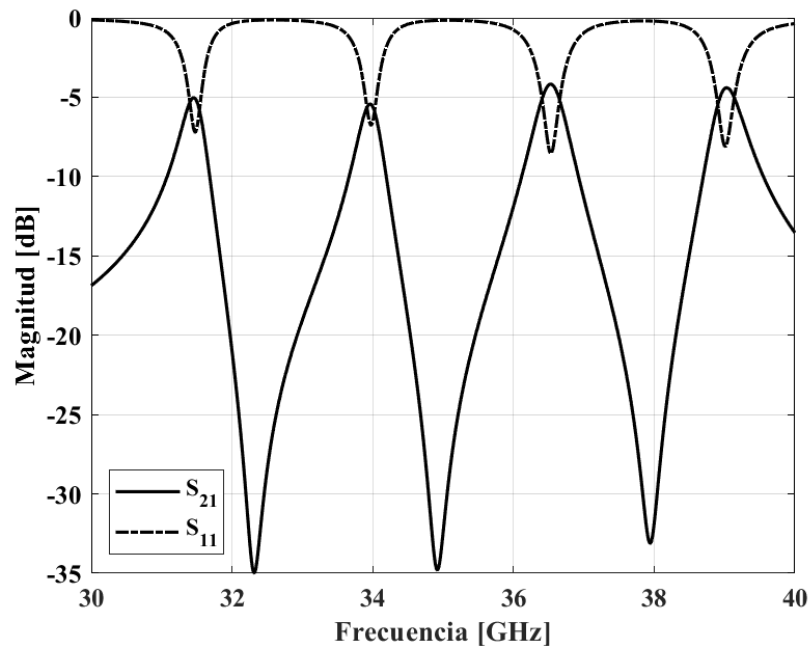


Figura 4.17. Magnitud de los S_{11} y S_{21} simulados en régimen de transmisión con material BCB con pérdidas.

De este modo, en la figura 4.17 se puede ver que, en este caso, al igual que en los mostrados anteriormente, las magnitudes máximas del coeficiente de transmisión registradas se encuentran desplazadas de las frecuencias de interés, aunque no de manera importante, y esto implica que las magnitudes en las frecuencias de interés son necesariamente más pequeñas.

Así, en la tabla 4.7 se muestran las magnitudes máximas de este coeficiente registradas en la simulación junto con las respectivas frecuencias donde fueron registradas esas magnitudes, así como las magnitudes registradas en las frecuencias de interés. Esto con la finalidad de poder observar qué tan grande o pequeño es el desplazamiento de las frecuencias donde se presentan las magnitudes máximas con respecto de las frecuencias de interés y, al igual que

en los casos anteriores, observar cómo afecta esto a las magnitudes que se registran en esas frecuencias de interés.

Tabla 4.7. Magnitudes del S_{21} máximas registradas y magnitudes registradas en las frecuencias de interés para la simulación del BCB con pérdidas.

	$S_{21_1} @ f$	$S_{21_2} @ f$	$S_{21_3} @ f$	$S_{21_4} @ f$
Magnitudes máximas registradas: $S_{21_{max_i}} @ f_{r_i}$ $i = 1,2,3,4$	-5.035 [dB] @ 31.46 [GHz]	-5.435 [dB] @ 33.96 [GHz]	-4.178 [dB] @ 36.53 [GHz]	-4.4 [dB] @ 39.03 [GHz]
Magnitudes registradas en las frecuencias de interés: $S_{21_i} @ f_i$ $i = 1,2,3,4$	-5.265 [dB] @ 31.5 [GHz]	-5.59 [dB] @ 34 [GHz]	-4.237 [dB] @ 36.5 [GHz]	-4.46 [dB] @ 39 [GHz]

Ahora, se puede observar a pesar de que los desplazamientos en frecuencia son pequeños (de 0.04 [GHz], de 0.04 [GHz], de 0.03 [GHz] y de 0.03 [GHz] respectivamente) sí provocan que las magnitudes registradas en las frecuencias de interés sean todavía más pequeñas o, lo que es lo mismo, pérdidas más grandes en esas frecuencias de interés. Esto también se ve reflejado en la tabla 4.7, donde se muestran las magnitudes registradas en las frecuencias de interés y se puede observar que, efectivamente, éstas son menores que las magnitudes máximas mostradas anteriormente, aunque en este caso de manera no tan significativa.

Ahora, con base en las magnitudes máximas registradas, se puede decir que el caso de este material con los valores utilizados es también delicado, ya que deteriora de manera importante las magnitudes de los coeficientes y esto implica que se vuelve necesario el realizar procedimientos que permitan reducir esas pérdidas para mejorar las características del arreglo. También, que queda cierta incertidumbre en este caso debido a la imposibilidad de comprobar los valores relevantes del material de manera experimental para, con ello, tener

completa certeza de que los valores utilizados son los adecuados, ya que éstos pueden cambiar por diferentes razones y diferir en cierta medida de los utilizados.

4.2.4. Pérdidas totales

El último caso de análisis de pérdidas revisado es el caso en el que todas las pérdidas debidas a cada uno de los materiales que constituyen la estructura simulada (cobre, Rogers RT58808 y BCB) se encuentran presentes para poder observar cómo o de qué manera se degradan las características de la estructura. Esto también para poder observar el comportamiento lo más acercado a la realidad de la estructura, pero también teniendo plena conciencia de en qué medida cada uno de los materiales aportan a ese comportamiento.

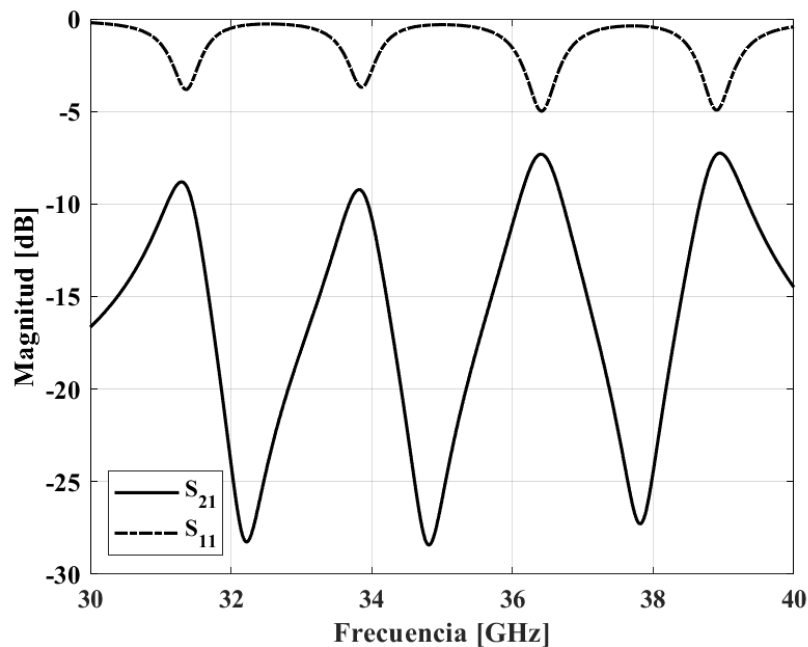


Figura 4.18. Magnitud de los S_{11} y S_{21} del arreglo en régimen de transmisión simulados con todas las pérdidas presentes.

De esta manera, al igual que en los casos anteriores, en la figura 4.18 se puede ver que las magnitudes máximas del coeficiente de transmisión del arreglo operando en régimen de transmisión fueron registradas con ciertos desplazamientos en frecuencia, pero en este caso las magnitudes se ven más reducidas debido a la presencia de las pérdidas de todos los materiales. Así, en la tabla 4.8 se muestran las magnitudes máximas de este coeficiente con su respectiva frecuencia, además de las magnitudes, pero esta vez registradas en las frecuencias de interés.

Tabla 4.8. Magnitudes del S_{21} máximas registradas y magnitudes registradas en las frecuencias de interés para el caso de la simulación en la que se encuentran todas las pérdidas presentes.

	$S_{21_1} @ f$	$S_{21_2} @ f$	$S_{21_3} @ f$	$S_{21_4} @ f$
Magnitudes máximas registradas: $S_{21_{max_i}} @ f_{r_i}$ $i = 1,2,3,4$	-8.8 [dB] @ 31.3 [GHz]	-9.226 [dB] @ 33.82 [GHz]	-7.3119 [dB] @ 36.41 [GHz]	-7.25 [dB] @ 38.95 [GHz]
Magnitudes registradas en las frecuencias de interés: $S_{21_i} @ f_i$ $i = 1,2,3,4$	-10.76 [dB] @ 31.5 [GHz]	-10.75 [dB] @ 34 [GHz]	-7.6 [dB] @ 36.5 [GHz]	-7.33 [dB] @ 39 [GHz]

En este orden de ideas, en la tabla 4.8 se puede observar que en este caso es en el que se han registrado las magnitudes máximas más pequeñas en comparación con las mostradas en los casos anteriores y es un resultado consistente, ya que, como se observó en los casos anteriores, las pérdidas debidas al cobre y al BCB son grandes individualmente y se esperaría que al estar juntas producirían pérdidas mayores. También, se puede observar que en este caso se han registrado las mayores diferencias entre las magnitudes máximas y las registradas en las frecuencias de interés (siendo el mayor de 1.96 [dB]) debido al aparente incremento en el ancho de banda alrededor de las frecuencias de resonancia. Por último, se puede observar que los desplazamientos de las frecuencias de resonancia hacia frecuencias más bajas son más grandes que los observados anteriormente (de 0.2 [GHz], de 0.08 [GHz], de 0.09 [GHz] y de 0.05 [GHz] respectivamente), logrando que las magnitudes registradas en las frecuencias de interés sean todavía menores.

Entonces, se puede ver que el principal efecto de la simulación del arreglo con los materiales con pérdidas de manera individual o conjunta, además de la degradación de las características del arreglo que estas pérdidas conllevan, es el evidente desplazamiento que se presenta en las frecuencias en las que se registraron los valores máximos de la magnitud mostrada. También,

estos desplazamientos de las magnitudes máximas hacia frecuencias más bajas provocan que las magnitudes registradas en las frecuencias de interés sean todavía menores y esto, a su vez, lleva a la necesidad de un nuevo ajuste en las dimensiones de los capacitores utilizados en el arreglo para poder tener esos valores máximos y mínimos en las frecuencias de interés.

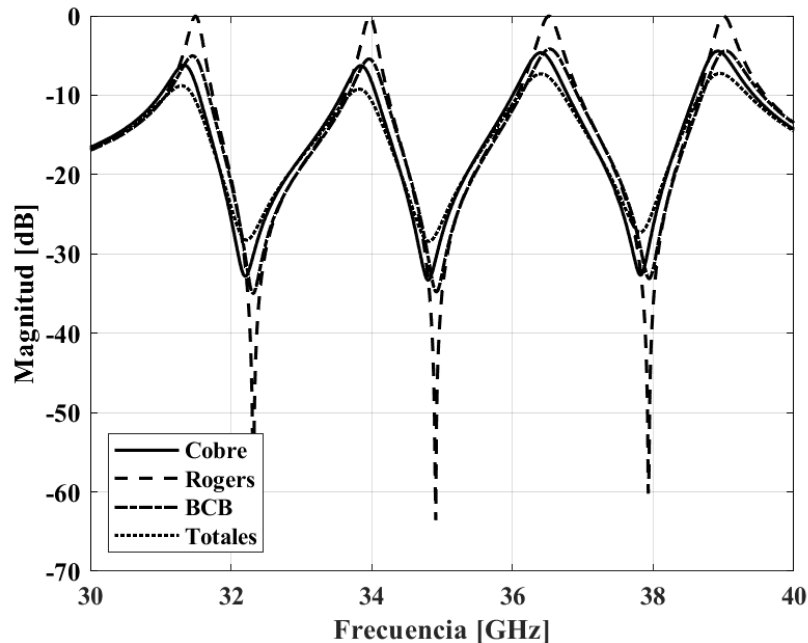


Figura 4.19. Comparación de la magnitud del coeficiente S_{21} en régimen de transmisión simuladas con pérdidas debidas al cobre, material Rogers, BCB y todas juntas.

Ahora bien, en la figura 4.19 se puede ver la comparación de las pérdidas introducidas por cada uno de los materiales y de las pérdidas totales al considerar las pérdidas de todos los materiales a la vez. De esta manera, se puede ver que las pérdidas introducidas por el cobre, así como las debidas al BCB son las que tienen el efecto más considerable por separado y su efecto se acentúa al considerarlos juntos como sería en el caso real.

Por último, se puede decir que hasta este punto se ha identificado que los materiales que aportan la mayor cantidad de las pérdidas de manera individual y conjunta son el cobre y el BCB, lo que vuelve necesario utilizar mecanismos para poder disminuir estas pérdidas. Además, hay efectos como los identificados de desplazamiento de las frecuencias de resonancia hacia frecuencias menores o el incremento en el ancho de banda que, de ser posible, deben ser mitigados. También, se puede decir que, a pesar de que las magnitudes mostradas en los diferentes casos no permiten estimar las pérdidas en régimen de reflexión

debido a que en la mayoría de los casos de relevancia no se cumple la condición de que sean menores a 1 [dB], las pérdidas observadas en este régimen son considerablemente altas y dan una buena idea de la manera en que podrían comportarse en el régimen de reflexión.

4.3. Disminución de pérdidas debidas al cobre

El efecto más importante observado a partir de la inclusión de los materiales con pérdidas a las simulaciones es la degradación de las características (en forma de pérdidas) del arreglo en el régimen de transmisión, mismas que se ven todavía más degradadas al agregar una pantalla metálica a una cierta distancia para utilizarlo en régimen de reflexión. Por otro lado, ya se han mencionado algunas condiciones que pueden favorecer que las pérdidas puedan ser disminuidas, pero hasta ahora no se ha hablado de los mecanismos necesarios para llevar esto a cabo.

Primero, anteriormente se explicó que, para la reducción de las pérdidas debidas al cobre en el arreglo, una primera opción es aumentar la inductancia debida a los elementos resonantes. Esto implica que se vuelve necesario aumentar el recorrido de las corrientes que se generan en los bordes de estos elementos, pero a su vez esto implica un incremento en las dimensiones de éstos y, en consecuencia, desplazamientos en frecuencia haciendo necesarios nuevos ajustes en los capacitores lograr la sintonización de las frecuencias de interés.

Entonces, surge como alternativa la conexión de *stubs* rectangulares a la parte externa de la ranura del elemento resonante de manera radial para permitir que las corrientes recorrieran una mayor distancia sin necesariamente aumentar las dimensiones de los elementos resonantes como se muestra a continuación.

4.3.1. Conexión de *stubs* radiales a cada 22.5°

Como se mencionó, los *stubs* pueden ayudar a aumentar la inductancia de los elementos resonantes sin aumentar sus dimensiones reales, pero sí las dimensiones aparentes del elemento resonante debido al área de los *stubs* conectados. De esta manera, se aumenta la distancia de recorrido de las corrientes que se generan en el arreglo al hacerlas pasar por los bordes de los *stubs* y con ello se aumenta la inductancia del elemento resonante.

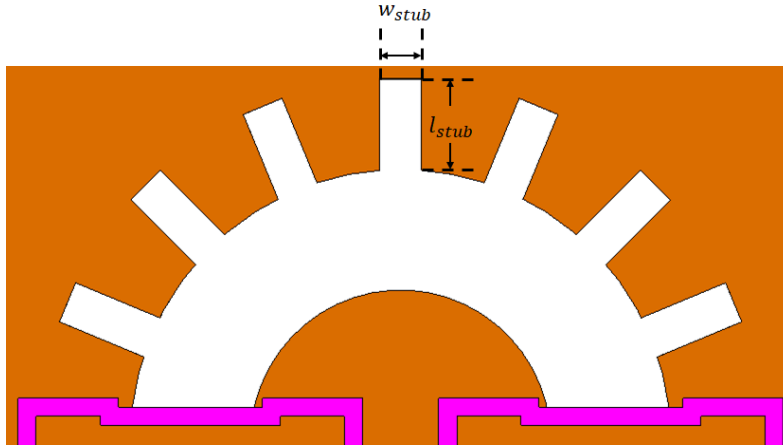


Figura 4.20. Vista de un elemento resonante con stubs rectangulares conectados de manera radial.

De este modo, inicialmente se colocaron 14 *stubs* con una longitud de 0.15 [mm] y un espesor de 0.07 [mm] de manera radial distribuidos a cada 22.5°, evitando colocar stubs en las posiciones donde se dispusieron los capacitores utilizados para la compensación de frecuencia en los diferentes elementos del arreglo. En este caso se ha considerado solamente al cobre como material con pérdidas debido a que, como se observó, los materiales que más pérdidas introducen son el cobre y el BCB, y es por ello que conviene analizarlos por separado.

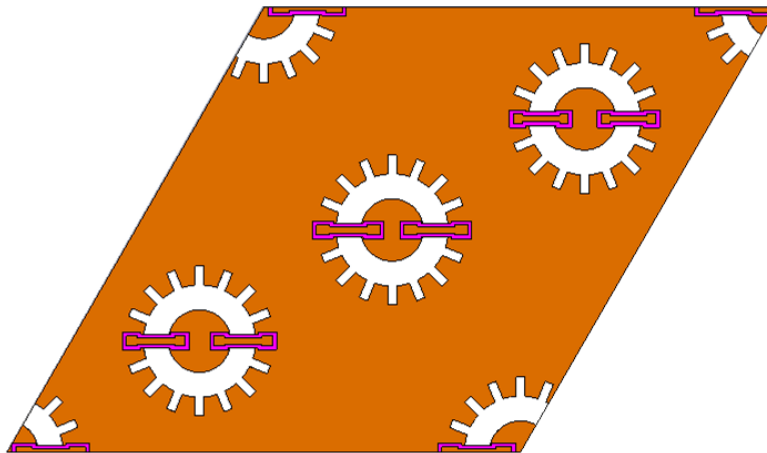


Figura 4.21. Vista de la celda unitaria multifrecuencia con stubs radiales conectados a los elementos resonantes.

Con esto, el primer efecto observado después de colocar estos stubs en los elementos resonantes es el esperado desplazamiento de frecuencias de resonancia de los elementos hacia frecuencias más bajas. Esto debido a que, si bien no se cambiaron las dimensiones de los elementos resonantes físicamente, al agregar los *stubs* se genera un incremento aparente de

estas dimensiones y con esto también aumenta la inductancia de los elementos provocando que la frecuencia de resonancia disminuya.

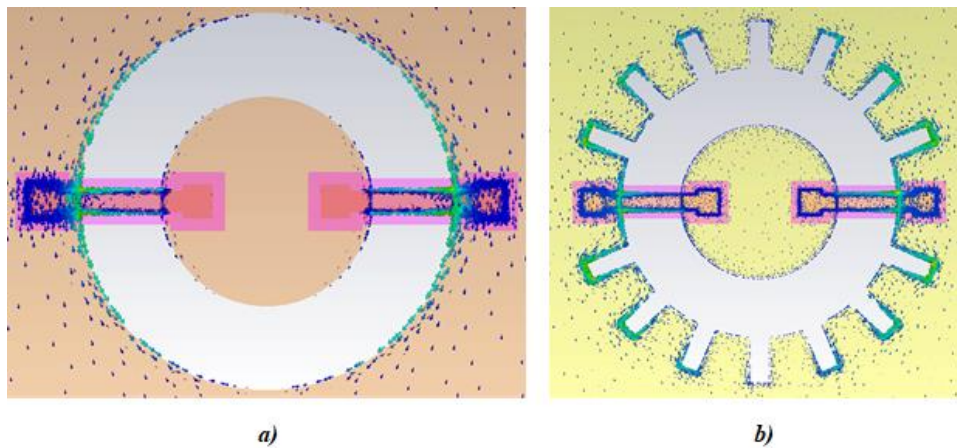


Figura 4.22. Distribución de las corrientes en un elemento resonante a) sin stubs y b) con stubs.

Luego, en la figura 4.23-a se puede observar que las magnitudes máximas y mínimas registradas en régimen de transmisión de los coeficientes S_{21} y S_{11} respectivamente son más grandes en comparación con las mostradas anteriormente en el caso donde se presentan las pérdidas totales debidas al cobre. Del mismo modo, se puede observar que en este caso las magnitudes máximas del coeficiente S_{21} se registraron en frecuencias más bajas que las frecuencias de interés y es por esto que se requiere de un ajuste en los capacitores para poder acercar esas frecuencias de nueva cuenta a las frecuencias de interés.

También, en la figura 4.23-b se puede observar que, al realizar el ajuste en las dimensiones de los capacitores de placas paralelas utilizados en el arreglo para tratar de acercar las frecuencias de resonancia de los elementos a las frecuencias de interés (aunque no de manera exacta), las magnitudes registradas crecieron debido a que se redujo el valor de la capacitancia y, en consecuencia, se incrementó la relación L/C mencionada anteriormente.

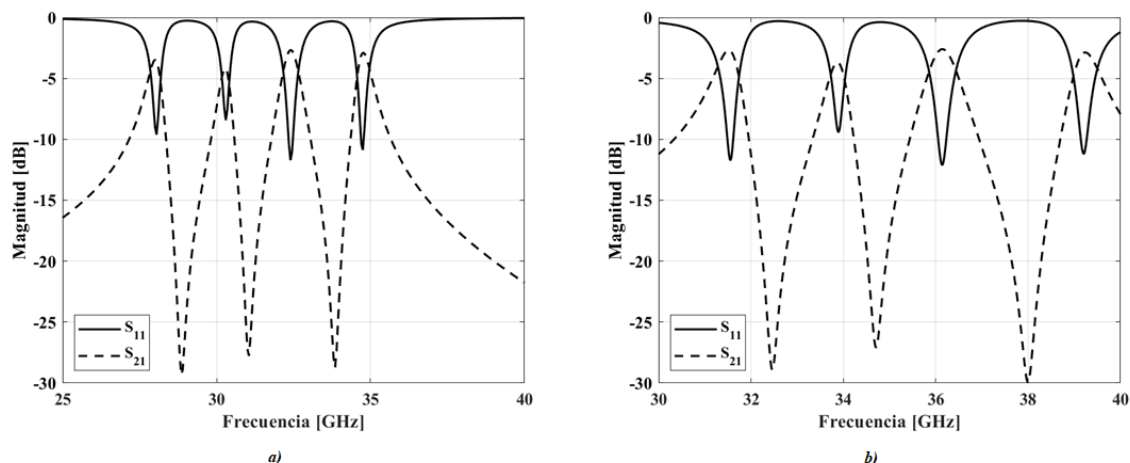


Figura 4.23. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en el caso con pérdidas debidas al cobre a) con stubs y b) con stubs y capacitores ajustados.

De esta manera, a continuación, en la tabla 4.9, se muestra la comparación de las magnitudes máximas registradas en el caso donde existen pérdidas debidas al cobre, en el mismo caso con los stubs radiales conectados en los elementos resonantes y en el caso donde se realizó un ajuste de las dimensiones de los capacitores para acercarse de nuevo las frecuencias de resonancia a las frecuencias de interés, pero sin que sea un ajuste para lograr las frecuencias exactas.

Tabla 4.9. Comparación de las magnitudes máximas del S_{21} registradas en el caso donde existen pérdidas debidas al cobre, al mismo caso con stubs conectados y después de un ajuste de los capacitores.

	$S_{21_{max}}$ con pérdidas del cobre	$S_{21_{max}}$ con pérdidas del cobre con stubs	$S_{21_{max}}$ con pérdidas del cobre con stubs y capacitores ajustados
$S_{21_{max_1}} @ f_{r_1}$	-6.19 [dB] @ 31.33 [GHz]	-3.46 [dB] @ 28 [GHz]	-2.69 [dB] @ 31.52 [GHz]
$S_{21_{max_2}} @ f_{r_2}$	-6.27 [dB] @ 33.85 [GHz]	-4.19 [dB] @ 30.3 [GHz]	-3.68 [dB] @ 33.87 [GHz]
$S_{21_{max_3}} @ f_{r_3}$	-4.63 [dB] @ 36.4 [GHz]	-2.66 [dB] @ 32.4 [GHz]	-2.60 [dB] @ 36.14 [GHz]
$S_{21_{max_4}} @ f_{r_4}$	-4.43 [dB] @ 38.82 [GHz]	-2.89 [dB] @ 34.75 [GHz]	-2.86 [dB] @ 39.24 [GHz]

Así, si se comparan las magnitudes registradas en cada uno de los casos mostrados en la tabla 4.9 se puede observar que, en efecto, las magnitudes mejoran de manera sustancial al conectar los stubs a los elementos resonantes. Por ejemplo, se puede ver que en el caso de la magnitud registrada en la frecuencia de resonancia más baja (f_{r1}) se pasa de -6.19 [dB] para cuando solamente se consideran las pérdidas debidas al cobre a -2.69 [dB] para cuando ya se han conectado los stubs y se ajustaron los capacitores para acercar las frecuencias de resonancia a las frecuencias de interés.

Luego, considerando que el espacio entre los elementos resonantes adyacentes aún es amplio a pesar de los *stubs* colocados y que la interacción mutua entre éstos aún es reducida, debido a que las corrientes que recorren los bordes de elementos resonantes adyacentes no se interfieren (figura 4.24-b), se realizaron simulaciones considerando longitudes mayores de esos *stubs* (figura 4.24-a) para verificar si es que las pérdidas registradas podían ser todavía disminuidas al hacer aumentar la longitud de estos.

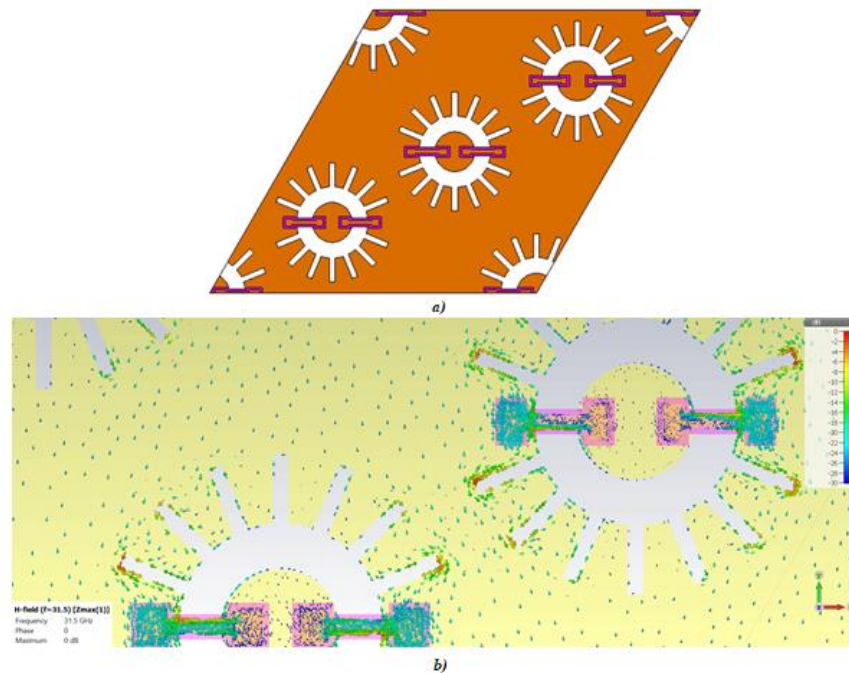


Figura 4.24. a) Vista de la celda unitaria con stubs radiales de mayor longitud conectados a los elementos resonantes y b) vista de las corrientes presentes en los elementos resonantes del arreglo con $l_{stub}=0.3$ [mm].

Es este sentido, en la figura 4.25 se observa de nueva cuenta que la frecuencia de resonancia de los elementos del arreglo se desplaza hacia frecuencias más bajas, pero también se observó que las magnitudes máximas registradas en esas frecuencias de resonancia se incrementan,

aunque en menor medida que el incremento registrado al colocar los *stubs* radiales. Así mismo, se observa que los anchos de banda alrededor de las frecuencias de resonancia comienzan a tener comportamientos irregulares, ensanchándose en algunos casos más que en otros, pero mostrando una tendencia a incrementarse.

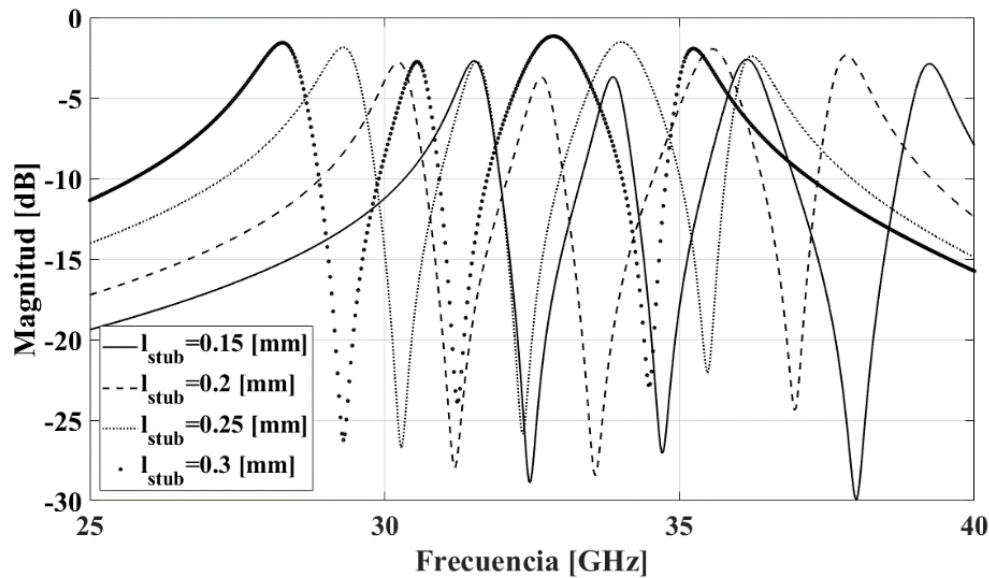


Figura 4.25. Magnitud del coeficiente S_{21} registrada con diferentes longitudes de los stubs radiales conectados a los elementos resonantes.

Del mismo modo, en la tabla 4.10, se muestran las magnitudes máximas registradas con las diferentes longitudes de los *stubs* radiales conectados a los elementos resonantes, donde se puede ver que a pesar de que los incrementos en la longitud de los *stubs* son en incrementos constantes, la disminución de las pérdidas no es proporcional a estos incrementos.

Tabla 4.10. Magnitudes máximas del coeficiente S_{21} registradas con diferentes longitudes de los stubs radiales en diferentes frecuencias.

	$l_{stub} = 0.15 [mm]$	$l_{stub} = 0.2 [mm]$	$l_{stub} = 0.25 [mm]$	$l_{stub} = 0.3 [mm]$
$S_{21max_1} @ f_{r_1}$	-2.69 [dB] @ 31.52 [GHz]	-2.78 [dB] @ 30.22 [GHz]	-1.85 [dB] @ 29.30 [GHz]	-1.56 [dB] @ 28.27 [GHz]
$S_{21max_2} @ f_{r_2}$	-3.68 [dB] @ 33.87 [GHz]	-3.70 [dB] @ 32.65 [GHz]	-2.73 [dB] @ 31.55 [GHz]	-2.74 [dB] @ 30.55 [GHz]
$S_{21max_3} @ f_{r_3}$	-2.60 [dB] @ 36.14 [GHz]	-1.94 [dB] @ 35.55 [GHz]	-1.52 [dB] @ 34 [GHz]	-1.15 [dB] @ 32.85 [GHz]
$S_{21max_4} @ f_{r_4}$	-2.86 [dB] @ 39.24 [GHz]	-2.33 [dB] @ 37.82 [GHz]	-2.39 [dB] @ 36.22 [GHz]	-1.93 [dB] @ 35.22 [GHz]

Ahora bien, se puede ver que, a pesar de haber agregado los stubs radiales y de que evidentemente las pérdidas se han disminuido de manera considerable, se requiere de un aumento todavía mayor de la inductancia de los elementos resonantes, pero sin aumentar más la longitud de los *stubs* radiales para no propiciar un aumento en la interacción entre elementos adyacentes.

4.3.2. Conexión de *stubs* radiales a cada 22.5° y *stubs* perpendiculares a éstos

Teniendo en cuenta lo mostrado anteriormente, en este caso se conectó una serie de stubs radiales al igual que en el caso anterior, pero esta vez con una serie de *stubs* perpendiculares a éstos, como se puede ver en la figura 4.26-a. En este caso, los *stubs* radiales se colocaron con un espesor de 0.07 [mm] y una longitud inicial de 0.25 [mm] y, al igual que en el caso anterior, se realizaron simulaciones con diferentes longitudes de estos *stubs* partiendo de la longitud mencionada hasta una longitud máxima de 0.4 [mm] con incrementos constantes de 0.05 [mm] para observar en qué medida, si fuera el caso, disminuyen las pérdidas. También, para estas simulaciones se consideró la longitud de los *stubs* perpendiculares de 0.4 [mm] y con un espesor de 0.07 [mm].

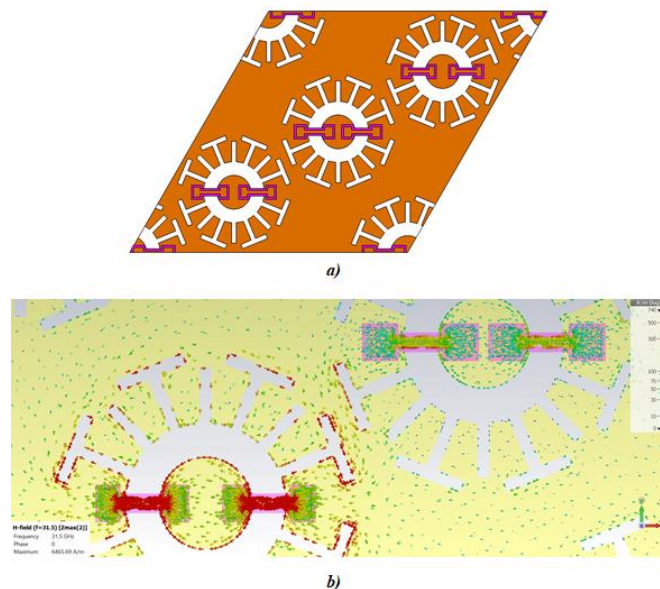


Figura 4.26. Vista de la celda unitaria con stubs radiales y stubs ortogonales conectados a los elementos resonantes y b) distribución de las corrientes en los elementos resonantes adyacentes.

De esta manera, en la figura 4.26-b se puede ver que las corrientes que recorren el borde de los elementos resonantes del arreglo, y debido a la proximidad que existe entre los bordes de los *stubs* conectados en elementos resonantes adyacentes, comienzan a interferirse unas con otras, lo que se puede interpretar como un aumento en la interacción mutua entre elementos.

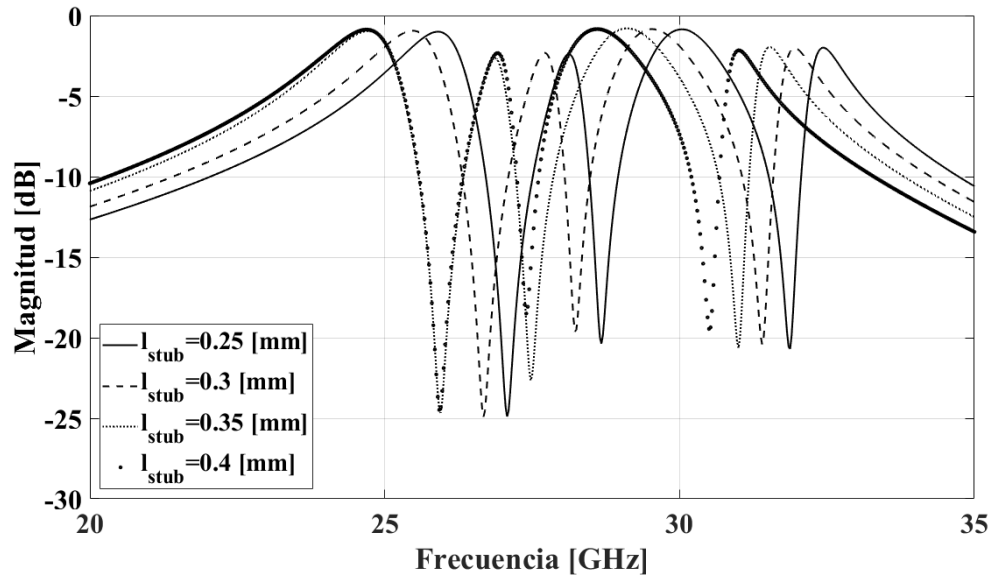


Figura 4.27. Magnitud del S_{21} registrada con diferentes longitudes de los stubs radiales y stubs perpendiculares a éstos conectados a los elementos resonantes.

Por otro lado, en la figura 4.27 se puede ver que este aumento en la inductancia afecta principalmente en el desplazamiento de las frecuencias de resonancia de los elementos del arreglo hacia frecuencias más bajas, pero este aumento en la inductancia no afecta de manera evidente a las frecuencias más bajas con las longitudes más grandes de estos *stubs*. Además, en cuanto a la disminución de las pérdidas, se puede apreciar que inicialmente sí existe una ligera mejora en las magnitudes registradas, pero con ciertas longitudes esas magnitudes se deterioran de nueva cuenta o la mejora es casi imperceptible como se muestra a continuación en la tabla 4.11.

Tabla 4.11. Magnitudes máximas del S_{21} registradas con diferentes longitudes de los stubs radiales junto con stubs perpendiculares a éstos en diferentes frecuencias.

	$l_{stub} = 0.25 [mm]$	$l_{stub} = 0.3 [mm]$	$l_{stub} = 0.35 [mm]$	$l_{stub} = 0.4 [mm]$
$S_{21_{max_1}} @ f_{r_1}$	-1.003 [dB] @ 25.90 [GHz]	-0.94 [dB] @ 25.47 [GHz]	-0.96 [dB] @ 24.70 [GHz]	-0.87 [dB] @ 24.70 [GHz]

$S_{21_{max_2}} @ f_{r_2}$	-2.38 [dB] @ 28.12 [GHz]	-2.31 [dB] @ 27.70 [GHz]	-2.62 [dB] @ 26.85 [GHz]	-2.33 [dB] @ 26.92 [GHz]
$S_{21_{max_3}} @ f_{r_3}$	-0.85 [dB] @ 30.05 [GHz]	-0.84 [dB] @ 29.52 [GHz]	-0.79 [dB] @ 29.10 [GHz]	-0.84 [dB] @ 28.60 [GHz]
$S_{21_{max_4}} @ f_{r_4}$	-1.99 [dB] @ 32.42 [GHz]	-2.02 [dB] @ 31.95 [GHz]	-1.95 [dB] @ 31.52 [GHz]	-2.16 [dB] @ 31 [GHz]

Otro de los efectos que se pueden apreciar en la figura 4.27 de manera más inmediata debido al aumento en la inductancia de los elementos resonantes es el incremento en el ancho de banda alrededor de las diferentes frecuencias de resonancia. Inicialmente se observó un incremento en el ancho de banda alrededor de las diferentes frecuencias de resonancia al introducir las pérdidas de los materiales, pero este ancho de banda se vio afectado de manera más evidente para algunas de estas frecuencias de resonancia al incrementar la inductancia de los elementos. También, se puede decir que este incremento en el ancho de banda es una consecuencia directa del aumento en la interacción mutua entre los elementos debido al incremento de las dimensiones aparentes de los elementos resonantes causado por los *stubs* utilizados.

4.3.3. Conexión de *stubs* radiales a cada 11.25° y *stubs* perpendiculares a éstos

En este caso, esta estructura se modificó de manera que se pudieran conectar *stubs* radiales, pero en esta ocasión colocados a cada 11.25° con un espesor de $w = 0.05$ [mm] y se realizaron simulaciones con longitudes de estos *stubs* de 0.2 [mm] y 0.3 [mm] (figura 4.28-a, b) para verificar si esta modificación propicia la reducción de las pérdidas. También, se realizaron simulaciones con las longitudes de los *stubs* radiales mencionadas anteriormente, pero esta vez conectando *stubs* perpendiculares de espesor $w = 0.05$ [mm] y una longitud de $l_{perpendicular} = 0.2$ [mm] (figura 4.28-c, d) a éstos para, como se vio anteriormente, aumentar la inductancia del elemento resonante.

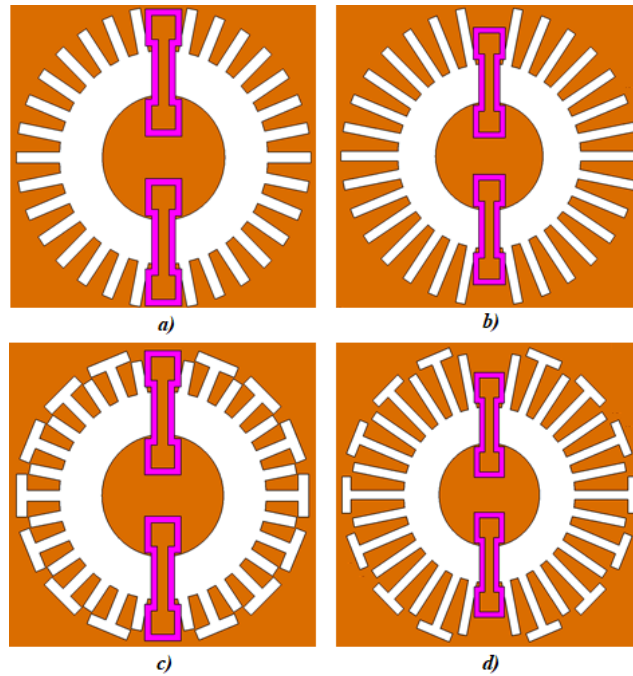


Figura 4.28. Elemento resonante con stubs radiales de a) 0.2 [mm], b) 0.3 [mm], con stubs radiales y perpendiculares a éstos de c) 0.2 [mm] y 0.2 [mm] respectivamente y d) 0.3 [mm] y 0.2 [mm] respectivamente.

Después, con estas modificaciones en la figura 4.29 - a, b se muestran las magnitudes máximas del coeficiente de transmisión en cada uno de los casos en las respectivas frecuencias de resonancia para poder determinar si estos cambios son en realidad benéficos o no para el arreglo en cuanto a las pérdidas se refiere, logrando registrar las magnitudes que se presentan en la tabla 4.6 para los cuatro casos mencionados.

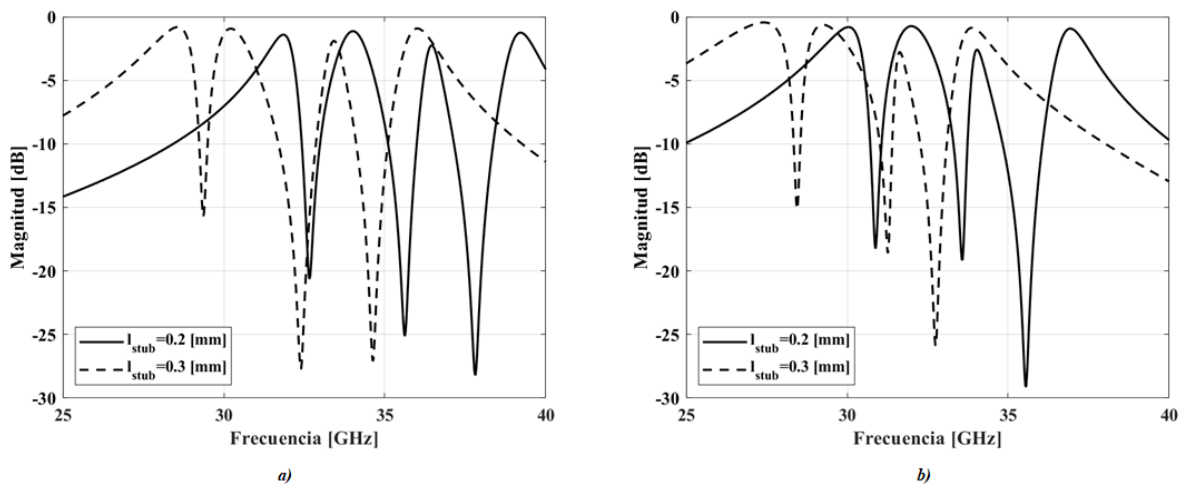


Figura 4.29. Magnitud del S_{21} registrada del arreglo con a) stubs radiales y b) stubs radiales y perpendiculares a éstos.

Tabla 4.12. Magnitudes del S_{21} registradas en sus respectivas frecuencias de resonancia con solamente stubs radiales y con stubs perpendiculares conectados a éstos.

	Con stubs radiales		Con stubs radiales y con stubs perpendiculares de longitud 0.2 [mm]	
	$l_{stub} = 0.2$ [mm]	$l_{stub} = 0.3$ [mm]	$l_{stub} = 0.2$ [mm]	$l_{stub} = 0.3$ [mm]
$S_{21_{max_1}}@f_{r_1}$	-1.40 [dB] @ 31.86 [GHz]	-0.81 [dB] @ 28.56 [GHz]	-0.81 [dB] @ 30.04 [GHz]	-0.44 [dB] @ 27.40 [GHz]
$S_{21_{max_2}}@f_{r_2}$	-1.13 [dB] @ 34.00 [GHz]	-0.93 [dB] @ 30.22 [GHz]	-0.73 [dB] @ 32.00 [GHz]	-0.63 [dB] @ 29.24 [GHz]
$S_{21_{max_3}}@f_{r_3}$	-2.25 [dB] @ 36.46 [GHz]	-1.89 [dB] @ 33.42 [GHz]	-2.59 [dB] @ 34.04 [GHz]	-2.78 [dB] @ 31.64 [GHz]
$S_{21_{max_4}}@f_{r_4}$	-1.24 [dB] @ 39.22 [GHz]	-0.92 [dB] @ 36.00 [GHz]	-0.93 [dB] @ 36.94 [GHz]	-0.86 [dB] @ 33.88 [GHz]

Ahora bien, al igual que en los casos anteriores, en la tabla 4.6 se puede observar que el principal efecto de la conexión de los *stubs* es el desplazamiento de las frecuencias de resonancia de los elementos hacia frecuencias más bajas. En lo que corresponde a las magnitudes registradas en las respectivas frecuencias de resonancia, se puede apreciar una mejora en las magnitudes máximas si se comparan con el caso en que solamente había stubs radiales conectados a cada 22.5° (tabla 4.10 y 4.11), a pesar de que la comparación solamente podría realizarse considerando una $l_{stub} = 0.2$ [mm] y $l_{stub} = 0.3$ [mm].

Luego, también se puede ver en el caso donde los *stubs* radiales estaban colocados a cada 11.25° y que además tenían *stubs* perpendiculares conectados que las magnitudes registradas en las diferentes frecuencias de resonancia en su mayoría son mejores que las registradas en el caso similar en el que los stubs radiales están conectados a cada 22.5° . Así, se puede ver que las magnitudes con estas configuraciones, al comparar las registradas para la longitud $l_{stub} = 0.3$ [mm] mostradas en la tabla 4.12 y las del caso correspondiente mostradas en la tabla 4.10 y 4.11, son en general mejores (salvo por la de la tercera frecuencia de resonancia) a pesar de no poder comparar las correspondientes a una longitud de $l_{stub} = 0.4$ [mm] debido a que se observó que para esa longitud la interacción entre elementos ya era demasiado grande y se optó por no realizarla en este caso.

Del mismo modo, a pesar de las magnitudes registradas, en este caso también se tiene el inconveniente mencionado anteriormente de que, debido a las longitudes de los *stubs* radiales y al espesor de los *stubs* perpendiculares a los radiales, las dimensiones aparentes de los elementos resonantes se incrementan al grado de generar que la distancia entre los bordes de los elementos resonantes adyacentes se vea grandemente reducida. Entonces, como ya se dijo anteriormente, esto provoca que la interacción mutua entre los elementos resonantes se incremente y con ella se incrementa el ancho de banda alrededor de las frecuencias de resonancia, provocando que ese ensanchamiento en las bandas deteriore la magnitud de los coeficientes de transmisión y reflexión en las diferentes frecuencias de interés. Además, como ya se ha podido observar anteriormente, en este caso el aumento de la inductancia del elemento resonante no afecta de igual manera a todas las frecuencias de resonancia, provocando que estas puedan incrementar su magnitud, pero no todas de la misma manera o, también, pudiendo observar que en algunos casos esta magnitud puede decrecer también debido al incremento de la interacción mutua y los otros efectos mencionados.

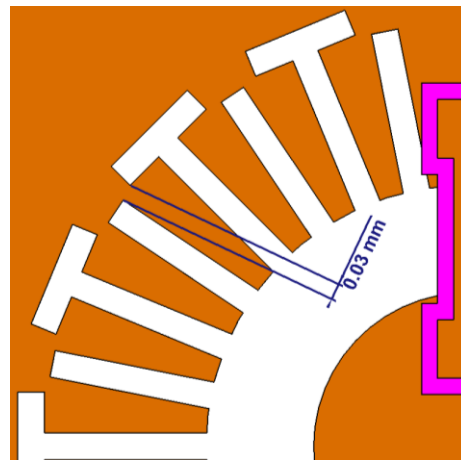


Figura 4.30. Vista donde se muestra la distancia de separación entre los bordes de los stubs en la estructura donde hay stubs radiales conectados a cada 11.25° con stubs perpendiculares.

De igual modo, se observó que otro inconveniente de esta estructura con estas modificaciones es que las longitudes de separación entre los bordes de algunas partes de la estructura comienzan a ser demasiado pequeñas como se muestra en la figura 4.30. Esto principalmente entre los bordes de los *stubs* perpendiculares a los radiales y sus *stubs* radiales adyacentes, donde se pudo observar que la distancia entre bordes es incluso menor que la distancia mínima permitida por el proceso de fabricación considerado, lo que vuelve a la estructura

con elementos resonantes con esta configuración inviable porque esto propiciaría el incremento de los errores de alineación y de fabricación del arreglo.

4.3.4. Conexión de *stubs* semicirculares y *stubs* radiales a cada 11.25°

Ahora bien, los inconvenientes mencionados anteriormente propiciaron que se buscaran nuevas alternativas para poder incrementar esa inductancia sin que se incrementen las dimensiones aparentes de los elementos resonantes en gran medida o para que ese incremento de dimensiones sea el menor posible obteniendo la mayor inductancia que se pueda lograr. Por lo anterior, se optó por conectar *stubs* de geometría semicircular con un espesor de 0.05 [mm] y, circunscritos en éstos, una serie de *stubs* radiales de espesor de 0.05 [mm] (figura 4.30) colocados a cada 11.25° y con una longitud que se variaría al igual que en los casos anteriores. De este modo, la separación definida entre los *stubs* radiales y los de geometría semicircular es también de 0.05 [mm].

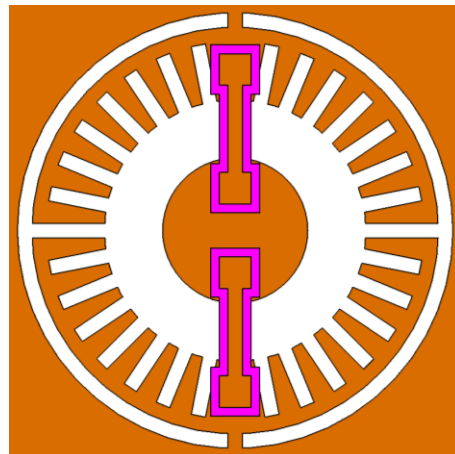


Figura 4.31. Celda unitaria con *stubs* semicirculares y *stubs* radiales.

En este caso, como ya se dijo, también se puede variar la longitud de los *stubs* radiales para poder observar las magnitudes en las respectivas frecuencias de resonancia con cada una de las longitudes y, también, poder observar de qué manera se modifican esas magnitudes y si es que las pérdidas disminuyen. De este modo, en la figura 4.32 se muestra el comportamiento del coeficiente de transmisión del arreglo y en la tabla 4.13 se muestran las magnitudes registradas en las frecuencias de resonancia para longitudes de 0 [mm] (caso con solamente los *stubs* semicirculares), 0.1 [mm] y de 0.2 [mm] de los *stubs* radiales.

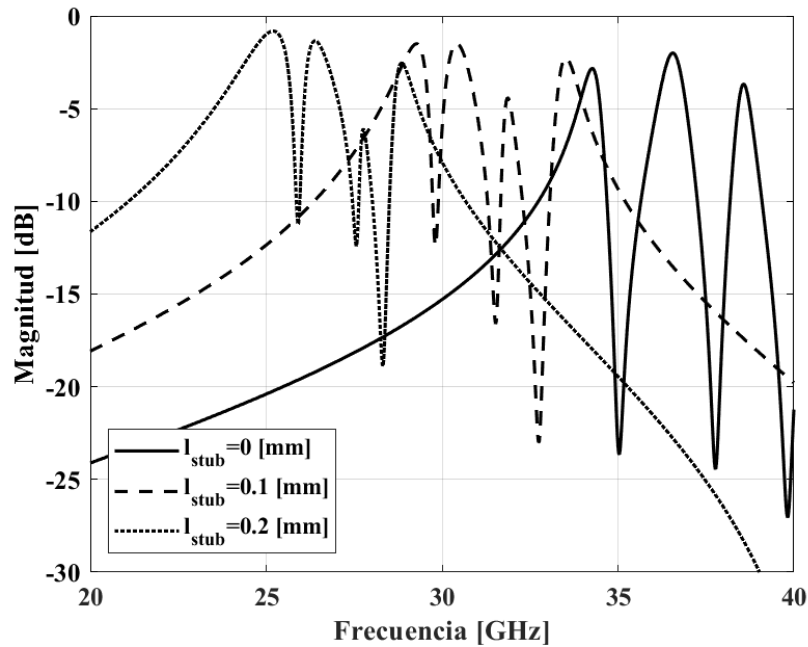


Figura 4.32. Magnitud del S_{21} en régimen de transmisión para la celda con solamente stubs semicirculares y con stubs radiales.

Con esto, en la figura 4.32 se puede observar que, al igual que en los casos anteriores, la tendencia principal es que las frecuencias vayan hacia frecuencias más bajas y que las diferentes frecuencias de resonancia se acercan de manera importante conforme la longitud de los *stubs* radiales se incrementa. Además, también se puede observar que el aumento en la inductancia de los elementos resonantes, aunque simétrico en cada uno de ellos, no genera una mejora igual de la magnitud en cada una de las frecuencias de resonancia.

Tabla 4.13. Magnitudes del S_{21} en régimen de transmisión en sus respectivas frecuencias de resonancia con stubs semicirculares y con stubs radiales.

	$l_{stub} = 0$ [mm]	$l_{stub} = 0.1$ [mm]	$l_{stub} = 0.2$ [mm]
$S_{21_{max_1}}@f_{r_1}$	-2.83 [dB] @ 34.26 [GHz]	-1.50 [dB] @ 29.28 [GHz]	-0.81 [dB] @ 25.20 [GHz]
$S_{21_{max_2}}@f_{r_2}$	-1.99 [dB] @ 36.56 [GHz]	-1.49 [dB] @ 30.42 [GHz]	-1.34 [dB] @ 26.38 [GHz]
$S_{21_{max_3}}@f_{r_3}$	-3.67 [dB] @ 38.58 [GHz]	-4.41 [dB] @ 31.86 [GHz]	-6.09 [dB] @ 27.76 [GHz]
$S_{21_{max_4}}@f_{r_4}$	---	-2.25 [dB] @ 33.52 [GHz]	-2.54 [dB] @ 28.84 [GHz]

De esta manera, en la tabla 4.13 se puede observar que para la primera frecuencia de resonancia la magnitud del coeficiente de transmisión del arreglo mejora de manera importante al incrementar la longitud de los *stubs* radiales, mientras que para la segunda frecuencia de resonancia la mejora se observa en menor medida. Por el contrario, en la tercera frecuencia de resonancia se puede observar que existe un deterioro importante en esta magnitud, principalmente debida al acercamiento entre las diferentes frecuencias de resonancia, así como por el ensanchamiento del ancho de banda en las diferentes frecuencias de resonancia. Por último, en la cuarta frecuencia de resonancia se puede observar que, si bien no existe una mejora en la magnitud del coeficiente de transmisión, tampoco se puede observar un deterioro considerable.

Con lo anterior, se puede decir que en este caso se hace más evidente que el incremento de la inductancia en los elementos resonantes no afecta a todas las frecuencias de resonancia de la misma manera en cuanto a su magnitud, pues en algunos casos aumentó y en otros casos se deterioró de gran manera cuando se esperaba que en todos los casos aumentara. Esto debido al aumento en el ancho de banda que existe por el aumento en la inductancia de los elementos resonantes y al efecto observado del acercamiento de las frecuencias de resonancia, ya que esto propició que existiera interferencia entre las diferentes resonancias y algunas de estas presentaron degradaciones importantes en su magnitud.

4.3.5. Conexión de *stubs* semicirculares, radiales a cada 22.5° y perpendiculares

Estos *stubs* semicirculares también se agregaron a las estructuras mostradas anteriormente en la que los *stubs* radiales estaban colocados a cada 22.5° debido a que en este caso sí se pueden incluir los *stubs* perpendiculares que se conectan a los radiales sin mayores inconvenientes. En este caso los *stubs* semicirculares tienen un espesor de 0.07 [mm], los *stubs* perpendiculares tienen una longitud de 0.3 [mm] y un espesor de 0.07 [mm], los *stubs* radiales tienen un espesor de 0.07 [mm] con longitudes de longitudes de 0.1 [mm] y 0.2 [mm] utilizadas para las simulaciones.

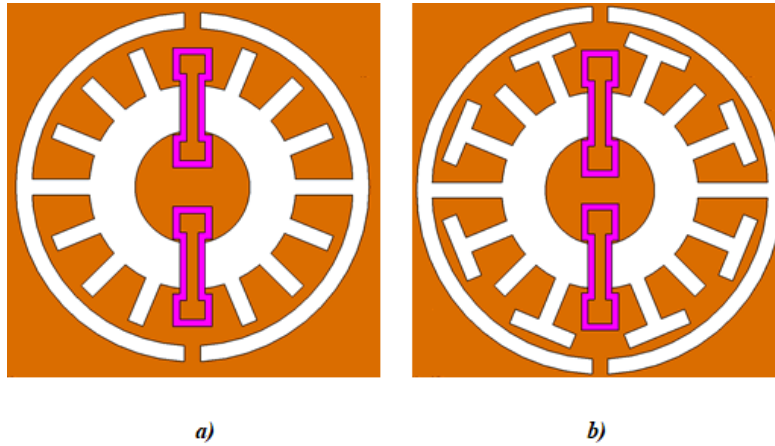


Figura 4.33. Vista de un elemento resonante con a) stubs semicirculares y radiales conectados y b) stubs semicirculares, radiales y perpendiculares a éstos conectados.

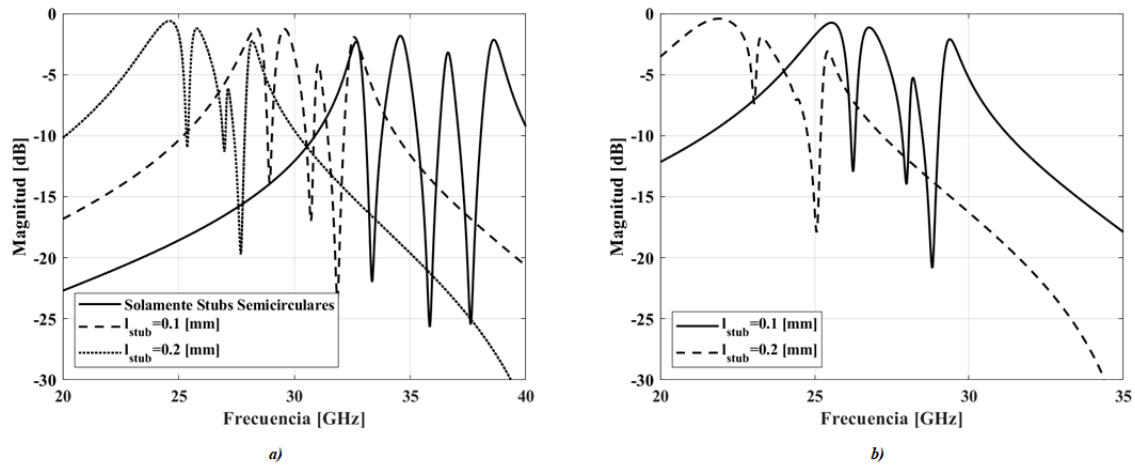


Figura 4.34. Magnitud del S_{21} en régimen de transmisión de la estructura con a) stubs semicirculares y stubs radiales conectados y b) con stubs semicirculares, stubs radiales y stubs perpendiculares a los radiales conectados.

Ahora, en el caso donde solamente se encuentran los *stubs* radiales con los *stubs* semicirculares (figura 4.34-a) se puede observar un efecto similar al observado en el caso anterior en el que al aumentar la longitud de éstos las frecuencias de resonancia se acercan y ensanchan sus respectivos anchos de banda. Debido a esto, se puede ver que la tercera frecuencia de resonancia es severamente afectada y se observa una evidente disminución en el coeficiente de transmisión en esa frecuencia, mientras que la magnitud de la primera frecuencia de resonancia incrementa su magnitud. Del mismo modo, en el caso donde se encuentran conectados *stubs* perpendiculares a los radiales (figura 4.34-b) se puede apreciar un efecto similar, pero esta vez este efecto se ve magnificado, logrando que para la longitud

de 0.2 [mm] la tercera frecuencia de resonancia casi desaparezca por completo, pero también se puede ver que la magnitud en la primera frecuencia de resonancia se incrementa.

Tabla 4.14. Magnitudes máximas registradas del S_{21} con las configuraciones mostradas con stubs semicirculares, stubs radiales a cada 22.5° y stubs perpendiculares a los radiales, así como sus respectivas frecuencias.

l_{stub}	Con stubs semicirculares y radiales			Con stubs semicirculares, radiales y con stubs perpendiculares de longitud 0.2 [mm]	
	0 [mm]	0.1 [mm]	0.2 [mm]	0.1 [mm]	0.2 [mm]
$S_{21max_1}@f_{r_1}$	-2.30 [dB] @ 32.68 [GHz]	-1.21 [dB] @ 28.36 [GHz]	-0.60 [dB] @ 24.60 [GHz]	-0.74 [dB] @ 25.56 [GHz]	-0.41 [dB] @ 21.90 [GHz]
$S_{21max_2}@f_{r_2}$	-1.82 [dB] @ 34.58 [GHz]	-1.25 [dB] @ 29.58 [GHz]	-1.21 [dB] @ 25.78 [GHz]	-1.13 [dB] @ 26.76 [GHz]	-1.90 [dB] @ 23.28 [GHz]
$S_{21max_3}@f_{r_3}$	-3.18 [dB] @ 36.64 [GHz]	-4.13 [dB] @ 31.04 [GHz]	-6.12 [dB] @ 27.14 [GHz]	-5.24 [dB] @ 28.18 [GHz]	-7.00 [dB] @ 24.46 [GHz]
$S_{21max_4}@f_{r_4}$	-2.14 [dB] @ 38.62 [GHz]	-1.93 [dB] @ 32.60 [GHz]	-2.24 [dB] @ 28.18 [GHz]	-2.10 [dB] @ 29.38 [GHz]	-3.09 [dB] @ 25.42 [GHz]

Al igual que en los casos anteriores, en la tabla 4.14 por lo general se puede observar un incremento en la magnitud registrada en las frecuencias de resonancia al incrementar la magnitud de los stubs radiales. Ahora, si comparamos estas magnitudes con las registradas en la tabla 4.13 (caso donde los stubs radiales estaban conectados a cada 11.25°), se puede observar que las registradas para este caso son en cierta medida más grandes, lo que indica que esta configuración con stubs de espesor más grandes es más efectiva. Del mismo modo, se puede observar que el comportamiento en ambos casos es similar, pues se observa que el incremento de la magnitud registrada en las frecuencias de resonancia es consistente a excepción de la tercera frecuencia de resonancia donde se puede ver una disminución en la magnitud similar.

Por otro lado, en la tabla 4.14 también se puede observar que, en el caso donde se conectan los *stubs* perpendiculares a los radiales, solamente en las magnitudes registradas para la primera frecuencia de resonancia presentan un incremento considerable. Por el contrario, las magnitudes registradas en el resto de las frecuencias de resonancia presentan una disminución importante debida principalmente al acercamiento de las frecuencias de resonancia y al ensanchamiento de los anchos de banda respectivos. Además, se observó que la inclusión de estos *stubs* perpendiculares a los radiales provoca que los bordes de los *stubs* semicirculares de elementos resonantes adyacentes se acerquen de gran manera y provocando el incremento de la interacción mutua de los elementos resonantes, misma que también tiene importancia en los efectos observados de ensanchamiento del ancho de banda y del acercamiento de las frecuencias de resonancia.

De igual modo, se puede observar que con la conexión de los diferentes *stubs* mostrados hasta ahora, las frecuencias de resonancia se han desplazado hacia frecuencias más bajas, pero ya se ha llegado al grado de que estas frecuencias son tan bajas que ya se vuelve difícil poder sintonizar las frecuencias de interés solamente mediante la reducción de las dimensiones de los capacitores de placas paralelas. Esto debido a que, para este punto, y después de los ajustes que se han realizado a estos capacitores anteriormente, las dimensiones de éstos ya se han acercado demasiado a las dimensiones mínimas consideradas debido a las limitaciones del proceso de fabricación considerado. De este modo, en la figura 4.35 se muestra la magnitud del coeficiente de transmisión para el caso de la celda con las características mostradas en la figura 4.33-a realizando el ajuste a los capacitores correspondientes a la frecuencia de resonancia más alta para tratar de sintonizar la cuarta frecuencia de interés.

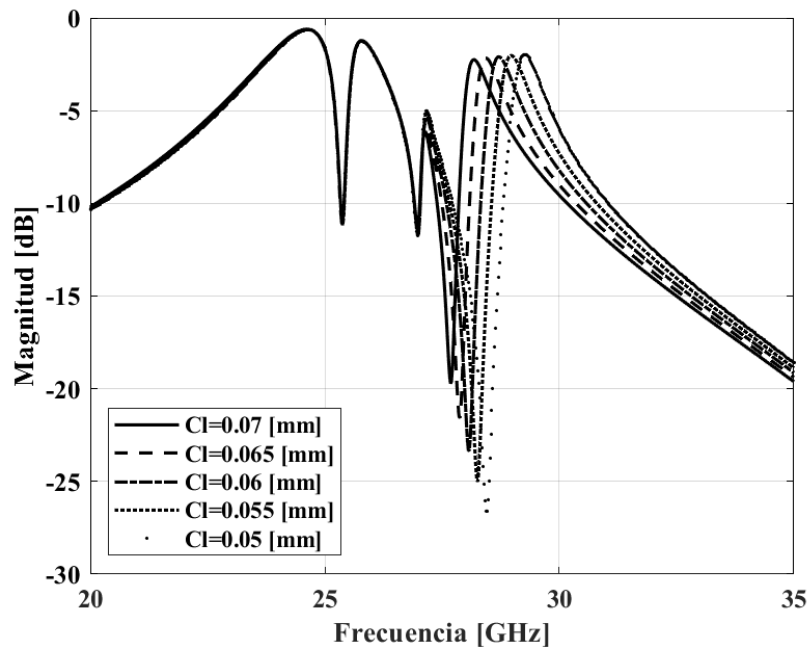


Figura 4.35. Magnitud del S_{21} realizando un ajuste en las dimensiones de los capacitores correspondientes a la frecuencia de resonancia más alta.

Así, se puede observar que, a pesar de la reducción en las dimensiones de los capacitores ajustados en este caso, la frecuencia de resonancia apenas logra acercarse a los 30 [GHz], lo que permite deducir fácilmente que incluso eliminando por completo esos capacitores no se podría lograr algunas de las frecuencias de resonancia. Debido a esto, se abre la posibilidad de quitar los capacitores de placas paralelas y con ello poder eliminar las pérdidas debidas al material dieléctrico BCB. Además, también se vuelve factible el poder realizar la sintonización de las frecuencias de interés mediante el control de la inductancia de los elementos resonantes a través de los stubs conectados a éstos.

4.3.5. Sintonización a través de conexión de un par de *stubs* semicirculares y *stubs* radiales a cada 22.5° sin capacitores de carga

Como se mencionó anteriormente, la gran reducción en las dimensiones de los capacitores de carga y la imposibilidad de poder sintonizar las frecuencias de interés de nueva cuenta con ellos abre la posibilidad de eliminarlos de la estructura y tratar de sintonizar las frecuencias de interés a través del control de la inductancia debida a la conexión de los stubs. De esta manera, los capacitores de carga se eliminaron por completo, dejando solamente los elementos resonantes con stubs semicirculares de espesor de 0.07 [mm] conectados y también

con stubs radiales de espesor de 0.07 [mm] y longitud variable con los que se realizará la sintonización.

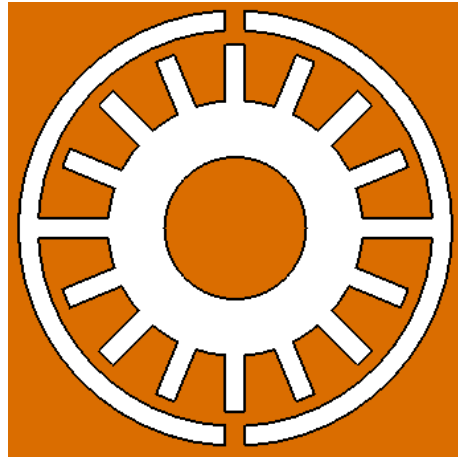


Figura 4.36. Vista de la celda compuesta por el elemento resonante, stubs semicirculares y stubs radiales sin capacitores de carga.

Ahora, en este caso se comenzó sintonizando solamente la frecuencia de interés más alta (39 [GHz]) para poder determinar si con esta configuración es realmente posible poder lograrla (considerando que para el resto de las frecuencias de interés basta con aumentar la longitud de los *stubs* radiales para poder sintonizarlas). De esta manera, los *stubs* radiales conectados a todos los elementos resonantes de la celda tienen una longitud de $l_{stub} = 0.131$ [mm] para lograr la frecuencia mencionada.

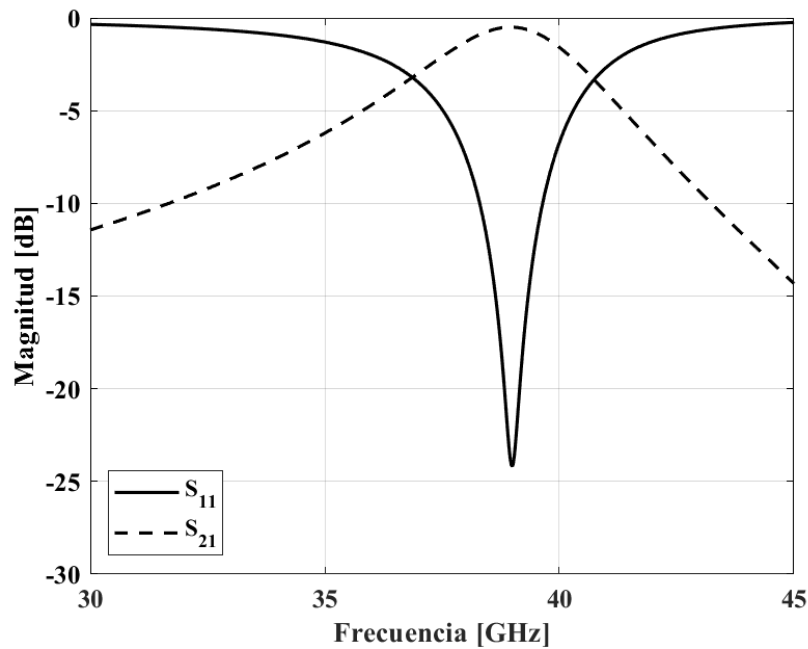


Figura 4.37. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión de la celda sintonizada a la frecuencia de 39 [GHz].

Con esto, en la figura 4.37 se puede ver que la magnitud del coeficiente de transmisión para esta configuración de la celda en la frecuencia de interés es de -0.4966 [dB]. De igual manera, se puede observar que el ancho de banda a -3 [dB] es amplio, siendo de aproximadamente de 4.1 [GHz], lo que confirma lo observado anteriormente del aumento de los anchos de banda alrededor de las frecuencias de interés, pero en esta ocasión se aprecia de mejor manera al ser solamente una frecuencia.

Ahora, como se dijo anteriormente, este evidente aumento en el ancho de banda es en parte el responsable del deterioro de las características del arreglo al operar con las cuatro frecuencias al mismo tiempo. De este modo, en este caso también se sintonizaron las cuatro frecuencias de interés para observar de nueva cuenta el comportamiento de la magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en el régimen de transmisión, logrando las características mostradas en la figura 4.38. De igual manera, las longitudes de los diferentes stubs para poder realizar la sintonización de las diferentes frecuencias de interés son $l_{stub_1} = 0.24$ [mm], $l_{stub_2} = 0.197$ [mm], $l_{stub_3} = 0.165$ [mm], $l_{stub_4} = 0.134$ [mm], donde se puede notar que en la longitud del *stub* correspondiente a la cuarta frecuencia de interés es ligeramente más grande que la registrada para esa misma frecuencia.

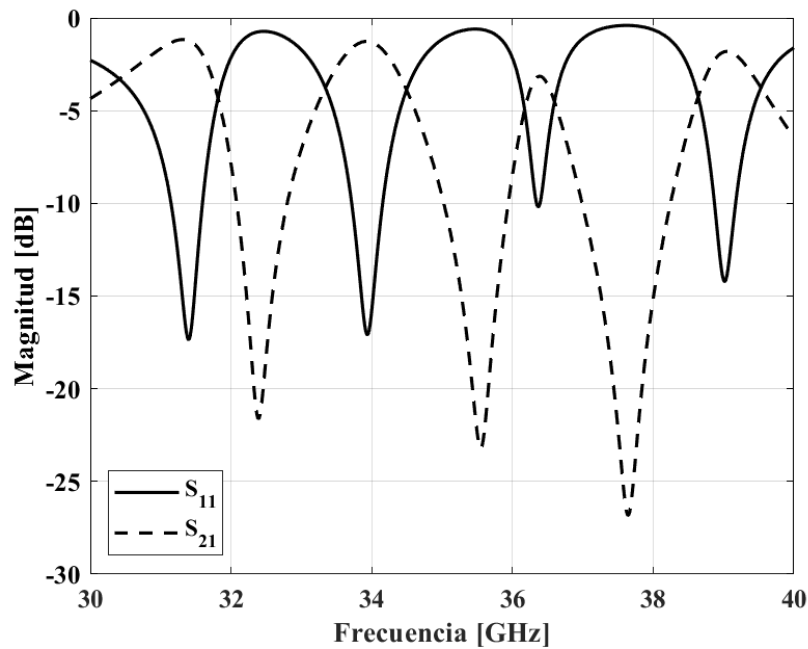


Figura 4.38. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión para la configuración con un stub semicircular y stubs radiales sin capacitores de carga operando en las cuatro frecuencias.

Por otro lado, se puede observar que el efecto más evidente en la magnitud del coeficiente S_{21} al pasar una sola frecuencia sintonizada a las cuatro de interés es la evidente disminución de la magnitud máxima en esas frecuencias de interés. Esto tomando como referencia las magnitudes registradas en la frecuencia de 39 [GHz], pasando de una magnitud de -0.4966 [dB] en el caso de una sola frecuencia a una magnitud de -1.806 [dB] en el caso de las cuatro frecuencias (un aumento en las pérdidas de más de tres veces).

Tabla 4.15. Magnitudes máximas del coeficiente S_{21} en régimen de transmisión para la celda de la figura 4.38.

	$f_1 \approx 31.5$ [GHz]	$f_2 \approx 34$ [GHz]	$f_3 \approx 36.5$ [GHz]	$f_4 \approx 39$ [GHz]
$S_{21_{max}}$	-1.165 [dB]	-1.264 [dB]	-3.145 [dB]	-1.806 [dB]

Del mismo modo, en la tabla 4.15 se muestran las magnitudes registradas en las diferentes frecuencias de interés, notando que incluso la magnitud más alta se encuentra por debajo del nivel de -1 [dB] y la magnitud más baja se encuentra por debajo de los -3 [dB]. De igual manera, en la figura 4.38 se puede observar un comportamiento como el observado en casos anteriores en los que la frecuencia que presentaba la mayor degradación de su magnitud era

la tercera, mientras que el resto de las magnitudes en las otras frecuencias de resonancia o de interés eran similares.

Por otro lado, a pesar de los efectos mencionados, se puede observar que, para este caso, la eliminación de los capacitores de carga que se utilizaban para compensar la frecuencia debido a la miniaturización de los elementos resonantes permitió de nueva cuenta una sintonización sencilla de las frecuencias de interés. Así mismo, a pesar de que eso permitió esa fácil sintonización de frecuencias, ésta se realizó a costa de la reducción de la inductancia en los elementos resonantes y, en consecuencia, se presentó un ligero aumento en las pérdidas presentes en el arreglo. Por ello se consideró el aumento de la inductancia presente en los elementos agregando un segundo par de *stubs* semicirculares como se muestra más adelante.

4.3.6. Sintonización a través de conexión de dos pares de *stubs* semicirculares y *stubs* radiales a cada 22.5° sin capacitores de carga

Como se mencionó anteriormente, para poder aumentar la inductancia presente en los elementos resonantes se consideró la conexión de un segundo par de *stubs* semicirculares colocados en la parte exterior de los que ya se encontraban conectados. Esto con la intención de aumentar la inductancia de los elementos resonantes y para que las longitudes necesarias para poder sintonizar las frecuencias de interés sean más pequeñas que las utilizadas anteriormente y que éstas tengan el menor impacto posible en las pérdidas presentes en el arreglo.

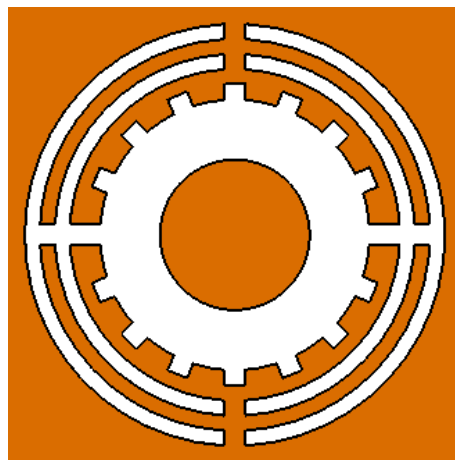


Figura 4.39. Vista de la celda compuesta por el elemento resonante, dos pares de stubs semicirculares y stubs radiales sin capacitores de carga.

Ahora, los *stubs* semicirculares conectados en este caso tienen un espesor de 0.05 [mm] y están colocados con 0.05 [mm] de separación entre ellos y a su vez éstos están conectados con una separación de 0.05 [mm] de los *stubs* radiales. En este caso, los *stubs* radiales tienen un espesor de 0.07 [mm] y sus longitudes son variables para poder sintonizar las frecuencias de interés.

De este modo, al igual que en el caso anterior, se comenzó por sintonizar la frecuencia de interés más alta (39 [GHz]) para poder verificar si con esta configuración la longitud mínima de los *stubs* radiales es suficiente para poder sintonizarla. Entonces, para esto se definió una longitud de $l_{stub} = 0.051$ [mm] para todos los *stubs* radiales conectados a todos los elementos resonantes que se encuentran en la celda, observando que efectivamente se pudo sintonizar esa frecuencia como se muestra en la figura 4.40.

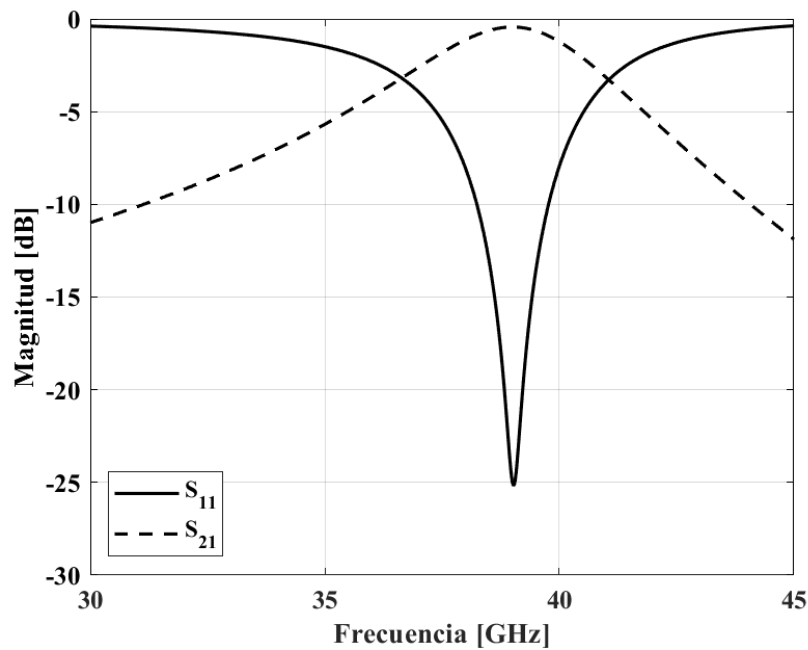


Figura 4.40. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión de la celda sintonizada a la frecuencia de 39 [GHz] para la celda con dos pares de *stubs* semicirculares conectados a los elementos resonantes.

Así, en la figura 4.40 se puede ver que la magnitud máxima del coeficiente S_{21} en régimen de transmisión registrada en la frecuencia de interés es de -0.4358 [dB], siendo mejor en cierta medida que la magnitud registrada en el caso anterior cuando se sintonizó una sola frecuencia. También, se puede ver que en este caso el ancho de banda es de aproximadamente 4.42 [GHz], notando que este aumento en el ancho de banda es debido a la inclusión del

segundo par de stubs semicirculares, pero al igual que en el caso anterior este ancho de banda es demasiado grande como para que puedan coexistir cuatro frecuencias de operación en menos de 10 [GHz] como es el objetivo de este trabajo.

Luego, en este caso también se procedió a sintonizar el resto de las frecuencias de interés para poder comprobar si es que las características de la magnitud del coeficiente de transmisión en estas frecuencias mejoraban o empeoraban debido al incremento del ancho de banda. Con esto, para lograr esta sintonización se utilizaron longitudes de los *stubs* radiales conectados a los elementos resonantes de $l_{stub_1} = 0.149$ [mm], $l_{stub_2} = 0.109$ [mm], $l_{stub_3} = 0.082$ [mm], $l_{stub_4} = 0.05$ [mm], notando que en este caso también existe un ligero cambio en la longitud de los *stubs* radiales correspondientes a la frecuencia de interés más alta, pasando de 0.051 [mm] a 0.05 [mm], lo que puede indicar que estas variaciones pueden ser debidas a pequeños errores de cálculo en el software *CST Microwave Studio*.

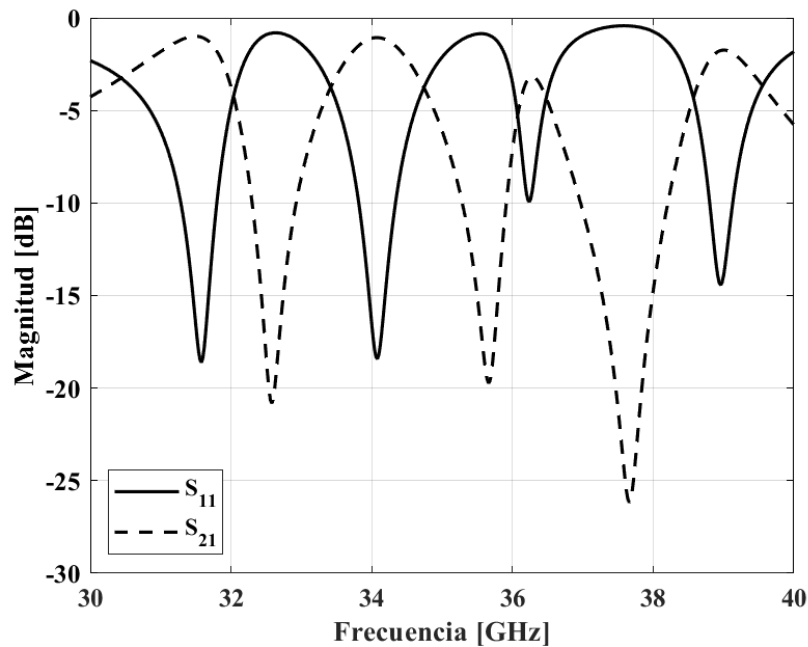


Figura 4.41. Magnitud de los coeficientes S_{11} y S_{21} en régimen de transmisión para la configuración con dos niveles de stubs semicirculares y stubs radiales sin capacitores de carga.

Al igual que en el caso anterior, se puede observar que al sintonizar las cuatro frecuencias de interés disminuyen las magnitudes del coeficiente de transmisión en cada una de ellas, tomando como referencia la frecuencia de interés de 39 [GHz]. De este modo, para la cuarta frecuencia de interés se pasa de una magnitud de -0.4358 [dB] a una magnitud de -1.7412

[dB], siendo esta una disminución de casi cuatro veces en la magnitud del coeficiente de transmisión en esa frecuencia de interés. De igual manera, en la tabla 4.16 se muestran las magnitudes registradas en las frecuencias de interés con la configuración de elementos resonantes con dos niveles de stubs semicirculares y stubs radiales mostrada en la figura 4.39.

Tabla 4.16. Magnitudes máximas del S_{21} registradas en las frecuencias de interés para la configuración de elementos resonantes con dos pares de stubs semicirculares y stubs radiales, sin capacitores de carga.

	$f_1 \approx 31.5$ [GHz]	$f_2 \approx 34$ [GHz]	$f_3 \approx 36.5$ [GHz]	$f_4 \approx 39$ [GHz]
$S_{21_{max}}$	-0.9947 [dB]	-1.065 [dB]	-3.168 [dB]	-1.741 [dB]

Ahora, si se comparan las magnitudes registradas en las diferentes frecuencias de interés mostradas en la tabla 4.15 y la tabla 4.16 se puede ver que, en general, las magnitudes mejoraron o casi no presentaron incrementos o disminuciones. De este modo, se puede observar que las magnitudes correspondientes a las dos primeras frecuencias de interés (31.5 [GHz] y 34 [GHz]) presentan un incremento al compararlas con las magnitudes registradas en esas frecuencias en el caso anterior con solamente un par de *stubs* semicirculares y *stubs* radiales. De igual manera, la magnitud registrada para la tercera frecuencia de interés (36.5 [GHz]) presenta una ligera disminución respecto a la magnitud registrada en esa frecuencia en el caso anterior y la magnitud correspondiente a la cuarta frecuencia de interés (39 [GHz]) presenta un ligero incremento.

Entonces, se puede observar que el comportamiento de la magnitud del coeficiente S_{21} para los casos en los que hay conectados uno y dos pares de *stubs* semicirculares y *stubs* radiales es similar, pero en realidad es insuficiente para reducir de la manera deseada las pérdidas. En este punto el seguir aumentando la inductancia para tratar de reducir las pérdidas mediante incremento de los *stubs* que ya se han mostrado o alguna configuración nueva es posible, pero eso obligaría a reducir las dimensiones del elemento resonante mismo. Esto debido principalmente a que ya no se tienen elementos como los capacitores que se tenían inicialmente y no hay manera de llevar nuevamente las frecuencias de resonancia de frecuencias bajas (debido al incremento de la inductancia) hacia las frecuencias de interés que serían más altas en comparación.

También, como se ha mencionado anteriormente, la reducción de las dimensiones de los elementos resonantes es contraproducente, pues eso disminuye la inductancia propia del elemento y luego sería necesario compensarla aumentando la inductancia debida a los stubs conectados. Así, este procedimiento de reducción de las dimensiones de los elementos resonantes y el aumento de las dimensiones de los *stubs* conectados se vuelve un procedimiento poco práctico.

4.4. Conclusiones

1. Se analizaron las pérdidas debidas a cada uno de los materiales que componen la celda del arreglo propuesto, observando que los materiales que más pérdidas aportan en las frecuencias de interés de manera individual son el cobre (con los parámetros de la biblioteca de materiales de *CST Microwave Studio*) y el BCB (con los parámetros mencionados anteriormente y sin la comprobación experimental deseada). Por otro lado, se observó que las pérdidas debidas al material Rogers RT5880 con los parámetros de la biblioteca de materiales de *CST Microwave Studio* son casi despreciables, pues se observó que las pérdidas debidas a este material son de muy baja magnitud.

2. Los efectos principales observados al introducir las pérdidas debidas a los materiales fueron la evidente disminución de los coeficientes de transmisión y reflexión, el desplazamiento de las frecuencias de resonancia hacia frecuencias más bajas, así como el aumento de los anchos de banda alrededor de las frecuencias de interés. Esto hizo necesario la búsqueda de mecanismos que permitieran disminuir los niveles de las pérdidas y, por otro lado, que se buscara de nueva cuenta la sintonización de las frecuencias de interés en el arreglo.

3. Para mitigar el efecto de las pérdidas debidas al cobre se utilizaron *stubs* conectados a los elementos resonantes, ya que con ellos se buscaba aumentar la distancia recorrida por las corrientes inducidas en los elementos y con ello aumentar la debida a estos elementos en su circuito equivalente. Estos *stubs* se conectaron con diferentes configuraciones, geometrías y dimensiones (rectangulares y semicirculares), así como también se experimentó con la cantidad de *stubs* conectados y se observó que, efectivamente, las pérdidas disminuían conforme las dimensiones de los *stubs* conectados aumentaba, pero no de manera lineal ni en la misma medida en todas las frecuencias de interés. De igual manera, esto se realizó

cuidando las dimensiones de los *stubs* conectados debido a que el incremento desmedido de estas dimensiones provoca el incremento en la interacción mutua entre elementos resonantes y esto a su vez provoca que las características del arreglo se deterioren de manera importante.

4. También, durante el proceso del análisis realizado para disminuir las pérdidas, se observó en cierto punto que el aumento de la inductancia presente en los elementos resonantes era tal que los capacitores de carga utilizados inicialmente para realizar la compensación de la frecuencia ya eran innecesarios para poder realizar esa función y en ese punto se optó por quitarlos de la estructura. Esto también impulsado por lo que significaría la eliminación de las pérdidas debidas al material BCB utilizado como material dieléctrico en los capacitores y que representaba la inclusión de pérdidas importantes en las características del arreglo. De este modo, se ensayaron configuraciones en las que los capacitores de carga no estaban presentes y la sintonización de las frecuencias se realizaba solamente con el control de las dimensiones de los *stubs* conectados obteniendo resultados un tanto similares a los obtenidos con otras configuraciones, pero en esta ocasión también insuficientes para las pretensiones de reducción de pérdidas.

5. Del mismo modo, se observó que la conexión de los *stubs* de manera que significaran un aumento importante de la inductancia de los elementos resonantes también presenta ciertas desventajas, siendo la principal el aparente acercamiento de las diferentes frecuencias de resonancia, provocando que éstas interfieran unas con otras y se degraden entre sí. Otra de las desventajas que supone la conexión de los *stubs* es un nuevo incremento en el ancho de banda alrededor de las frecuencias de resonancia que dificulta la operación entre frecuencias de resonancia contiguas sin interferencias debido a que inicialmente las frecuencias de interés son cercanas. Así, estos dos efectos contribuyen de manera importante para que la reducción de las pérdidas no se pudiera llevar a cabo de la manera deseada.

6. Asimismo, se puede decir que, si bien las pérdidas no se redujeron a los niveles deseados, los mecanismos estudiados para la reducción de pérdidas mostraron ser efectivos en cierta medida, logrando reducir de manera importante las pérdidas presentes en el arreglo debidas al cobre. De este modo, inicialmente se logró aumentar las magnitudes máximas del coeficiente de transmisión hasta los -1.56 [dB], -2.74 [dB], -1.15 [dB] y -1.93 [dB] en sus respectivas frecuencias en el caso en que se conectaron *stubs* radiales a cada 22.5°. También,

en el caso en que los *stubs* radiales se conectaron a cada 22.5° , pero esta vez con *stubs* perpendiculares a ellos conectados se logró registrar magnitudes máximas en sus respectivas frecuencias de resonancia de -0.87 [dB], -2.33 [dB], -0.84 [dB] y de -2.16 [dB], pero en esta ocasión con el problema de que las dimensiones de esos *stubs* eran tales que los bordes de los *stubs* conectados en elementos resonantes adyacentes se encontraban demasiado cerca y eso provocaba que para ese punto la interacción mutua entre elementos resonantes adyacentes se incrementara. De igual modo, para el caso en el que se conectaron *stubs* radiales a cada 11.25° con *stubs* perpendiculares conectados a estos se logró aumentar las magnitudes hasta los -0.44 [dB], -0.63 [dB], -2.78 [dB] y -0.86 [dB] y, si bien en general son mejores magnitudes máximas, en este caso se presentó el inconveniente de que se excedían las dimensiones mínimas permitidas por el proceso de fabricación considerado. Luego, en el caso donde se conectaron *stubs* radiales a cada 11.25° con un par de *stubs* semicirculares se registraron magnitudes máximas de -0.81 [dB], -1.34 [dB], -6.09 [dB] y -2.54 [dB] en sus respectivas frecuencias de resonancia, pero en este caso es evidente que hay magnitudes que de nuevo se deterioraron, pero en este caso ese deterioro es debido principalmente al incremento en el ancho de banda alrededor de las frecuencias de interés. De igual modo, algo similar se observó en el caso en el que se conectaron *stubs* radiales a 22.5° con *stubs* perpendiculares conectados y, además, un par de *stubs* semicirculares, logrando registrar magnitudes máximas de -0.41 [dB], -1.90 [dB], -7 [dB] y -3.09 [dB] y se puede ver que al igual que en el caso anterior las magnitudes se deterioran de nueva cuenta por el incremento del ancho de banda. Ahora, como se explicó anteriormente, todas estas modificaciones realizadas con la conexión de diferentes *stubs* llevaron a que se realizaran constantes ajustes en los capacitores de carga que se encontraban en la estructura hasta el punto en el que ya no se pudieron ajustar para poder sintonizar las frecuencias de interés y se optó por retirarlos de la estructura. Lo anterior dio paso los casos en que se conectaron uno o dos pares de *stubs* semicirculares con *stubs* radiales a cada 22.5° y sin capacitores de carga, logrando registrar magnitudes máximas de -1.165 [dB], -1.264 [dB], -3.145 [dB] y -1.806 [dB] para el caso con solamente un par de *stubs* semicirculares y magnitudes máximas de -0.9947 [dB], -1.065 [dB], -3.108 [dB] y -1.741 [dB] para el caso con dos pares de *stubs* semicirculares. Con esto se puede observar que en general la tendencia era que las magnitudes se incrementaran con la conexión de los *stubs*, logrando que en varios casos las magnitudes máximas se

encontraran por encima del nivel de -1 [dB] y esto permitiría que se pudiera estimar las pérdidas en régimen de reflexión en esos casos. También, se puede observar que la mejora en esas magnitudes fue insuficiente con los mecanismos utilizados, ya que se necesitaría de magnitudes de alrededor de -0.1 [dB] para que al estimar las pérdidas en régimen de reflexión éstas fueran todavía aceptables para un arreglo de este tipo.

7. Por último, se puede decir que para que estos mecanismos sean más efectivos se tiene que mitigar o controlar el incremento en el ancho de banda alrededor de las frecuencias de resonancia para que afecten de la menor manera posible, ya que éste es uno de los efectos más perjudiciales observados cuando se incrementan de manera considerable las dimensiones de los stubs conectados para disminuir el efecto de las pérdidas debidas a los materiales. Esto es importante porque, como se observó, si el ancho de banda alrededor de las frecuencias de resonancia se incrementa, se propicia que las mismas resonancias interfieran entre sí y puede haber resonancias que incluso dejen de operar o pasen a formar parte de alguna otra resonancia cercana.

5. CONCLUSIONES GENERALES

En este trabajo se propuso, analizó, simuló y optimizó un arreglo reflectivo multihaz de una sola capa basado en elementos resonantes miniaturizados de geometría anular y de tipo ranura con cargas capacitivas que operan en las frecuencias de 31.5 [GHz], de 34 [GHz], de 36.5 [GHz] y de 39 [GHz] de la banda Ka. Este arreglo se simuló utilizando las herramientas de *software* comerciales *CST Microwave Studio* y *Matlab* aprovechando las características de cada una de esas herramientas para los casos de estudio requeridos en este trabajo.

De este modo, inicialmente se comprobó que al utilizar el principio de miniaturización se vuelve posible disponer cuatro elementos resonantes (con sus respectivos capacitores utilizados para compensar el incremento en la frecuencia de interés y con ello poder sintonizar las frecuencias de interés) en una celda cuadrada de área $\lambda^2/4$ dispuestos de manera que, al repetir periódicamente la celda, los elementos que operan en la misma frecuencia formaran una malla cuadrada. También, para asegurar una distancia de separación mayor entre los elementos resonantes adyacentes sobre el eje de distribución η , en una celda con geometría de paralelogramo de área $(\lambda^2/4)\sin 60^\circ$ de manera que en este caso se formaran mallas triangulares equiláteras al repetir periódicamente la celda. Así, se observó que, de manera ideal, el arreglo basado en elementos resonantes miniaturizados puede operar en más de una frecuencia, logrando integrar elementos que operaban en cuatro frecuencias distintas en una sola capa, lo que implica que la operación se puede realizar en más frecuencias sin aumentar el volumen y el costo del arreglo. Además, frecuencias pueden ser relativamente cercanas, mismas con las que se logran relaciones de frecuencias parciales entre las frecuencias de interés de este trabajo de $f_2/f_1 \approx f_3/f_2 \approx 1.07$, $f_4/f_3 \approx 1.06$, $f_3/f_1 \approx 1.15$, $f_4/f_2 \approx 1.14$ y una relación de frecuencias total entre las frecuencias de interés de $R \approx f_4/f_1 \approx 1.23$. Con esto, inicialmente se puede decir que, aunque de manera ideal, la operación de un arreglo con estas características y requerimientos es completamente posible asegurando una baja interacción mutua entre los elementos resonantes adyacentes, niveles de polarización cruzada bajos y anchos de banda estrechos alrededor de las frecuencias de interés debido a las características propias de los elementos del tipo y dimensiones utilizados.

Por otro lado, otro de los puntos de interés de este trabajo es la verificación de las posibilidades de escaneo de un arreglo como el propuesto en este trabajo, puesto que es sabido que para un arreglo que opera en una o dos frecuencias (regularmente lejanas entre sí) el escaneo es posible sin mayores complicaciones, pero en este caso la situación es diferente, ya que es un número mayor de frecuencias y que, además, son cercanas entre sí. De esta manera, inicialmente se propuso una configuración de escaneo para las diferentes frecuencias de interés de 0° , 20° , 40° y 60° como ángulos de escaneo en elevación y se observó que los coeficientes de conversión en cada uno de los casos son buenos (cercanos a 0 [dB] en los casos donde el ángulo de desvío es diferente de 0°) y que los ángulos de desvío simulados son un tanto distintos a los definidos debido a los errores de cálculo en la simulación. En este caso, la mayor diferencia entre el ángulo definido y el simulado fue en el caso del ángulo definido de 60° para el que se simuló un ángulo de desvío de 48.49° (una diferencia de 11.51° debida principalmente al error de cálculo del programa utilizado), por lo que se entiende que para ese caso específico hay que reducir la tolerancia permitida en el cálculo con el probable incremento del número de elementos necesarios para lograr el ángulo deseado, ya que es muy probable que el arreglo sí pueda escanear con esos ángulos. Por el contrario, se observó que el nivel de polarización cruzada para esta primera configuración muestra cierta inestabilidad cuando el ángulo de escaneo es diferente de 0° , pues se observaron cambios en ese nivel respecto a la frecuencia demasiado abruptos, pero esas fluctuaciones son de poca importancia debido a que el arreglo es de banda estrecha y el nivel de polarización cruzada de interés es solamente en las frecuencias de interés. También, a pesar de la inestabilidad exhibida por ese nivel de polarización cruzada, se pudo observar un claro incremento en éste consistente con el incremento del ángulo de desvío logrado en la simulación.

Otra configuración ensayada es el arreglo propuesto con una configuración de ángulos de desvío para los lóbulos correspondientes a las diferentes frecuencias de interés de 0° , 15° , 30° y 45° como ángulos de escaneo en elevación. En este caso, al igual que con la primera configuración, se observó que los coeficientes de conversión simulados para los ángulos de desvío mencionado se encontraban cerca de los 0 [dB] (por arriba de los -0.5 [dB]) y también se registraron ángulos simulados ligeramente diferentes a los definidos debido a los errores de cálculo que se consideran en el programa utilizado. En este segundo caso siendo la diferencia más grande entre los ángulos definidos y los simulados de 6.39° para el ángulo

definido de 45° para el cual resultó un ángulo simulado de 38.61° , con lo que en este caso también es evidente que para lograr un ángulo más cercano al definido inicialmente se requiere de disminuir el error, aunque esto, al igual que en el caso de la configuración anterior, seguramente significaría un aumento en el número de elementos necesarios para lograrlo. Ahora, con esta configuración de ángulos de desvío para las diferentes frecuencias de interés también se observó la inestabilidad en el nivel de polarización cruzada, en el cual se observan numerosas fluctuaciones en cada uno de los casos mostrados, pero en este caso también son de poca importancia debido a que el arreglo es de banda estrecha y solamente interesa ese nivel de polarización cruzada en las frecuencias de interés. Del mismo modo, a pesar de esa inestabilidad mostrada, en este caso también se pudo apreciar un incremento en este nivel de polarización cruzada que de nueva cuenta es consistente con el incremento del ángulo de desvío.

Por otro lado, para explorar de mejor manera este comportamiento del nivel de polarización cruzada, así como del coeficiente de conversión con respecto al ángulo de desvío se realizaron diferentes simulaciones para poder obtener la información de estas características en ángulo que no se consideraron inicialmente en las configuraciones mencionadas. Con esto, se observó que el coeficiente de conversión se mantiene estable por encima de los -0.5 [dB] para ángulos grandes de casi 60° , mientras que para un ángulo más grande de 69° ese coeficiente disminuyó hasta los -2.1 [dB]. Por el contrario, también se observó que el nivel de polarización cruzada se mantiene en niveles por debajo de los -15 [dB] para ángulos menores a 30° y a partir de este punto ese nivel comienza a incrementarse de manera consistente conforme el ángulo de desvío aumenta, registrando un nivel máximo de polarización cruzada de -2.59 [dB] para el ángulo de 69° . Con esto, se puede decir que, a pesar de las buenas características exhibidas por el arreglo en las simulaciones en cuanto al coeficiente de conversión y los ángulos tan grandes en los que se lograron realizar los desvíos en las diferentes frecuencias de interés, el incremento en el nivel de la polarización cruzada es evidentemente algo que debe ser estudiado a mayor profundidad para poder disminuirlo de la mejor manera posible.

También, para verificar el comportamiento del arreglo propuesto en condiciones más reales, puesto que se pretendía fabricar el arreglo, se determinó utilizar materiales que tuvieran

presentes sus parámetros correspondientes a sus respectivas pérdidas para, con eso, poder determinar de qué manera se degradan las características del arreglo. Así, inicialmente se realizaron simulaciones donde se agregaron las pérdidas de los diferentes materiales involucrados de manera individual y, después, se realizó una simulación en la que se consideraron todas las pérdidas juntas (las simulaciones se realizaron en régimen de transmisión por simplicidad) y se registraron las magnitudes máximas presentadas a continuación en la tabla 5-1.

Tabla 5.1. Magnitudes del coeficiente de transmisión máximas registradas en las simulaciones realizadas con materiales con pérdidas.

	$S_{21_{max_1}} @ f_{r_1}$	$S_{21_{max_2}} @ f_{r_2}$	$S_{21_{max_3}} @ f_{r_3}$	$S_{21_{max_4}} @ f_{r_4}$
Cobre (totales)	-6.1987 [dB] @ 31.33 [GHz]	-6.2769 [dB] @ 33.85 [GHz]	-4.6359 [dB] @ 36.4 [GHz]	-4.4377 [dB] @ 38.92 [GHz]
Rogers RT5880	-0.035 [dB] @ 31.5 [GHz]	-0.0362 [dB] @ 33.97 [GHz]	-0.029 [dB] @ 36.52 [GHz]	-0.0377 [dB] @ 39 [GHz]
BCB	-5.035 [dB] @ 31.46 [GHz]	-5.435 [dB] @ 33.96 [GHz]	-4.178 [dB] @ 36.53 [GHz]	-4.4 [dB] @ 39.03 [GHz]
Totales	-8.8 [dB] @ 31.3 [GHz]	-9.226 [dB] @ 33.82 [GHz]	-7.3119 [dB] @ 36.41 [GHz]	-7.25 [dB] @ 38.95 [GHz]

De esto se destaca inicialmente que sí existe una degradación importante de la magnitud de los coeficientes de transmisión y de reflexión para los casos del cobre como material con pérdidas y para el BCB como material con pérdidas de manera individual, mientras que, por el contrario, en el caso del material dieléctrico Rogers RTR5880 la degradación fue mínima. Esto, a su vez, implica que en el caso en el que se encuentran presentes las pérdidas de todos los materiales involucrados en la estructura las magnitudes de los coeficientes de transmisión y de reflexión se ven todavía más degradados logrando las magnitudes mostradas en la tabla 5-1. Entonces, con base en estos resultados se puede decir que evidentemente era necesario el buscar mecanismos para poder disminuir las pérdidas debidas a estos materiales.

De igual manera, otros de los efectos observados al incluir las pérdidas es el desplazamiento de las frecuencias de resonancia hacia frecuencias diferentes (en la mayoría de los casos hacia

frecuencias más bajas) y el evidente incremento en los anchos de banda alrededor de las frecuencias de resonancia, pasando de anchos de banda de manera ideal muy estrechos a unos anchos de banda evidentemente más grandes. Así, el primero de estos efectos se resolvió inicialmente realizando ajustes en las dimensiones de los capacitores utilizados para sintonizar las frecuencias de interés, mientras que el incremento en los anchos de banda no había manera de poder disminuirlo de nueva cuenta sin tener que modificar las dimensiones de los elementos resonantes.

Luego, para poder mitigar el efecto de las pérdidas debidas al cobre, se utilizó un método basado en la conexión de *stubs* a los elementos resonantes para poder aumentar su inductancia propia y, con ello, poder aumentar el valor de la relación (L_T/C_T) de la ecuación 4-1, como se explicó anteriormente. Para esto, se consideraron *stubs* conectados a los elementos resonantes de diferentes geometrías, como los *stubs* rectangulares conectados de manera radial a los elementos resonantes, *stubs* rectangulares conectados perpendicularmente a los *stubs* radiales, *stubs* semicirculares, *stubs* semicirculares concéntricos y diferentes combinaciones entre ellos. Con esto, efectivamente, se logró disminuir el efecto de las pérdidas debidas al cobre de manera importante, pero no lo suficiente como era deseado y se continuó incrementando la inductancia debida a los *stubs* para poder mejorar de la mejor manera posible las características. Por otro lado, se observó que la inclusión de estos *stubs* también afectó de manera importante las frecuencias de resonancia de los elementos resonantes, pues se observó que al incluirlos las frecuencias de resonancia se desplazaron hacia frecuencias más bajas, además de que la disminución en las pérdidas no se daba en todas las frecuencias de resonancia de la misma manera. De igual modo, se observó que el aumento de la inductancia trajo consigo un nuevo aumento en el ancho de banda alrededor de las frecuencias de resonancia y un aparente acercamiento en las frecuencias de resonancia que provocaron que la tercera frecuencia, en un determinado momento, desapareciera casi por completo.

Después, al intentar sintonizar de nueva cuenta las frecuencias de interés, se observó que las frecuencias de resonancia se habían desplazado tanto que ya no era posible seguir ajustando las dimensiones de los capacitores utilizados para poder sintonizar las frecuencias de interés de nueva cuenta y esto desembocó que se optara por retirarlos por completo. Esto, a su vez,

provocó que la sintonización de las frecuencias se realizara mediante el control de la inductancia de los *stubs* conectados y, con ello, parcialmente se eliminó la necesidad de reducir las pérdidas debidas al BCB. Ahora, a pesar de que fue posible la sintonización de las frecuencias de resonancia de esta manera y de que las pérdidas todavía pudieron ser disminuidas, aunque no de manera suficiente debido a que para este punto los *stubs* conectados utilizan un área tal que la interacción mutua entre elementos ya comienza a afectar de manera importante y, a la vez, se requiere aumentar más la inductancia de los elementos. En otras palabras, se requiere incrementar la inductancia de los elementos resonantes debida a los *stubs* conectados, pero éstos en las configuraciones finales ya utilizan un área tal que la distancia aparente entre los bordes de los elementos resonantes adyacentes se había disminuido de manera importante provocando que la interacción mutua entre ellos se incrementara. Así, en este punto el aumentar las dimensiones de los *stubs* conectados implicaría que las frecuencias de resonancia se desplazaran nuevamente hacia frecuencias más bajas, pero en esta ocasión la única manera de volver a sintonizar las frecuencias de interés sería reduciendo las dimensiones de los elementos resonantes y, como se explicó anteriormente, eso implicaría que las pérdidas se incrementaran de nueva cuenta.

Entonces, con base en lo descrito anteriormente, se puede decir que de manera ideal el arreglo presenta buenas características de resonancia, así como de escaneo, logrando ángulos de desvío grandes con magnitudes del coeficiente de conversión por encima de los -0.5 [dB], pero con la salvedad del nivel de polarización cruzada que se incrementa conforme se incrementa el ángulo de desvío. Esto quiere decir que principalmente se debe estudiar este fenómeno a mayor profundidad para poder mitigar de manera eficiente la influencia del ángulo de desvío sobre ese nivel de polarización cruzada para que el arreglo propuesto pueda funcionar sin inconvenientes.

Por último, también se puede decir que al incluir los materiales con pérdidas en el arreglo es donde se presentan los principales problemas de este trabajo, pues se observó que el impacto de estas pérdidas es muy grande, con lo que se degradaron las características del arreglo de manera importante. Además, las diferentes posibilidades para reducir el efecto de las pérdidas debidas principalmente al cobre lograron su objetivo, aunque no de manera suficiente, pues se encontraron limitaciones principalmente de espacio al agregar los *stubs* a los elementos

resonantes. Entonces, de esto se puede concluir que pueden existir alternativas de disposición e integración de los elementos resonantes que permitan principalmente que las pérdidas debidas al cobre no presenten el impacto mostrado en el arreglo propuesto y que ese impacto pueda ser disminuido de manera más eficiente que en los casos mostrados anteriormente.

6. REFERENCIAS

- [1] “IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas”, *IEEE Std 145-2013 Revis. IEEE Std 145-1993*, pp. 1–50, mar. 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6758443.
- [2] B. A. Munk, *Frequency selective surfaces: theory and design*. John Wiley & Sons, 2005.
- [3] H. Al-Saedi, R. Mittra, W. M. A. Wahab, A. E. Omer, J. K. Ali, y S. Safavi-Naeini, “An Ultra-Wideband Metal-Only Dipole Reflectarray Antenna”, en *2018 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, ago. 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/ANTEM.2018.8573031.
- [4] R. Florencio, J. Encinar, R. R. Boix, y G. Perez-Palomino, “Dual-polarisation reflectarray made of cells with two orthogonal sets of parallel dipoles for bandwidth and cross-polarisation improvement”, *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 8, núm. 15, pp. 1389–1397, 2014.
- [5] H. Yu, L. Guo, W. Che, y W. Yang, “A Broadband High-Efficiency Reflectarray Antenna Using Single-Layer Dipole Element Loaded With T-Shaped Stubs”, en *2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, may 2019, pp. 1–3. doi: 10.1109/IEEE-IWS.2019.8803961.
- [6] M. R. Chaharmir, J. Shaker, y H. Legay, “Dual-band Ka/X reflectarray with broadband loop elements”, *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 4, núm. 2, pp. 225–231, feb. 2010, doi: 10.1049/iet-map.2008.0369.
- [7] D. M. Pozar, S. D. Targonski, y R. Pokuls, “A shaped-beam microstrip patch reflectarray”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, núm. 7, pp. 1167–1173, jul. 1999, doi: 10.1109/8.785748.
- [8] S. Datthanasombat, A. Prata, P. Brown, O. Quintero, S. Spitz, y E. Rodriguez, “Spiral microstrip patch element for reflectarrays”, en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.01CH37229)*, jul. 2001, vol. 3, pp. 721–724 vol.3. doi: 10.1109/APS.2001.960199.
- [9] L. Guo, P. Tan, y T. Chio, “On the Use of Single-Layered Subwavelength Rectangular Patch Elements for Broadband Folded Reflectarrays”, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 424–427, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2582201.
- [10] L. Guo, H. Yu, W. Che, y W. Yang, “A Single-Layer Rectangular Patch Etched With Inverted L-Shaped Slots for Broadband Reflectarrays”, en *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, mar. 2019, pp. 1–3.
- [11] T. Velly, A. Yonatan, U. Umairah, y M. Alaydrus, “A Reflectarray Microstrip Antenna with Rectangular Ring and Cross Patch at 28 GHz”, en *2020 27th International Conference on Telecommunications (ICT)*, oct. 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICT49546.2020.9239570.
- [12] Quan Wang, Zhenhai Shao, Yujian Cheng, Pengkai Li, y Long Li, “Single layer reflectarray with modified cross loop element for wideband applications”, en *2012 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*, oct. 2012, pp. 260–263. doi: 10.1109/ICCP.2012.6384325.
- [13] V. Lingasamy, K. T. Selvan, y R. Jyoti, “Wideband, stub-loaded cross-dipole reflectarray elements for Ku band”, en *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - FALL)*, nov. 2017, pp. 800–807. doi: 10.1109/PIERS-FALL.2017.8293244.

- [14] J. A. Ortiz-Fuentes, J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, y A. E. Martynyuk, “Dual-Frequency Reflectarray Based on Split-Ring Slots”, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 952–955, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2615049.
- [15] Y. Liu y X. Jin, “Ku-band broadband reflectarray antenna with slot rings on patch and ground elements”, en *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, may 2018, pp. 1102–1107. doi: 10.1109/ICIEA.2018.8397875.
- [16] L. Yu, X. Li, Z. Qi, H. Zhu, Y. Huang, y Z. Akram, “Wideband Circularly Polarized High-Order Bessel Beam Reflectarray Design Using Multiple-Ring-Cascade Elements”, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, núm. 7, pp. 1226–1230, jul. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.2995936.
- [17] G. Kong, X. Li, Q. Wang, y J. Zhang, “A Wideband Reconfigurable Dual-branch Helical Reflectarray Antenna for High-Power Microwave Applications”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 1–1, 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.3016379.
- [18] S. D. Targonski y D. M. Pozar, “Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size”, en *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting*, jun. 1994, vol. 3, pp. 1820–1823 vol.3. doi: 10.1109/APS.1994.408184.
- [19] N. F. Kiyani y M. Hajian, “Design, Analysis and Measurements of Reflectarray using Variable Length Microstrip Patch Antennas at Ka-Band”, en *2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, sep. 2007, pp. 1–5. doi: 10.1109/PIMRC.2007.4394221.
- [20] A. G. Fox, “An Adjustable Wave-Guide Phase Changer”, *Proc. IRE*, vol. 35, núm. 12, pp. 1489–1498, dic. 1947, doi: 10.1109/JRPROC.1947.234574.
- [21] J. Silva-Montero, “Arreglo reflectivo para la banda de extremadamente alta frecuencia con control de lóbulo principal basado en integración monolítica de las cargas capacitivas”, Universidad Nacional Autónoma de México, Ciudad de México, 2019. [En línea]. Disponible en: <http://132.248.9.195/ptd2019/junio/0789865/Index.html>
- [22] D. Berry, R. Malech, y W. Kennedy, “The reflectarray antenna”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 11, núm. 6, pp. 645–651, nov. 1963, doi: 10.1109/TAP.1963.1138112.
- [23] X. Li *et al.*, “Broadband Electronically Scanned Reflectarray Antenna With Liquid Crystals”, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, pp. 1–1, 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3051797.
- [24] M. R. Chaharmir y J. Shaker, “Design of a Multilayer X-/Ka-Band Frequency-Selective Surface-Backed Reflectarray for Satellite Applications”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, núm. 4, pp. 1255–1262, abr. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2389838.
- [25] S. Costanzo, F. Venneri, A. Raffo, y G. D. Massa, “Dual-Layer Single-Varactor Driven Reflectarray Cell for Broad-Band Beam-Steering and Frequency Tunable Applications”, *IEEE Access*, vol. 6, pp. 71793–71800, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2882093.
- [26] X. Zhang, F. Yang, S. Xu, y M. Li, “Single-Layer Reflectarray Antenna With Independent Dual-CP Beam Control”, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, núm. 4, pp. 532–536, abr. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.2969707.
- [27] M. K. T. Al-Nuaimi, A. Mahmoud, W. Hong, y Y. He, “Design of Single-Layer Circularly Polarized Reflectarray With Efficient Beam Scanning”, *IEEE Antennas Wirel.*

- Propag. Lett.*, vol. 19, núm. 6, pp. 1002–1006, jun. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.2986274.
- [28] L. Ren, Y. Jiao, F. Li, J. Zhao, y G. Zhao, “A Dual-Layer T-Shaped Element for Broadband Circularly Polarized Reflectarray With Linearly Polarized Feed”, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 407–410, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2148090.
- [29] X. Li, X. Li, y L. Yang, “Single-Layer Dual-Band Wide Band-Ratio Reflectarray With Orthogonal Linear Polarization”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 93586–93593, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2986040.
- [30] H. Hasani *et al.*, “Tri-Band, Polarization-Independent Reflectarray at Terahertz Frequencies: Design, Fabrication, and Measurement”, *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 6, núm. 2, pp. 268–277, mar. 2016, doi: 10.1109/TTHZ.2016.2522301.
- [31] C. Han, C. Rodenbeck, J. Huang, y Kai Chang, “A C/ka dual frequency dual Layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, núm. 11, pp. 2871–2876, nov. 2004, doi: 10.1109/TAP.2004.835144.
- [32] J. Zhao *et al.*, “A Low-Mutual Coupling Dual-Band Dual-Reflectarray Antenna With the Potentiality of Arbitrary Polarizations”, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 3224–3227, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2771205.
- [33] N. Amitay y V. Galindo, *Theory and design of phased array antennas*. Wiley-Interscience, 1972.
- [34] R. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk, y J. I. Martinez-Lopez, “Miniaturized Frequency-Selective Surfaces Based on Monolithically Integrated Components”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, núm. 6, pp. 4668–4676, jun. 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2969699.
- [35] G. D. Massa, S. Costanzo, A. Borgia, F. Venneri, y I. Venneri, “Innovative dielectric materials at millimeter-frequencies”, en *2010 Conference Proceedings ICECom, 20th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, sep. 2010, pp. 1–4.
- [36] J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, y A. E. Martynyuk, “Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, núm. 10, pp. 4342–4351, oct. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2456981.
- [37] A. E. Martynyuk, J. I. M. Lopez, y N. A. Martynyuk, “Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, núm. 1, pp. 142–153, ene. 2004, doi: 10.1109/TAP.2003.820976.