UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA

SUPERFICIE SELECTIVA DE FRECUENCIA RECONFIGURABLE BASADA EN RESONADORES DE ANILLOS METÁLICOS CONTROLADA CON INTERRUPTORES MEMS PARA LA BANDA X

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

SISTEMAS ELECTRÓNICOS

PRESENTA:

RUBÉN CHASHDAIH ARIZABALO DÍAZ

TUTOR:

DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS

2011

Universidad Nacional Autónoma de México
UNAM
Biblioteca Central
Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

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:	Dra. Navarrete Montesinos Margarita
Secretario:	Dr. en Ing Pérez Alcázar Pablo Roberto
Vocal:	Dr. Rodríguez Cuevas Jorge
1er. Suplente:	Dr. Martínez López José Ismael
2do. Suplente:	Dr. Martynyuk Oleksandr

Lugar donde se realizó la tesis:
Ciudad Universitaria, México, D.F.

Tutor de tesis:

Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

Firma

Agradezco a todos los que hicieron posible la realización de esta tesis

Resumen

Se presenta el diseño, simulación y análisis de superficies selectivas de frecuencia reconfigurables, basadas en resonadores de anillos metálicos, controladas con microsistemas electromecánicos (MEMS), para la banda X (8 a 12 [GHz]).

Se llevó a cabo un análisis para determinar la dependencia de la respuesta a una onda plana incidente, al variar los parámetros que definen a las superficies (radio y ancho del anillo, permitividad y espesor del sustrato, distancia y posición de los elementos).

Se diseñó un interruptor MEMS, de actuación electrostática y contacto metal-metal, con voltaje de actuación de 8.1 [V], voltaje de liberación de 4.9 [V], tiempo de conmutación de 255 [μs], factor de calidad de conmutación de 50000, pérdidas de inserción de 0.4 [dB] y aislamiento de 18 [dB] a 12 [GHz].

Se propuso una serie de pasos de manufactura, mediante tecnología de circuito impreso flexible, para la fabricación de superficies con los interruptores integrados durante el mismo proceso.

Se describen circuitos de polarización, basados en líneas rectas y placas metálicas añadidas a la superficie, para controlar hasta ocho interruptores por anillo.

Se diseñaron dos estructuras basadas en anillos metálicos con respuestas equivalentes: anillo metálico con ranuras axiales; y anillo metálico con ranuras radiales y axiales. Ambas estructuras tienen una respuesta reconfigurable entre 7 y 13 [GHz], con valores para la magnitud del coeficiente de transmisión por debajo de -35 [dB] a la frecuencia de resonancia.

Índice general

Introducción **1**

1. Estado del arte de las SSFR **7**
1.1. Introducción 7
1.2. SSF Reconfigurables 8
1.2.1. SSFR con cargas variables 8
1.2.2. SSFR mediante sustratos con permeabilidad variable . 9
1.2.3. SSFR mediante sustratos con permitividad variable . . 12
1.2.4. SSFR mediante sustratos con conductividad variable . 14
1.2.5. SSFR mediante elementos mecánicos móviles 15
1.2.6. SSFR con interruptores MEMS 17
1.3. Conclusiones 20

2. Estado del arte de los int. MEMS **23**
2.1. Introducción 23
2.2. Tecnologías de fabricación 24
2.2.1. Micro-maquinado de volumen 24
2.2.2. Micro-maquinado de superficie 24
2.2.3. Unión de oblea 25
2.2.4. Grabado profundo por iones reactivos 25
2.2.5. LIGA 26
2.2.6. Estampado caliente 26
2.3. Interruptores MEMS para RF 27
2.4. Parámetros comparativos en los RF MEMS 27
2.4.1. Consumo de potencia 28
2.4.2. Pérdidas de inserción 28
2.4.3. Aislamiento 28
2.4.4. Linealidad 28

2.4.5. Velocidad de conmutación 28
2.4.6. Manejo de potencia 29
2.4.7. Confiabilidad 29
2.4.8. Empaquetado 29
2.4.9. Costo 29
2.5. Estado del arte 29
2.5.1. Interruptor RF MEMS capacitivo con materiales basados en Tantalio 29
2.5.2. Interruptores RF MEMS de contacto metálico con fuerzas de contacto y restaurativas de mN y proceso de baja sensibilidad 32
2.5.3. Interruptor RF MEMS rotatorio con un polo y ocho vías 33
2.5.4. Diseño y fabricación de un interruptor CMOS-MEMS con bajas pérdidas de inserción y alto aislamiento para aplicaciones de microondas 34
2.6. Conclusiones 37

3. SSF basadas en anillos metálicos 41
3.1. Introducción 41
3.2. Principio de operación 43
3.3. Modelo eléctrico de la SSF basada en anillos metálicos 44
3.4. Análisis de SSF basadas en anillos metálicos 45
3.4.1. Cambio al radio medio 47
3.4.2. Cambio al ancho del anillo 48
3.4.3. Cambio al espesor de la capa metálica 49
3.4.4. Cambio a la permitividad del sustrato 49
3.4.5. Cambio al espesor del sustrato 51
3.4.6. Cambio a la distancia entre elementos 52
3.4.7. Cambio a la posición de los elementos 53
3.5. Respuestas no deseadas en las SSF 54
3.5.1. Efecto del radio medio en la respuesta no deseada . . . 55
3.5.2. Efecto del ancho del anillo en la respuesta no deseada . 57
3.5.3. Efecto de la distancia entre elementos en la respuesta no deseada 57
3.5.4. Efecto del tamaño de celda unitaria en la respuesta no deseada 58
3.5.5. Efecto de añadir placas metálicas en la respuesta no deseada 60

3.6. SSF basadas en anillos metálicos con aperturas 63
3.6.1. SSF basadas en anillos metálicos con aperturas axiales 63
3.6.1.1. SSF basada en anillos metálicos con una apertura 63
3.6.1.2. SSF basada en anillos metálicos con dos aperturas 65
3.6.1.3. SSF basada en anillos metálicos con más aperturas 66
3.6.2. SSF basada en anillos metálicos con aperturas radiales 70
3.6.2.1. SSF basada en anillos metálicos con una apertura radial 70
3.6.2.2. SSF basada en anillos metálicos con varias aperturas radiales 71
3.7. SSF basada en anillos metálicos con cargas reactivas 73
3.8. Conclusiones 75

4. Diseño, simulación y análisis de un interruptor MEMS para la banda X 79
4.1. Introducción 79
4.2. Especificaciones de diseño 79
4.3. Diseño del interruptor 80
4.4. Análisis electromecánico del interruptor 84
4.4.1. Constante de rigidez 84
4.4.2. Voltaje de actuación 85
4.4.3. Tiempo de conmutación 89
4.5. Análisis electrodinámico del interruptor 91
4.5.1. Modelo eléctrico del interruptor 91
4.5.2. Factor de calidad de conmutación 94
4.5.3. Pérdidas de inserción y aislamiento 99
4.6. Proceso de manufactura 103
4.7. Conclusiones 109

5. Diseño, simulación y análisis de una SSFR basada en un interruptor MEMS 111
5.1. Introducción 111
5.2. Diseño de una SSF para banda X 111
5.3. Sustitución del interruptor MEMS por su modelo 113
5.4. SSF con dos aperturas y dos interruptores 115

5.5. SSF con ocho aperturas y ocho interruptores 117
5.6. Anillo compuesto: aperturas radiales y axiales 119
5.7. Polarización 121
5.7.1. Polarización con líneas rectas 121
5.7.2. Polarización con placas metálicas 122
5.7.3. Comparación entre los circuitos de polarización 129
5.8. Conclusiones 131

Conclusiones generales **133**

Índice de figuras

1.1. Celda unitaria con diodo PIN 9
1.2. Esquema del arreglo 10
1.3. Respuesta para la SSFR con cargas variables 10
1.4. Celda unitaria 11
1.5. Respuesta para polarización normal 11
1.6. Respuesta para polarización planar 12
1.7. Esquema SSFR 13
1.8. Distribuciones para el Galinstano 13
1.9. Respuesta para diferentes distribuciones 14
1.10. Permitividad calculada para el silicio bajo excitación fotónica . 15
1.11. (a)Celda unitaria de una SSF dieléctrica (b)Geometría de la SSFR basada en dipolos 16
1.12. Respuesta de la SSFR con interruptores de silicio 16
1.13. Celda unitaria 17
1.14. Rotación de los elementos dipolo 18
1.15. Respuesta de la SSFR hacia una onda incidente normal 18
1.16. Posición y diseño de los interruptores MEMS 19
1.17. Estructura de la SSFR 19
1.18. Respuestas simuladas y experimentales para los dos estados de la SSF 19

2.1. (a) Se muestran los actuadores, el área de la CPW sobre la que se cierra el interruptor y los huecos para interconectar el interruptor con la CPW (b) El interruptor completo 30
2.2. Vista planar del interruptor tomada con SEM 31
2.3. Vista lateral y superior del interruptor de contacto directo . . 32
2.4. (a) Modelo parámetros concentrados (b) Fotomicrografía del interruptor 33

2.5. Perfil lateral de un lado del interruptor rotatorio 34
2.6. Micrografía del interruptor (a) sin el rotor (b) con el rotor y tapa 35
2.7. Estructura del interruptor 36
2.8. Flujo del proceso de fabricación del interruptor (a) Después de remover el fotorresit, (b) después de atacar el aluminio, (c) después de atacar al SiO_2, (d) interruptor completo 37

3.1. Superficie selectiva de frecuencia (SSF) 42
3.2. Celda unitaria de la SSF 42
3.3. Arreglo periódico infinito de anillos metálicos ranurados 43
3.4. Modelo eléctrico equivalente 44
3.5. Modelo equivalente con aperturas para SSF 45
3.6. Respuesta para los valores iniciales 47
3.7. Variación sobre el radio medio 48
3.8. Variación sobre el ancho del anillo 49
3.9. Variación de la permitividad del sustrato 50
3.10. Variación sobre el grosor del sustrato 51
3.11. Variación en la distancia entre anillos 52
3.12. Celda rectangular y celda angulada 53
3.13. Variación sobre el ángulo de la celda unitaria 54
3.14. Barrido de frecuencia extendido 55
3.15. Variación sobre el radio medio y su efecto en las respuestas no deseadas. 56
3.16. A menor ancho del anillo mayor la distancia entre la respuesta de interés y la primera respuesta no deseada 57
3.17. Aumentar la distancia entre elementos “acerca” las respuestas no deseadas a la respuesta principal 58
3.18. Variación de la respuesta no deseada dependiente de la distancia entre elementos 59
3.19. Variación en el tamaño de la celda unitaria. 59
3.20. Distancia entre respuesta principal y 1ra no deseada 60
3.21. SSF sobrepuestas 61
3.22. Cambio en el radio externo 62
3.23. Cambio en el radio interno 62
3.24. Parámetros aperturas axiales 64
3.25. Anillo metálico con una apertura 64
3.26. Anillo metálico con dos aperturas 65

3.27. Variación de la posición relativa de dos aperturas en un anillo metálico 66
3.28. Anillos con varias aperturas, c = 0.25 [mm] 67
3.29. Variación ancho de apertura 67
3.30. Variación ángulo entre aperturas 69
3.31. Anillo con una apertura radial 70
3.32. Respuesta para anillo con apertura radial 71
3.33. Anillo metálico con varios cortes radiales 72
3.34. Cambio en el ancho de los cortes 72
3.35. Respuesta para SSF con carga capacitiva 74
3.36. Respuesta para SSF con carga inductiva 74

4.1. Vistas del interruptor 81
4.2. Dimensiones del interruptor 82
4.3. Interruptor cerrado 84
4.4. Membranas con diferente distribución de carga 85
4.5. Coeficiente de rigidez de la membrana 86
4.6. Altura de la membrana vs. voltaje aplicado 90
4.7. Curva de histéresis para el interruptor propuesto 90
4.8. Modelo por partes del interruptor en estado abierto 92
4.9. Modelo por partes del interruptor en estado cerrado 93
4.10. Modelo interruptor estado abierto 94
4.11. Modelo interruptor estado cerrado 94
4.12. Comparación de impedancias para los modelos en estado abierto 95
4.13. Comparación de impedancias para los modelos en estado cerrado 95
4.14. Bipuerto recíproco sin pérdidas con dispositivo conmutable como carga 96
4.15. Factor de calidad de conmutación 99
4.16. Red para encontrar el parámetro S_{21} 100
4.17. Pérdidas de inserción 102
4.18. Aislamiento 102
4.19. Máscara positiva que define las terminales. 105
4.20. Máscara positiva para definir el área de aislante. 105
4.21. Máscara positiva para el último ataque al cobre. 106
4.22. Máscaras positivas necesarias para formar una superficie plana. 106
4.23. Máscara positiva para formar la membrana. 107
4.24. Pasos para el proceso propuesto 108

5.1. Comparación respuesta con interruptor/modelo 114
5.2. Comparación respuesta ideal/interruptores 116
5.3. SSF con ocho interruptores MEMS 117
5.4. Diferentes estados para la SSF con ocho interruptores 118
5.5. Respuestas para diferentes estados de los interruptores 118
5.6. Anillo con aperturas radiales y axiales 119
5.7. Respuesta de una SSF basada en anillos compuestos 120
5.8. Polarización mediante líneas rectas 122
5.9. Segmento de la SSF polarizada mediante líneas metálicas . . . 123
5.10. Respuesta polarización con líneas rectas 124
5.11. Polarización mediante placas metálicas y aperturas 124
5.12. Segmento de la SSF polarizada mediante placas metálicas seccionadas 126
5.13. Respuesta polarización con placas metálicas y aperturas 127
5.14. Polarización mediante placas metálicas y líneas aisladas 127
5.15. Segmento de la SSF polarizada mediante líneas metálicas aisladas 128
5.16. Respuesta polarización con placas metálicas y líneas aisladas . 129
5.17. Circuito de polarización para 8 elementos de control 130

Índice de tablas

1.1. Resultados del capítulo 20

2.1. Parámetros interruptor capacitivo 31
2.2. Parámetros interruptor de contacto metálico 33
2.3. Parámetros interruptor rotatorio 34
2.4. Parámetros interruptor CMOS-MEMS 36
2.5. Resultados del capítulo 38

3.1. Valores iniciales para el estudio 46
3.2. Radio medio 47
3.3. Ancho del anillo 48
3.4. Permitividad del sustrato 50
3.5. Espesor del sustrato 51
3.6. Distancia entre elementos 52
3.7. Variación sobre el radio medio y su efecto en las respuestas no deseadas. 56
3.8. Variación ángulo entre aperturas 68
3.9. Respuesta para SSF con carga capacitiva 73
3.10. Respuesta para SSF con carga inductiva 73
3.11. Parámetros SSF basada en anillos metálicos 75

4.1. Especificaciones de diseño 80
4.2. Límites en el proceso de manufactura 80
4.3. Constante de rigidez 86
4.4. Valores interruptor para encontrar el voltaje de actuación . . . 88
4.5. Proceso de manufactura 104
4.6. Resultados del capítulo. 109

5.1. Valores para una SSFR con dos aperturas para banda X . . . 112

Nomenclatura

$GaAs$ Arseniuro de galio

Si_3N_4 Nitruro de silicio

SiO_2 Dióxido de silicio

Ta_2O_5 Pentóxido de tantalio

BCB Benzocyclobutene, benzo-ciclo-buteno

CMOS Complementary Metal-Oxide-Semiconductor, semiconductor metal-oxido complementado

CPW Coplanar Waveguide, guía de onda coplanar

DLP Digital Light Processing, procesamiento digital de luz

DRIE Deep Reactive Ion Etching, grabado profundo por iones reactivos

EDM Electric Discharge Machining, maquinado por descarga eléctrica

FET Field-Effect Transistor, transistor de efecto de campo

FIT Finite Integration Technique, técnica de integración finita

LIGA Lithographie, Galvanoformung, Adfirmung; litografía, electroplateado, vaciado

LPCVD Low-Pressure Chemical Vapor Deposition, deposición química de vapor a baja presión

LTCC Low Temperature Co-fired Ceramic, cerámicas cocidas juntas a baja temperatura

MEMS Microelectromechanical Systems, sistemas microelectromecánicos

Microondas Ondas electromagnéticas definidas en un rango de frecuencia entre 300 [MHz] y 300 [GHz]

PMGI Polymethylglutarimide, polimetil glutarimida

PMMA Poly(methyl methacrylate), polimetacrilato de metilo

Pyrex Vidrio borosilicatado

RF Radio Frecuencia, porción del espectro electromagnético situado entre 3 [kHz] y 300 [GHz]

SEM Scanning Electron Microscope, microscopio electrónico de barrido

Sincrotrón Acelerador de partículas cíclico que acelera partículas cargadas mediante un campo eléctrico y un campo magnético sincronizados

SOI Silicon-On-Insulator, silicio sobre aislante

SSF Superficie Selectiva de Frecuencia

SSFR Superficie Selectiva de Frecuencia Reconfigurable

TaN Nitruro de tantalio

TE Transversal Eléctrico

TM Transversal Magnético

Introducción

Las superficies selectivas de frecuencia (SSF) son arreglos planares que, dependiendo de su geometría y diseño, funcionan como filtros para ondas electromagnéticas. Estas estructuras han sido empleadas desde hace algunas décadas en muchas aplicaciones tales como radares, arreglos reflectivos y filtros sintonizables. La respuesta en frecuencia de una SSF está determinada por el tipo y geometría del elemento, los parámetros del sustrato y el espaciamiento entre sus elementos.

Hoy en día, las SSF cargadas con elementos reactivos han sido investigadas ampliamente con diferentes propósitos:

1. Minimizar las dimensiones de la celda unitaria de la estructura
2. Cambiar la frecuencia de resonancia
3. Obtener una respuesta multibanda
4. Controlar electrónicamente las principales características de la SSF [1-5]

Se ha demostrado que diodos p-i-n o varactores (diodos de capacitancia variable) modernos son utilizables en el control de las características de SSF [6]. Sin embargo, una desventaja de esta tecnología híbrida es que se requiere de un montaje superficial para insertar los elementos de control en la estructura lo cual, es complicado a las frecuencias de microondas, contribuyendo en gran manera a aumentar el costo de manufactura.

Con base en lo anterior, en este trabajo se propone integrar un interruptor basado en un sistema microelectromecánico (MEMS) a una SSF basada en resonadores de anillos metálicos en la banda X, para controlar su respuesta en frecuencia. Asimismo, para suprimir pérdidas disipativas se propone utilizar un sustrato flexible y amigable para microondas [7, 8].

Objetivo

Diseño, simulación y análisis de una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable basada en resonadores de anillos metálicos controlada con interruptores MEMS para la banda X.

Metodología

- Se inició con el estudio de las superficies selectivas de frecuencia basadas en resonadores de anillos metálicos con el fin de familiarizarse con la estructura y encontrar parámetros suficientes que permitan encontrar los elementos de control adecuados.
- Posteriormente, se diseñó un interruptor MEMS para ser integrado en la SSF. Se realizó el análisis electromecánico y electrodinámico del interruptor MEMS.
- Por último, se integraron los interruptores MEMS en la SSF y se realizo un análisis electrodinámico utilizando software especializado para obtener el comportamiento de la superficie.

Alcance

Al terminar el proyecto, se espera obtener:

- El modelo por simulador de una superficie selectiva de frecuencia activa, basada en anillos metálicos, para banda X, reconfigurable mediante interruptores MEMS.
- El análisis y diseño de un interruptor MEMS con voltaje bajo de actuación para banda X, utilizando tecnología de circuitos impresos flexibles.
- Una serie de pasos que permita en el futuro la construcción de la superficie selectiva con los interruptores MEMS integrados.

Estructura

La tesis está dividida en cinco capítulos y sigue la siguiente estructura:

- En el primer capítulo se presentan los desarrollos de última tecnología de las superficies selectivas de frecuencia reconfigurables (SSFR).
- En el segundo capítulo se exponen los principales parámetros de los interruptores MEMS para RF y microondas, además se mencionan las principales tecnologías de fabricación y se presenta el estado del arte de los interruptores MEMS.
- En el tercer capítulo se muestran el diseño, análisis y la simulación de las SSF basadas en anillos metálicos. Primero, se estudian los parámetros que determinan la respuesta en frecuencia principal y las respuestas no deseadas. Después, se estudia la SSF creando aperturas en los anillos metálicos y finalmente añadiendo cargas reactivas a la SSF.
- En el cuarto capítulo se presenta el interruptor MEMS diseñado para la SSFR, los análisis electromecánicos y electrodinámicos, los modelos eléctricos y una serie de pasos para la construcción de la SSF con los interruptores integrados.
- El quinto capítulo muestra el análisis y simulación de la SSF con interruptores MEMS integrados, la optimización de las superficies y circuitos de polarización.
- Finalmente se presentan las conclusiones generales.

Referencias

[1] B. A. Munk, "Frequency Selective Surfaces: Theory and Design", New York: Wiley-Interscience, 2000.

[2] K. Sarabandi and N. Behdad, "A Frequency Selective Surface With Miniaturized Elements", IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol. 55, No. 5, May 2007, pp. 1239-1245.

[3] R. Xu, H. Zhoo, and W. Wu, "Dual-Band Capacitive Loaded Frequency Selective Surfaces With Close Band Spacing", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, No. 12, Dec. 2008, pp. 782-784.

[4] H. Liu, H.L. Ford, and R. J. Longley, "Novel Planar Band Pass Lump-Loaded Frequency Selective Surface", IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series, 2008, pp. 87-89.

[5] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez and N. A. Martynyuk, "Active Frequency-Selective Surfaces Based on Loaded Ring Slot Resonators", Electronics Letters, vol. 41, Jan. 2005, pp. 2-4.

[6] P. V. Rainey, M.Bain, R. Jackson, S.J. N. Mitchel and V. F. Fusco, "Design, Manufacture and Performance of Monolithic pin Diode for Bean Steered Reflect Array", The second European conference on antennas and propagations, EuCAP 2007, Nov. 2007, pp. 1-5.

[7] Alexander E. Martynyuk, Andrea G. Martinez-Lopez and Jose I. Martinez-Lopez, "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB Based Bias Circuit", IEEE Transaction

on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, Dec. 2006, pp. 4056-4061.

[8] J. Rodríguez, O. Martynyuk, D Mendoza, "Interruptor MEMS para la Banda X Utilizando Tecnología de Circuito Impreso Flexible", ITCH-ELECTRO 2007, pp. 127-132, Octubre 2007.

Capítulo 1

Estado del arte de las superficies selectivas de frecuencia reconfigurables

1.1. Introducción

Las superficies selectivas de frecuencia (SSF) son estructuras periódicas, bidimensionales, compuestas por piezas idénticas, acomodadas en un arreglo infinito. Estas piezas son elementos metálicos soportados por un sustrato dieléctrico o ranuras en una placa metálica.

Las SSF son filtros electromagnéticos con una respuesta pasa-banda o rechaza-banda dependiente del tipo de piezas, del sustrato dieléctrico, de la polarización y del ángulo de incidencia, principalmente. Se utilizan una gran variedad de elementos: lazo cerrado, centro conectado, tipo placa y combinaciones de los anteriores. Cada tipo de elemento tiene características inherentes y su utilidad dependerá de la aplicación.

Si al superponer dos SSF con figuras similares, una basada en elementos metálicos y la otra SSF basada en ranuras, obtenemos una placa metálica completa; decimos que las dos SSF son complementarias. Esto quiere decir que la transmisión de una será igual a la reflexión de la otra y viceversa. La respuesta complementaria es útil, pues permite el investigar solo un tipo de superficie para obtener el comportamiento de dos. Es importante notar que la respuesta será complementaria solo si se considera una placa metálica infinita e infinitamente delgada, que no existe sustrato y no se tiene un arreglo

multicapa de superficies.

1.2. Superficies selectivas de frecuencia reconfigurables

Las SSF fijas han encontrado aplicación en diversas áreas, como filtros electromagnéticos para sistemas de reflectores de antenas, radomos y estructuras que absorben señal. Sin embargo, para algunas aplicaciones es ventajoso modificar la frecuencia de resonancia de la superficie. Algunas aplicaciones que aprovechan la reconfigurabilidad en SSF son: las comunicaciones satelitales, pues una sola antena puede trabajar en dos bandas; y las redes locales inalámbricas, permitiendo aumentar la capacidad de usuarios en edificios grandes.

Se han propuesto muchas SSF que implementan algún tipo de reconfigurabilidad mediante distintas técnicas: por cargas variables, cambios en la permeabilidad o permitividad del sustrato, cambios en la conductividad de materiales, movimiento mecánico de los elementos e interruptores mecánicos. Cada una de estas técnicas logra diferentes grados de ajuste y de libertad de control, es compatible con diferentes tipos de elementos y se encuentra en un estado de desarrollo particular.

Se mencionan avances recientes en las principales líneas de investigación sobre superficies selectivas de frecuencia reconfigurables (SSFR):

1.2.1. SSFR con cargas variables

En [1], Arezou Edalati propone el uso de una SSF cilíndrica, compuesta por bandas metálicas discontinuas y cargadas con diodos PIN en las discontinuidades para lograr la reconfiguración de una antena sectorial. Cambiando el estado de los diodos PIN es posible tener dos cargas distintas en la SSF; carga resistiva cuando los diodos PIN están encendidos y un circuito paralelo RC cuando están apagados. La celda unitaria que forma la SSF se muestra en la figura 1.1.

La estructura propuesta se forma colocando la celda unitaria en un cilindro a 50 [mm] de una fuente de señal. La SSF entonces se divide en dos secciones semi-cilíndricas. En una sección los diodos se encuentran apagados, mientras que en la otra se encuentran encendidos. La sección con los diodos encendidos funciona como una SSF que presenta alta reflexión, mientras que

la otra sección es casi transparente para la señal, convirtiendo la fuente omnidireccional en una direccional. El esquema de esta antena, se muestra en la figura 1.2; mientras que la respuesta medida resultante se muestra en 1.3.

1.2.2. SSFR mediante sustratos con permeabilidad variable

Los materiales férricos para microondas tienen una permeabilidad controlable mediante el uso de campos de polarización magnética de DC. Por tanto, al colocar una SSF sobre un sustrato de ferrita se modifica la respuesta polarizando al material. En [2], Geoffrey Ye Li propone una SSF con una geometría cruz-dipolo sobre un sustrato de ferrita al cual se aplica una polarización normal y una polarización planar. La celda unitaria propuesta se muestra en la figura 1.4

Mediante un análisis matemático y utilizando el método de momentos se obtuvieron resultados, presentados en las figuras 1.5 y 1.6; se observa que tanto para la polarización normal (fig. 1.5) como para la polarización planar (fig. 1.6) la frecuencia de resonancia de la superficie se modifica aproximadamente 3 [GHz] con una potencia relativa cercana a los -20[dB]. La superficie está formada por un sustrato de 0.2 [mm] de espesor para la polarización normal y 0.17 [mm] para la polarización planar. La distancia entre los centros de las cruces es 0.92 [cm], el ancho de brazos 1.016 [mm] y el alto de las cruces 0.9482 [cm].

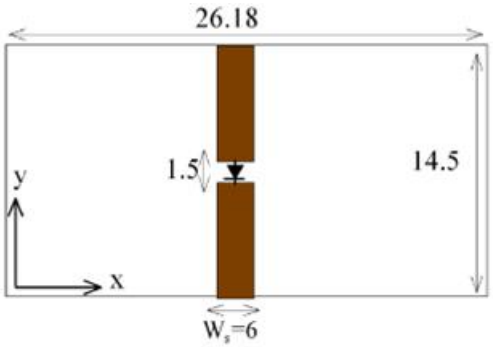


Figura 1.1: *Celda unitaria con diodo PIN*

Figura 1.2: *Esquema del arreglo*

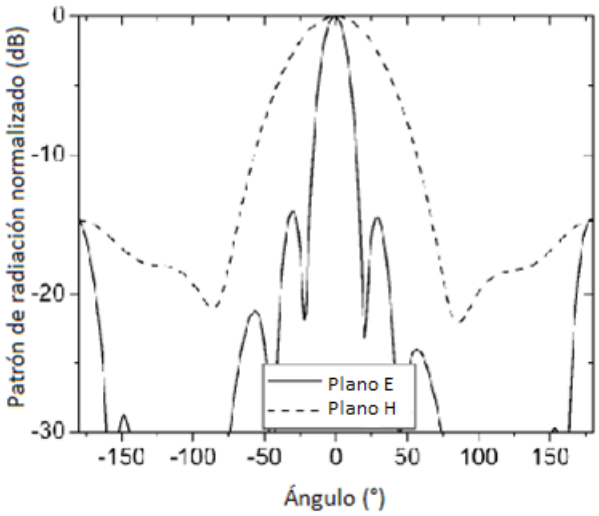


Figura 1.3: *Respuesta para la SSFR con cargas variables*

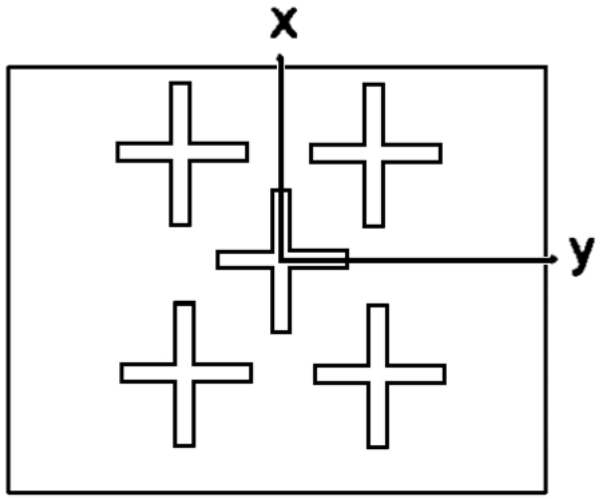


Figura 1.4: *Celda unitaria*

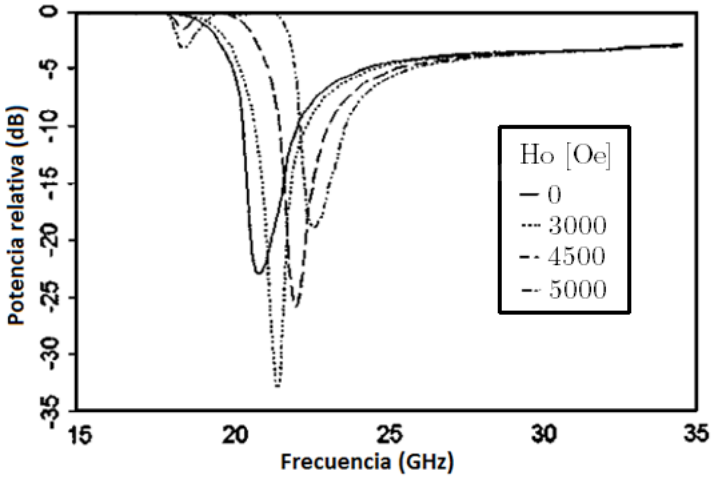


Figura 1.5: *Respuesta para polarización normal*

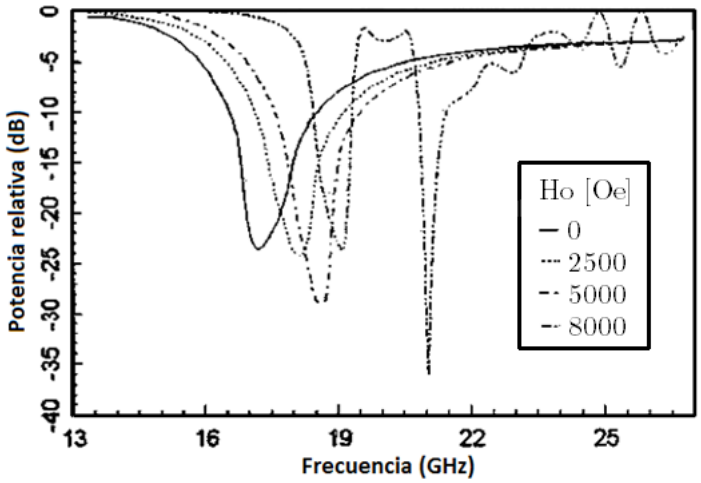


Figura 1.6: *Respuesta para polarización planar*

1.2.3. SSFR mediante sustratos con permitividad variable

El sustrato utilizado como soporte en una SSF tiene un gran efecto en propiedades como la frecuencia de resonancia y forma de la respuesta. Si la permitividad relativa del material pudiera cambiarse, podría cambiar la respuesta de la SSF. Como en la práctica esto es difícil de lograr, se ha estudiado el uso de líquidos como sustratos intercambiables [3].

En [4], Meng Li propone una SSF compuesta por un arreglo de capas con parches capacitivos que encierran una serie de tubos capilares de Teflón y una capa con una rejilla inductiva, la cual se muestra en la figura 1.7

A través de los tubos de Teflón se hace pasar un metal líquido, llamado Galinstano, el cual llena parcial o completamente los tubos para crear efectos inductivos o capacitivos. Para mover el líquido dentro de los tubos se hace uso de una micro-bomba. Algunas de estas posiciones se muestran en la figura 1.8

Se tienen mediciones con un prototipo en una guía de onda rectangular WR-90 para tres casos: con el líquido en las intersecciones de las placas (i), con los tubos vacíos (ii) y con los tubos completamente llenos de Galinstano (iii). Se mostró que la SSF presenta una variación en su comportamiento a lo largo de toda la banda X. Los resultados medidos y simulados se reportan en la figura 1.9. La frecuencia central más baja ocurre para el primer caso

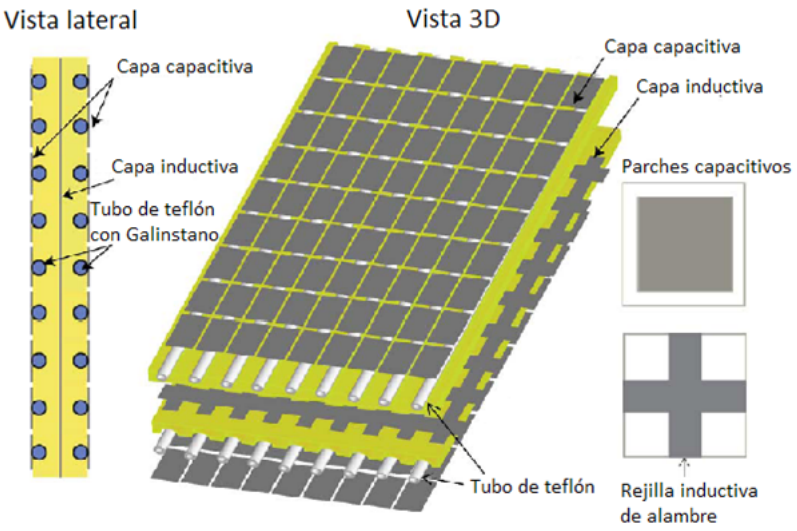


Figura 1.7: *Esquema SSFR*

Figura 1.8: *Distribuciones para el Galinstano*

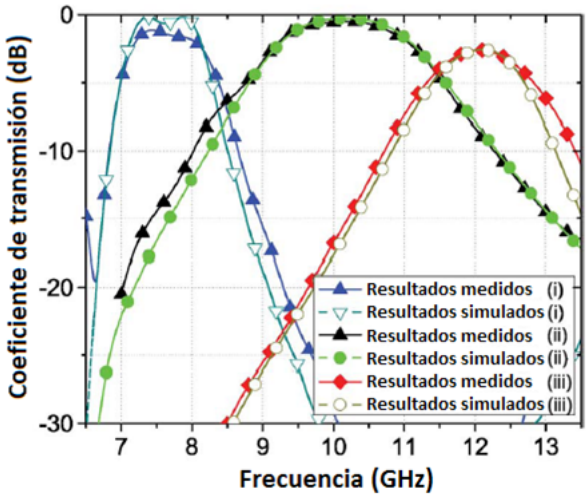


Figura 1.9: *Respuesta para diferentes distribuciones*

a 7.65 [GHz] mientras que la frecuencia central más alta es para el tercer caso a 12.10 [GHz], permitiendo un ajuste a lo largo de toda la banda X. Las pérdidas de inserción son mayores en el caso (iii) atribuido a las pérdidas Ohmicas en el Galinstano.

1.2.4. SSFR mediante sustratos con conductividad variable

Es particularmente atractivo considerar SSF basadas en silicio ya que la conductividad de este material varía en respuesta a la intensidad de fuentes de luz aplicadas. Se utilizan láseres para controlar la densidad de plasma dentro del silicio mediante iluminación fotónica logrando un cambio dinámico en la conductividad.

La figura 1.10 muestra que a una frecuencia de 100 [GHz] la parte imaginaria de la permitividad (ε_r) del silicio cambia más de cinco órdenes de magnitud, indicando que el silicio es utilizable como material para la construcción de un interruptor dentro de una SSF.

En [5], Xiaotao Liang propone un diseño conceptual de SSF reconfigurable basado en un arreglo lineal de elementos dipolo, metálicos o dieléctricos, fijos, interconectados por una matriz de interruptores independientes. La superficie es reconfigurada al encender o apagar los interruptores cambiando así la

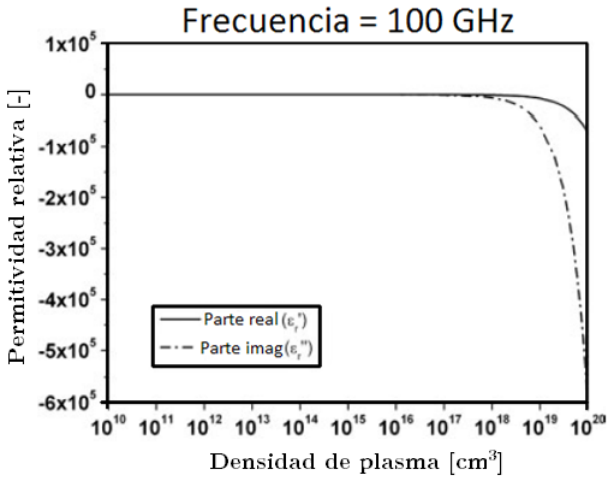


Figura 1.10: *Permitividad calculada para el silicio bajo excitación fotónica*

respuesta en frecuencia del dispositivo. La celda unitaria está compuesta por un par de interruptores y un par de secciones dipolo; las cuales conforman un arreglo como el mostrado en la figura 1.11.

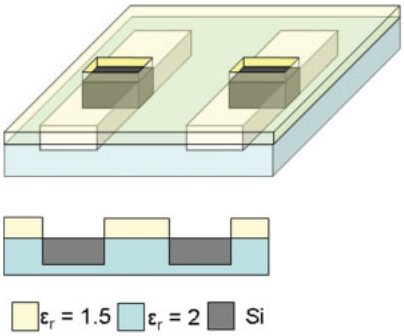
Los resultados reportados para diferentes valores de densidad de plasma se muestran en la figura 1.12. Se observa una reconfiguración mayor a 5 [GHz] con potencias relativas cercanas a -25 [dB].

1.2.5. SSFR mediante elementos mecánicos móviles

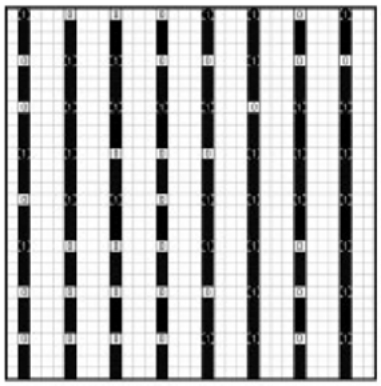
El uso de MEMS en SSF permite el ajuste de la respuesta en frecuencia al reconfigurar mecánicamente el tamaño, forma, espaciamiento y/o la orientación de los elementos que conforman el arreglo, en vez de alterar las propiedades del material de soporte.

En [6] Joe M. Zendejas propone una SSF planar compuesta por elementos dipolo, de alta conductividad, anclados a una superficie no conductora por dos vigas de torsión no-magnéticas y no-conductoras. Al aplicar un campo magnético, los elementos rotan de acuerdo a la fuerza y dirección de éste. El principio de operación del interruptor se presenta en la figura 1.13.

Al cambiar el ángulo de los dipolos, se modifica la respuesta de la superficie de forma similar a si toda la superficie cambiara de ángulo con respecto a la señal incidente, lo cual se esquematiza en la figura 1.14. Los resultados reportados para varios ángulos se exhiben en la figura 1.15. Se observa una



(a)



(b)

Figura 1.11: *(a)Celda unitaria de una SSF dieléctrica (b)Geometría de la SSFR basada en dipolos*

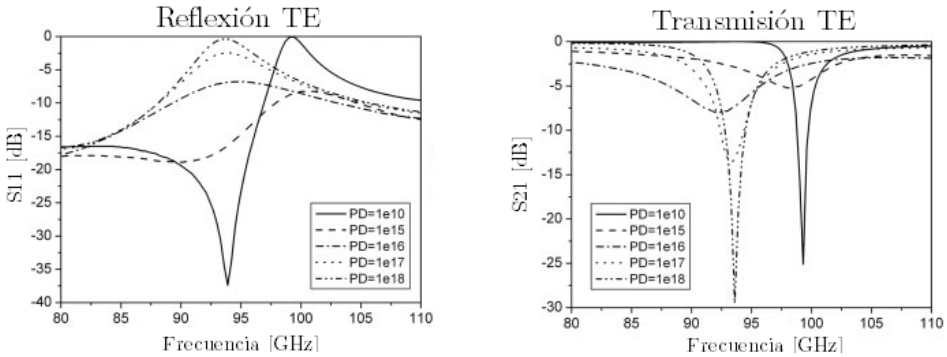


Figura 1.12: *Respuesta de la SSFR con interruptores de silicio*

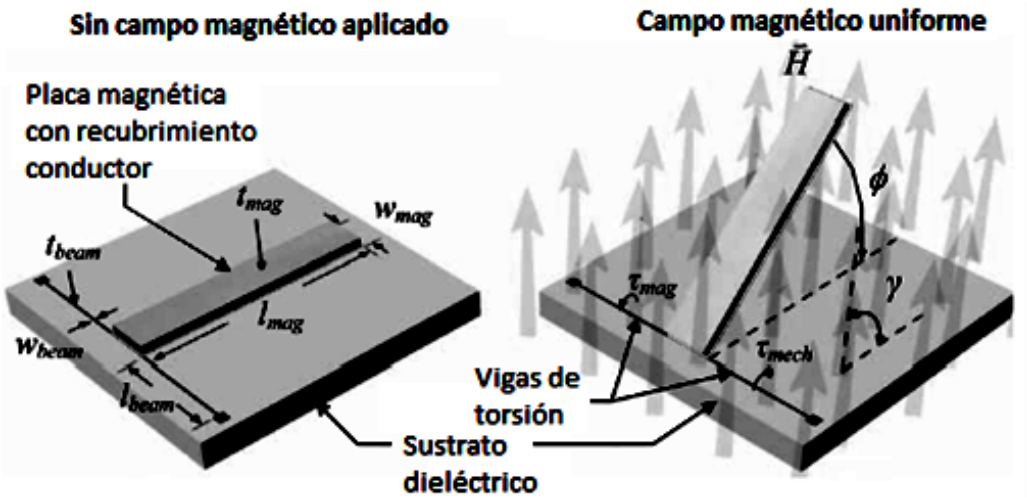


Figura 1.13: *Celda unitaria*

reconfiguración de 2.7 [GHz] con potencias relativas cercanas a -15 [dB] para ángulos menores a 30°.

1.2.6. SSFR con interruptores MEMS

En [7] Gordon M. Coutts propone una SSF sintonizable mediante el uso de MEMS fabricables mediante un proceso a baja temperatura, que permite hacer un gran número de dispositivos integrados monolíticamente sobre un sustrato dieléctrico, orgánico y rígido-flexible.

Los interruptores están basados en una estructura de viga doblemente anclada. Su función es interconectar dos secciones de la SSF. La polarización se hace mediante la misma superficie y sólo presenta dos estados diferentes. El esquema de estos interruptores está en la figura 1.16.

La SSF consiste de dos rejillas superpuestas, aisladas en DC, de parches metálicos interconectados. Está diseñada para tener una respuesta paso banda que conmute entre las bandas Ku y Ka. La frecuencia de resonancia está controlada por los interruptores MEMS integrados. Una sección de la superficie propuesta se exhibe en la figura 1.17. Los resultados reportados se muestran en la figura 1.18. Se observa una reconfiguración de 3.5 [GHz] con potencias relativas cercanas a -20 [dB]

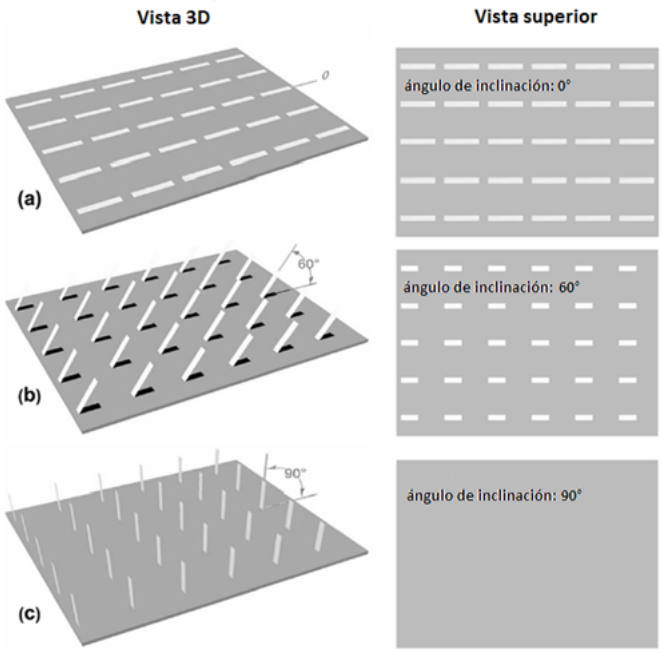


Figura 1.14: *Rotación de los elementos dipolo*

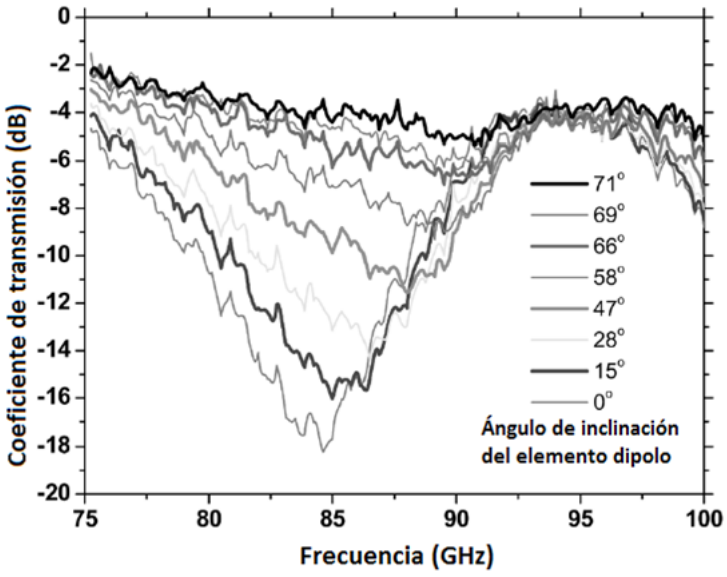


Figura 1.15: *Respuesta de la SSFR hacia una onda incidente normal*

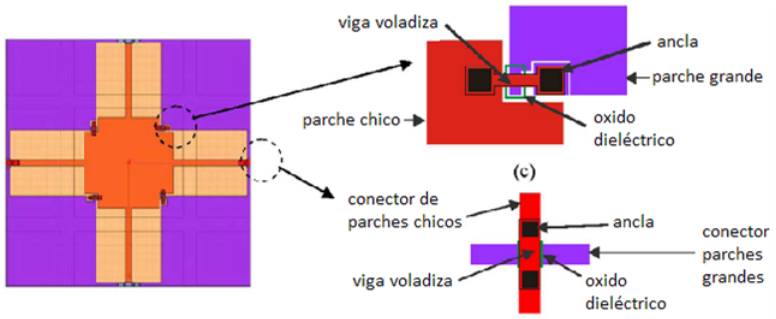


Figura 1.16: *Posición y diseño de los interruptores MEMS*

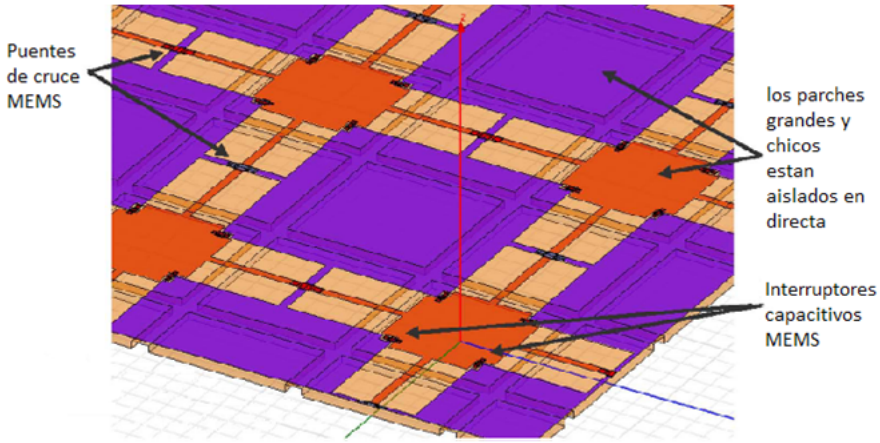


Figura 1.17: *Estructura de la SSFR*

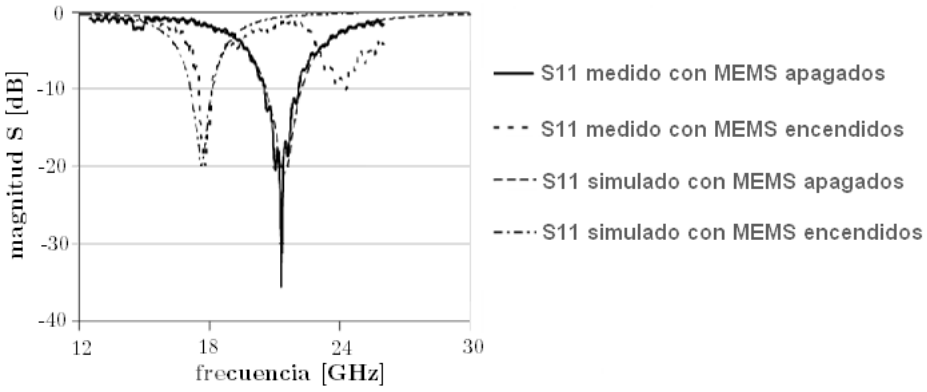


Figura 1.18: *Respuestas simuladas y experimentales para los dos estados de la SSF*

1.3. Conclusiones

Las superficies selectivas de frecuencia han demostrado su utilidad en diversas aplicaciones; ahora se busca que las SSF reconfigurables amplíen sus áreas de trabajo. Para lograrlo, se están realizando numerosos estudios en el área siguiendo ramas diferentes. Se ha mostrado una superficie selectiva de frecuencia es reconfigurable mediante diversos métodos. El método a elegir dependerá de la aplicación de la superficie y de las tecnologías de fabricación disponibles.

La respuesta de la superficie cambia principalmente en dos aspectos: en el ancho de banda y en la frecuencia de resonancia; estos cambios son dependientes de la tecnología.

Los resultados presentados en este capítulo muestran variaciones en la frecuencia de resonancia de hasta 3 [GHz] entre las bandas Ku y K para sustratos férricos; reconfiguración en toda la banda X para sustratos líquidos; cambios de 20 [GHz] en banda W para interruptores de silicio: y a lo largo de toda la banda K con interruptores MEMS. Esto se resume en la tabla 1.1.

Las técnicas utilizadas en la actualidad para SSF impresas en sustratos flexibles suelen reducirse a solo cargar la superficie; ya sea con dispositivos de estado sólido o con interruptores MEMS.

Tabla 1.1: *Resultados del capítulo*

Método de reconfiguración	**Cambio de frecuencia [GHz]**	**Potencia relativa [dB]**
Cargas variables	3	-20
Sustratos con permeabilidad variable	3	-20
Sustratos con permitividad variable	4.45	NR
Sustratos con conductividad variable	5	-25
Elementos mecánicos móviles	2.7	-15
Interruptores MEMS	3.5	-20

Referencias

[1] Edalati, A.; Denidni, T.A., "Experimental investigation of a new reconfigurable sectoral antenna", Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, pp.1-4, 11-17 July 2010

[2] Li, G.Y.; Chan, Y.C.; Mok, T.S.; Vardaxoglou, J.C., "Analysis of frequency selective surfaces on biased ferrite substrate", Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest , vol.3, no., pp.1636-1639 vol.3, 18-23 Jun 1995

[3] Lima, A.C.deC.; Parker, E.A.; Langley, R.J., "Tunable frequency selective surface using liquid substrates", Electronics Letters, vol.30, no.4, pp.281-282, 17 Feb 1994

[4] Li, M.; Yu, B.; Behdad, N., "Liquid-Tunable Frequency Selective Surfaces", Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, vol.20, no.8, pp.423-425, Aug. 2010

[5] Liang, X., Werner, D. H. and Weiner, B. (2007), “A novel concept for reconfigurable frequency selective surfaces based on silicon switches”, Microwave and Optical Technology Letters, 49:109–114.

[6] Zendejas, J.M.; Gianvittorio, J.P.; Rahmat-Samii, Y.; Judy, J.W., "Magnetic MEMS reconfigurable frequency-selective surfaces", Microelectromechanical Systems, Journal of , vol.15, no.3, pp. 613- 623, June 2006

[7] Coutts, G.M.; Mansour, R.R.; Chaudhuri, S.K., "Microelectromechanical Systems Tunable Frequency-Selective Surfaces

and Electromagnetic-Bandgap Structures on Rigid-Flex Substrates", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.56, no.7, pp.1737- 1746, July 2008

Capítulo 2

Estado del arte de los interruptores MEMS

2.1. Introducción

Los sistemas micro-electromecánicos, o por sus siglas en ingles MEMS, son dispositivos con un tamaño menor a 1 [mm] y mayor a 1 [µm], que combinan componentes eléctricos y mecánicos; los cuales son fabricados utilizando tecnologías heredadas de la fabricación de circuitos integrados. Las técnicas actuales de fabricación de MEMS incluyen micro-maquinado de superficie en silicio, litografías de volumen en silicio, electro-deposición y moldeado plástico; y maquinado por descarga eléctrica (EDM)[1]. Los dispositivos MEMS están encontrando un incremento para sus aplicaciones en una gran variedad de campos industriales y médicos, con un estimado de mercado global en 2009 de $7600 millones de dólares y una proyección de crecimiento de $13200 millones para el 2014[2]. Algunas de sus aplicaciones son acelerómetros para bolsas de aire en automóviles, arreglos densos de micro-espejos para despliegues ópticos de alta definición, puntas de microscopios electrónicos para barrido de átomos individuales, analizadores de sangre y sensores de presión. Las aplicaciones en el campo de la RF y microondas incluyen resonadores para uso en filtros y osciladores de referencia, interruptores y capacitores variables que se utilizan en arreglos de fase, antenas reconfigurables y filtros paso banda ajustables.

2.2. Tecnologías de fabricación

La fabricación de MEMS es un área de estudio abierta en la que constantemente se proponen nuevas técnicas de fabricación y se agregan materiales útiles para la construcción de los dispositivos. Sin embargo, todas estas técnicas están basadas en las tecnologías de fabricación de circuitos integrados y utilizan muchas de estas (oxidación, difusión, implantación de iones, LPCVD, sputtering, etc.) combinadas con procesos de micro-maquinado altamente especializado[3].

2.2.1. Micro-maquinado de volumen

Se basa en la remoción selectiva del material del sustrato para formar los componentes mecánicos. Esto se logra mediante medios químicos o mecánicos; siendo por medios químicos la forma más utilizada para la fabricación de MEMS.

Una de las técnicas más utilizadas es la de grabado húmedo. Esta requiere la inmersión del sustrato en una solución de reactivos químicos que graban las regiones expuestas de forma controlada. Es popular por que otorga selectividad y gran profundidad de grabado. Además, estas características se modifican cambiando la composición de la solución, ajustando la temperatura, modificando la concentración de dopaje en el sustrato o modificando en que plano cristalográfico es expuesto el sustrato.

La mayoría de los sensores de presión MEMS actuales están fabricados con este proceso, pues son más baratos, tienen alta confiabilidad y repetitividad además de su facilidad de fabricación[4]. Estos sensores se utilizan principalmente para mediciones dentro del motor de los automóviles modernos aunque por sus características son ideales para una gran variedad de aplicaciones médicas.

2.2.2. Micro-maquinado de superficie

Esta técnica, de la cual existen muchas variaciones, involucra una secuencia de pasos que comienza con el depósito de una película de algún material que actúa como capa mecánica temporal para las capas de material en las que se construirá el dispositivo; seguido por el depósito y definición de patrón de la película de material de la cual se conforma el dispositivo; continuando

con la remoción de la capa temporal para liberar la estructura mecánica de la restricción de movilidad de la capa inferior.

El micro-maquinado de superficie es popular por que permite un control dimensional preciso en la dirección vertical, ya que el grosor de las capas estructurales y de sacrificio es controlable; además, permite un control dimensional preciso en la dirección horizontal mediante procesos fotolitográficos y de grabado modernos.

Aunque requiere más pasos que el micro-maquinado de volumen, al permitir una alta densidad de integración, el costo por pieza suele ser más bajo en el micro-maquinado de superficie.

Este proceso se utiliza para fabricar acelerómetros MEMS, usados en el despliegue de bolsas de aire para colisiones, y en el sistema de micro-espejos DLP (Digital Light Processing).

2.2.3. Unión de oblea

Esta técnica es análoga a soldar, en la escala macroscópica, e involucra la unión de dos o más obleas para crear una pila de ellas. Existen tres tipos básicos de unión de oblea: unión directa, unión anódica y unión mediante capa intermedia.

La unión directa o por fusión se utiliza típicamente para empatar dos obleas de silicio de diferentes características aunque pueden unirse varias combinaciones. Esta unión es útil en aplicaciones que requieran de una masa apreciable y con ella se fabrican las obleas SOI (Silicon-On-Insulator) logrando dispositivos con capas de muchos micrones de grueso.

En la unión anódica se une silicio con Pyrex 7740 utilizando un campo eléctrico y alta temperatura. Es ampliamente usada en empaquetado de MEMS.

La unión mediante capa intermedia utiliza polímeros (resinas epoxi, fotorresist, poliamidas, silicones) como capa extra para dar soporte mecánico en momentos en los que la oblea del dispositivo se vuelve muy frágil para manejarse sola.

2.2.4. Grabado profundo por iones reactivos

También conocido como DRIE (Deep Reactive Ion Etching), es una tecnología que permite realizar grabados profundos en sustratos de silicio y otros materiales como vidrio y cuarzo. Las paredes de los huecos grabados son casi

verticales y la profundidad de estos alcanza cientos o miles de micrómetros dentro del sustrato.

Esta técnica se logra mediante un grabador de plasma seco que utiliza un plasma de alta densidad, el cual alternativamente graba el sustrato y deposita un polímero resistente al grabado en las paredes. El polímero protector también se deposita en el fondo del hueco, pero la anisotropía del grabado remueve el polímero más rápido en el fondo que en las paredes.

2.2.5. LIGA

Acrónimo del alemán "Lithographie Galvanoformung Adfirmung" es una tecnología no basada en silicio, la cual es usada para crear microestructuras con grandes relaciones de aspecto ($\frac{alto}{ancho}$). Existen dos tecnologías de fabricación principales, LIGA por rayos X, que requiere el uso de rayos X generados por un sincrotrón, y LIGA UV, método, más accesible, que utiliza luz ultravioleta para crear estructuras con una relación de aspecto menor.

Este proceso se lleva a cabo siguiendo una serie de pasos. Usualmente, se comienza preparando una lámina de polimetacrilato de metilo (PMMA) sobre un sustrato adecuado, la cual es expuesta a rayos X utilizando una máscara especial para seleccionar las áreas a ser expuestas. Las áreas de PMMA que fueron expuestas se remueven dejando paredes y casi perfectamente verticales. La profundidad de penetración depende del tiempo de exposición y alcanza hasta 1 [mm]. Después de la remoción, el PMMA funciona como un molde de polímero mediante una electrodeposición de Níquel. Finalmente el PMMA restante es retirado, dejando una micro-estructura metálica.

2.2.6. Estampado caliente

Un proceso para replicar estructuras con grandes profundidades en materiales poliméricos es fabricar una herramienta metálica (utilizando un proceso LIGA o equivalente) y estamparla sobre un sustrato de polímero, que será usado como la nueva parte.

Para llevar a cabo este proceso es necesario colocar la pieza molde y el sustrato en una cámara de vacío, calentar lo materiales más arriba de la temperatura de transición vítrea del polímero y presionar el molde sobre el sustrato. El vacío es crítico para replicar la forma del molde pues si hubiese aire atrapado entre los dos materiales se obtendría un resultado distorsionado. Después, los materiales son enfriados por debajo de la temperatura de

transición vítrea del polímero (temperatura a la que el material deja de ser rígido y comienza a ablandarse) y el molde es removido.

Este proceso permite impresiones sobre polímeros de cientos de micrones de profundidad con un costo individual por estructura por debajo del alcanzado con otras tecnologías.

La técnica es muy popular para producir componentes micro-fluídicos (como micro-bombas) para aplicaciones médicas.

2.3. Interruptores MEMS para RF

Un RF MEMS es un dispositivo fabricado utilizando tecnologías de micromaquinado donde la conmutación entre los estados prendido y apagado se logra mediante el desplazamiento mecánico de una estructura que se mueve libremente. El desplazamiento es inducido mediante un micro-actuador. Existen varios mecanismos de actuación: electrostática, electro-térmica, magnetoestática y electromagnética. Comúnmente, los interruptores RF MEMS basan su funcionamiento en actuación electroestática, la cual se basa en la fuerza electroestática existente entre dos cargas de polaridad opuesta[5].

Los interruptores RF MEMS pueden clasificarse como interruptores verticales e interruptores laterales basándose en la dirección del movimiento de la estructura de conmutación. Los interruptores verticales realizan un movimiento fuera del plano de la oblea. Los interruptores laterales realizan un movimiento en el plano de la oblea y hacen contacto hacia los lados. Los interruptores RF MEMS verticales son fabricados utilizando procesos de micromaquinado de superficie y utilizan metal como material estructural. Por otra parte, los interruptores RF MEMS laterales son usualmente fabricados utilizando procesos de litografía de volumen y utilizan silicio o polisilicio como material estructural. La mayoría del desarrollo en interruptores RF MEMS durante la última década fue sobre interruptores verticales debido a su excelente desempeño en RF.

2.4. Parámetros comparativos en los RF MEMS

Se ha visto que los interruptores RF MEMS ofrecen desempeños sobresalientes a frecuencias de microondas, tienen problemas de fiabilidad y potencialmente de altos costos si requieren encapsulados herméticos. A pesar

de todo, esta tecnología ofrece grandes ventajas sobre los dispositivos de conmutación basados en silicio o GaAs. Los interruptores RF MEMS son comparados con los diodos PIN o interruptores FET utilizando los siguientes parámetros[6]:

2.4.1. Consumo de potencia

La actuación electrostática algunas veces llega a requerir voltajes altos (mayores a 100 [V]), sin embargo no consume corriente, llevando los niveles de disipación a valores cercanos a cero (100 [nJ] por ciclo). Los interruptores térmicos/magnéticos requieren bajos voltajes (2-5 [V]) pero consumen mucha corriente (10-100 [mA]), a menos que sea posible que se "enganchen" en la posición de encendido después de la actuación.

2.4.2. Pérdidas de inserción

Se han reportado interruptores de contacto metálico y capacitivos con pérdidas de inserción de 0.1 [dB] hasta 100 [GHz].

2.4.3. Aislamiento

Los interruptores de contacto metálico tienen capacitancias en estado abierto muy bajas (2 - 4~[fF]), resultando en aislamientos excelentes hasta 60 [GHz]; mientras que interruptores capacitivos con relación de capacitancias entre 60 y 100 proveen aislamientos excelentes hasta 100 [GHz].

2.4.4. Linealidad

Los interruptores RF MEMS son altamente lineales, lo que da como resultado productos de intermodulación entre 30 y 50 [dB] mejor que los diodos PIN o los interruptores FET.

2.4.5. Velocidad de conmutación

Para interruptores electroestáticos se tienen velocidades de entre 2 y 40 [µs], mientras que para interruptores magnéticos y térmicos entre 200 – 300 [µs]. Estos tiempos de conmutación son muy grandes para muchos sistemas de comunicación.

2.4.6. Manejo de potencia

Aunque se han reportado interruptores que pueden manejar hasta 500 [mW], la mayoría de los interruptores actuales manejan menos de 200 [mW].

2.4.7. Confiabilidad

Los interruptores modernos tienen una confiabilidad de 100 a 40,000 millones de ciclos, lo cual puede ser insuficiente para muchos sistemas. Este es un parámetro bajo intensa investigación y los laboratorios prometen soluciones en corto tiempo.

2.4.8. Empaquetado

En algunas ocasiones, los interruptores MEMS necesitan ser empaquetados en atmósferas inertes (nitrógeno, argón, etc.) y con baja humedad; resultando en un empaquetado hermético. Estos empaques son costosos y las técnicas de encapsulado pueden disminuir la confiabilidad del dispositivo.

2.4.9. Costo

Utilizando las tecnologías modernas de micro-maquinado, existe el potencial para disminuir el costo de los dispositivos MEMS. Se fabrican MEMS sobre cuarzo, Pyrex, LTCC, silicio y GaAs. Sin embargo, si se añade el precio del encapsulado y los manejadores para alto voltaje, los MEMS no pueden vencer los costos de los diodos PIN o los transistores FET.

2.5. Estado del arte

2.5.1. Interruptor RF MEMS capacitivo con materiales basados en Tantalio

En [7], Anna Persano propone un interruptor capacitivo paralelo fabricado en una guía de onda coplanar (CPW) mediante técnicas de micro-maquinado por superficie, figura 2.1.

Este interruptor está fabricado mediante materiales de los grupos III-V; películas delgadas de nitruro de tantalio (TaN) y pentóxido de tantalio (Ta_2O_5). Una membrana metálica suspendida conecta los planos de tierra

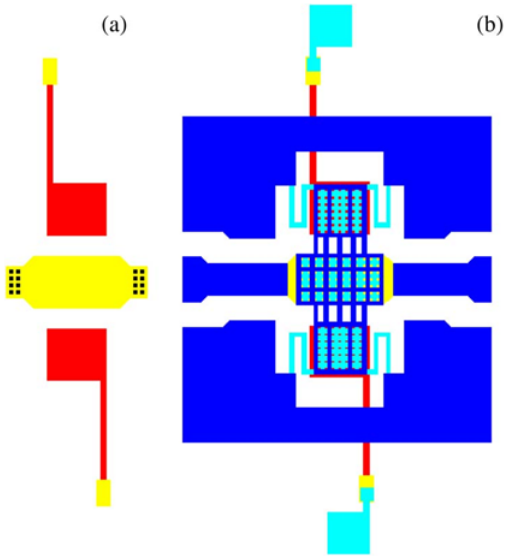


Figura 2.1: *(a) Se muestran los actuadores, el área de la CPW sobre la que se cierra el interruptor y los huecos para interconectar el interruptor con la CPW (b) El interruptor completo*

laterales y una capa dieléctrica, sobre el conductor central, provee una contribución al valor de la capacitancia cuando la membrana esta abajo. Se emplea arseniuro de galio (GaAS) como sustrato recubierto con nitruro de silicio (Si_3N_4) como aislante, TaN para las líneas de actuación, Ta_2O_5 como capa dieléctrica, multicapa metálica de Ti/Pt/Au para el conductor central de la CPW y terminales, multicapa metálica de Ti/Au/Ti como película de contacto metálico con la que se conforman las líneas de la CPW y la membrana, Au para mejorar las características de la membrana y fotorresit como material de sacrificio. La altura del gap es de 3 [µm]. Una fotografía tomada con un microscopio electrónico de barrido (SEM) se muestra en la figura 2.2.

Mediciones experimentales permitieron modelar el interruptor como un circuito RLC con una capacitancia en serie modificable; los resultados se muestran en la tabla 2.1.

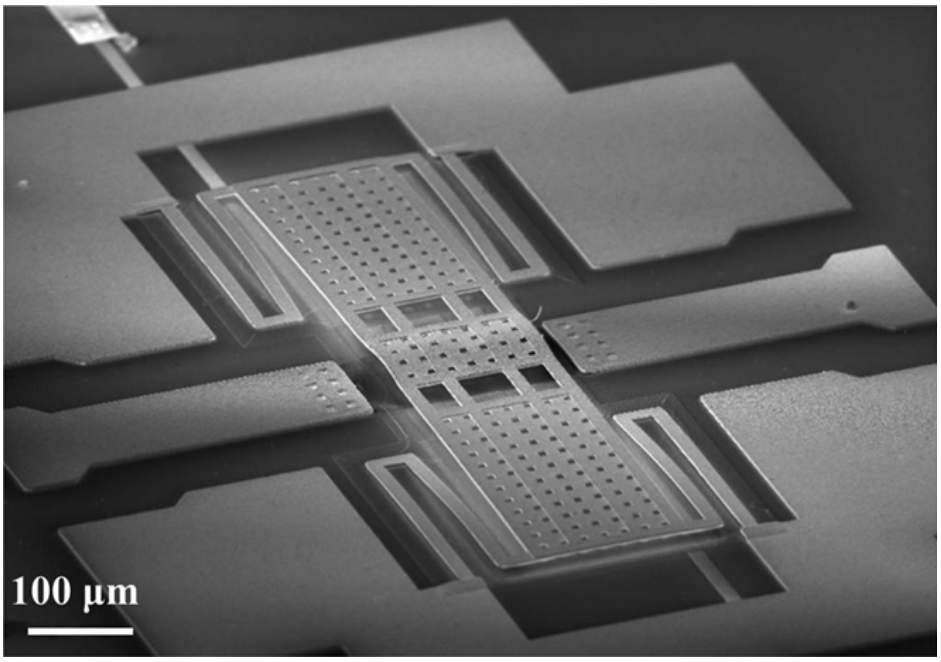


Figura 2.2: *Vista planar del interruptor tomada con SEM*

Tabla 2.1: *Parámetros interruptor capacitivo*

Parámetro	**Símbolo**	**Valor**
Voltaje de actuación	Va	15 – 20 [V]
Pérdidas de inserción	IL	-0.2 [dB] a 20 [GHz]
Pérdidas de retorno	RL	< -10 [dB] abajo de 28 [GHz]
Impedancia	RLC	R = 0.39 [Ω] L = 34.52 [pH] C = 18.14 [pf]
Capacitancia total abierto	C_{up}	0.07 [pf]
Capacitancia total cerrado	C_{down}	1.32 [pf]
Relación capacitancias	C_{down}/C_{up}	~19

2.5.2. Interruptores RF MEMS de contacto metálico con fuerzas de contacto y restaurativas de mN y proceso de baja sensibilidad

El interruptor RF MEMS serie para CPW, propuesto por Chirag D. Patel [8] y mostrado en la figura 2.3, está basado en una viga voladiza de 8 [µm] de espesor, fija en un extremo y soportada por amarres en el otro.

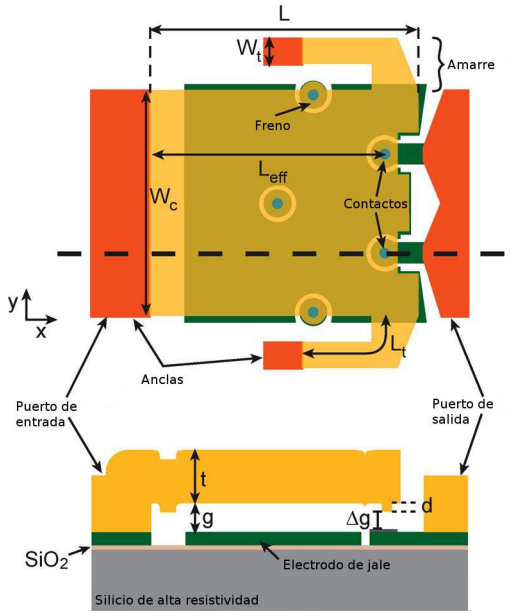


Figura 2.3: *Vista lateral y superior del interruptor de contacto directo*

Los amarres son paralelos a la viga principal para reducir la sensibilidad del dispositivo al esfuerzo biaxial y a la temperatura, además de permitir un área de actuación grande. Se usan dos salientes (dimples) de 0.3 [µm] para hacer el contacto metálico y otro juego de salientes para evitar que la viga haga contacto con el área de actuación, quitando la necesidad de agregar una capa dieléctrica sobre ésta. El interruptor está construido sobre un sustrato de silicio, con una capa de oxido como aislante; SiCr para las líneas de polarización; Ti/Au para los electrodos de actuación, la base y la viga voladiza; Ru y Au para los contactos metálicos; y polimetil glutarimida (PMGI) y PMMA como capa de sacrificio. El gap mide 0.85 [µm]; la viga tiene un largo de 135 [µm] y un ancho de 130 [µm]. Su modelo eléctrico y

microfotografía se muestran en la figura 2.4. Los resultados obtenidos para este interruptor se presentan en la tabla 2.2.

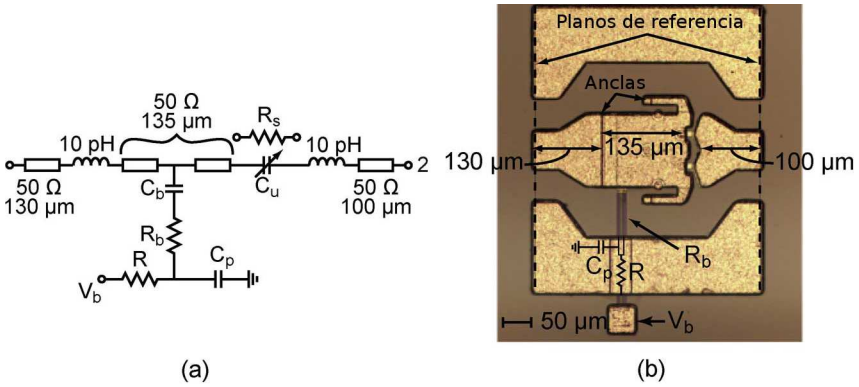


Figura 2.4: *(a) Modelo parámetros concentrados (b) Fotomicrografía del interruptor*

Tabla 2.2: *Parámetros interruptor de contacto metálico*

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje de actuación	V_P	61 [V]
Voltaje de liberación	V_T	53 [V]
Aislamiento	I	21 [dB] a 6 [GHz]
Impedancia abierto	C (en serie)	24 [ff] a 6 [GHz]
Impedancia cerrado	RL (serie)	L = 20 [pH], R = 1.7 [Ω]

2.5.3. Interruptor RF MEMS rotatorio con un polo y ocho vías

Suneat Pranonsatit[9] propone un interruptor basado en un motor de oscilación con una entrada y ocho salidas. Se utiliza una CPW para alimentar la señal de entrada de RF al balero y al eje. La señal viaja hacia el rotor a través del contacto óhmico que existe entre estas superficies. Existen un número arbitrario de contactos de salida en el estator, alrededor de la periferia del dispositivo, donde el borde exterior del rotor inclinado hace contacto físico con el estator. Cada contacto de salida está centrado sobre un electrodo del estator. Por tanto, cuando un voltaje de polarización se aplica a cualquier

electrodo, la posición de equilibrio estable para el rotor es cuando se logra un contacto físico perfectamente alineado con el contacto de salida correspondiente. El camino de señal para RF seleccionado se conecta de nuevo a una CPW para llevar la señal al mundo exterior. Un esquema del interruptor se muestra en la figura 2.5.

El interruptor está fabricado por partes; existe un proceso para el estator, un proceso para el rotor y un proceso de ensamblado. Como sustratos se utilizan cuarzo y vidrio, Ti/Cu y Cr/Cu como capas semilla y capas estructurales, oro-níquel como tapa para mantener unidos al rotor y al estator, SU8 como aislante y fotorresist para las mascaras. En la figura 2.6 se muestran micrografías de interruptor. La tabla 2.3 expone los resultados reportados.

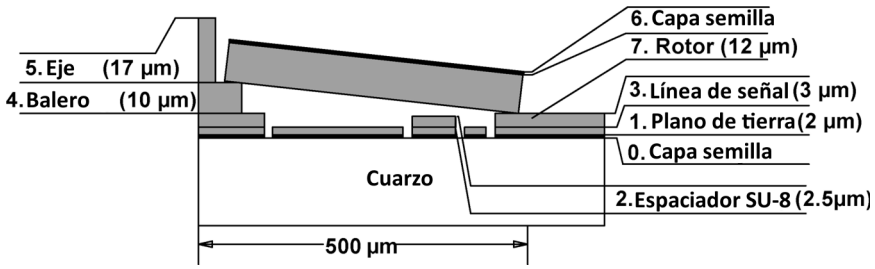


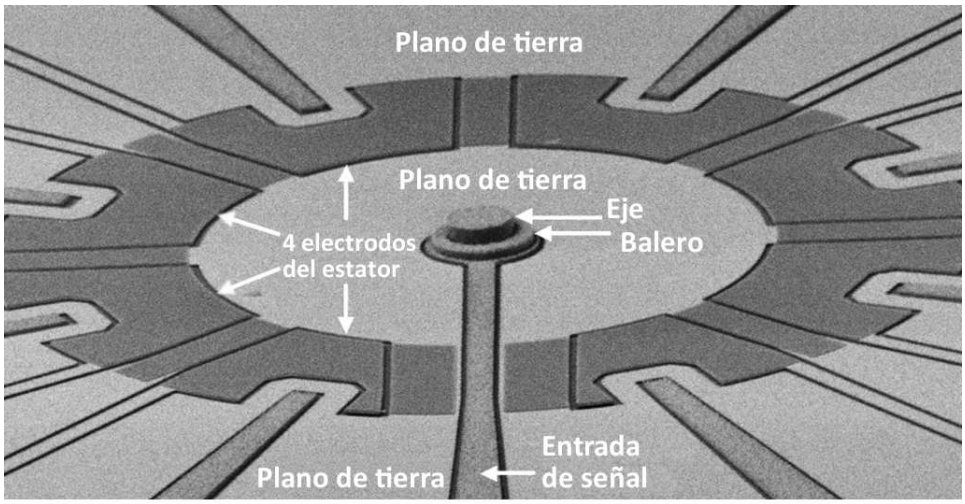
Figura 2.5: *Perfil lateral de un lado del interruptor rotatorio*

2.5.4. Diseño y fabricación de un interruptor CMOS-MEMS con bajas pérdidas de inserción y alto aislamiento para aplicaciones de microondas

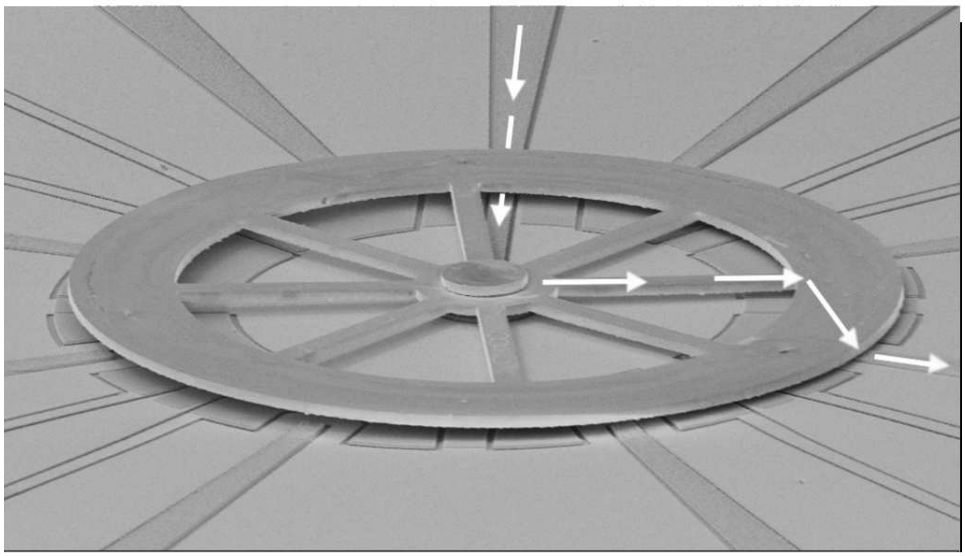
El interruptor presentado por Jung-Tang Huang en [10], de actuación electrostática tipo viga voladiza, esquema en la figura 2.7, está diseñado pa-

Tabla 2.3: *Parámetros interruptor rotatorio*

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje de actuación	V_P	100 [V]
Atenuación	A	2.16 [dB] a 20 [GHz]
Pérdidas de inserción	IL	2.65 [dB] a 20 [GHz]
Impedancia abierto	C	0.8 [ff]
Impedancia cerrado	R	18.6 [Ω]



(a)



(b)

Figura 2.6: *Micrografía del interruptor (a) sin el rotor (b) con el rotor y tapa*

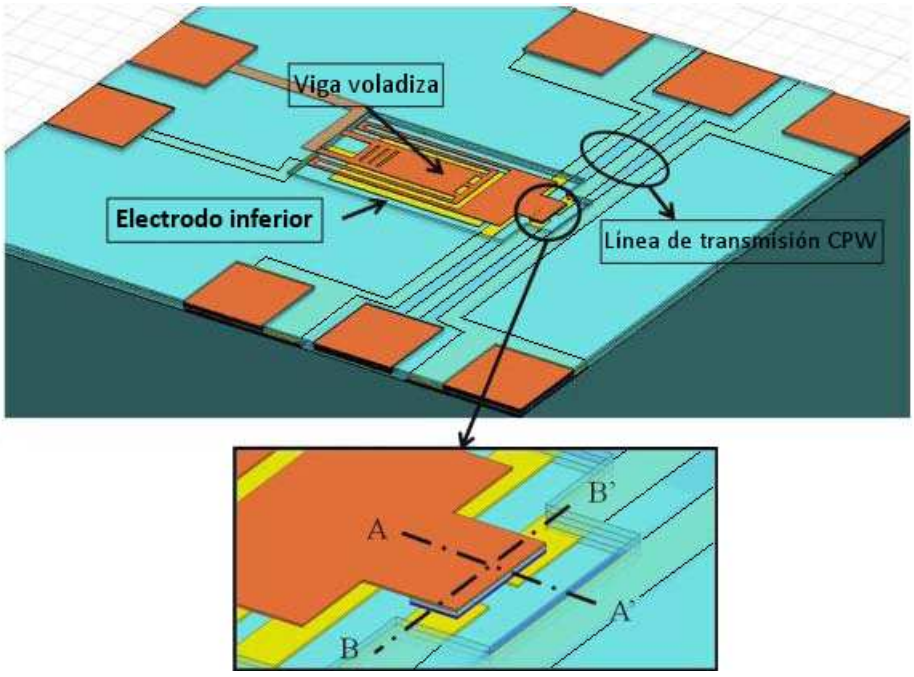


Figura 2.7: *Estructura del interruptor*

ra una conexión paralela sobre una CPW. Presenta un aislamiento alto, bajas pérdidas de inserción, requiere un área pequeña de una oblea y tiene bajos requerimientos de potencia. Está fabricado mediante un proceso CMOS estándar. La viga está formada con aluminio y las capas de sacrificio con oxido de silicio; para separar DC y RF se utiliza dióxido de silicio (SiO_2). Fotografías del proceso de fabricación se muestran en la figura 2.8 y características medidas del interruptor en la tabla 2.4.

Tabla 2.4: *Parámetros interruptor CMOS-MEMS*

Parámetro	**Símbolo**	**Valor**
Voltaje de actuación	V_P	2.8 [V]
Aislamiento	I	-75.8 [dB] a 2.4 [GHz]

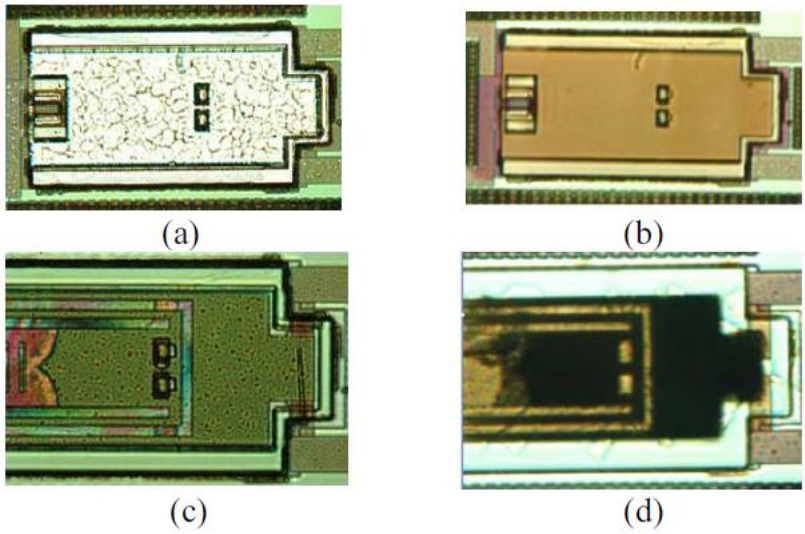


Figura 2.8: *Flujo del proceso de fabricación del interruptor (a) Después de remover el fotorresit, (b) después de atacar el aluminio, (c) después de atacar al SiO_2, (d) interruptor completo*

2.6. Conclusiones

Los interruptores MEMS para RF son una alternativa interesante, a los diodos PIN y a los transistores FET, como elementos de control en una SSF reconfigurable, gracias al sobresaliente desempeño reportado para pérdidas de inserción, aislamiento, consumo de potencia, resistencia de contacto y linealidad.

Las características reportadas presentan valores diferentes entre interruptores, dependiendo del parámetro que se necesite destacar. Por ejemplo, voltajes de actuación bajos están relacionados con bajas velocidades, mientras que voltajes de actuación altos se relacionan con interruptores rápidos y con un mayor factor de calidad de conmutación (parámetro que relaciona los estados abierto y cerrado de un interruptor, capitulo 4.5.2). Se tienen entonces, voltajes entre 2.8 [V] y 100 [V]; aislamientos hasta de -75 [dB] a 2.4 [GHz]; pérdidas de inserción de -0.2 [dB] a 20 [GHz]; impedancias capacitivas en estado abierto de 0.8 [ff] a 20 [GHz] y impedancias resistivas en estado cerrado de 1.7 [Ω]. Los resultados presentados se resumen en la tabla **??**.

Los interruptores que presentan mejores características hacen uso de la actuación electrostática, tienen una membrana/viga voladiza y están fabri-

Tabla 2.5: *Resultados del capítulo*

Interruptor	**Voltaje de actuación [V]**	**Pérdidas de inserción [dB]**	**Aislamiento [dB]**
RF MEMS capacitivo	15-20	-0.2 a 20 [GHz]	NR
RF MEMS de contacto metálico	61	NR	-21 a 6 [GHz]
RF MEMS rotatorio	100	-2.65 a 20 [GHz]	NR
RE MEMS CMOS	2.8	NR	-75.8 a 2.4 [GHz]

*NR= no reportado

cados mediante técnicas de micro maquinado de superficie.

Los puntos débiles de los interruptores RF MEMS en comparación con los interruptores de estado sólido son: la confiabilidad, la velocidad de conmutación, el manejo de potencia y el costo; características suficientes para que los dispositivos basados en semiconductores sean los más utilizados. Sin embargo, el estado del arte de los interruptores MEMS muestra, mediante los artículos estudiados, que se están haciendo grandes esfuerzos para solventar estos puntos débiles.

Referencias

[1] Mohamed Gad-el-Hak, “The MEMS handbook”, CRC Press, 2002

[2] Jack W. Plunkett, “Nanotechnology & MEMS industry almanac 2010”

[3] `http://www.mems-exchange.org/MEMS/fabrication.html`

[4] `http://www.memx.com/technology.htm`

[5] Qun Liu, “RF MEMS switches and integrated switching circuits”, Springer, 2010

[6] G.M. Rebeiz, "RF-MEMS switches – Status of the technology", 12th Int. Conf. on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, pp. 1726-1729, June 8-12, 2003

[7] Persano, A.; Cola, A.; De Angelis, G.; Taurino, A.; Siciliano, P.; Quaranta, F., "Capacitive RF MEMS Switches With Tantalum-Based Materials", Journal of Microelectromechanical Systems, 2011

[8] Patel, C. D.; Rebeiz, G. M., "RF MEMS Metal-Contact Switches With mN-Contact and Restoring Forces and Low Process Sensitivity", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011

[9] Pranonsatit, S.; Holmes, A.S.; Robertson, I.D.; Lucyszyn, S., "Single-Pole Eight-Throw RF MEMS Rotary Switch", Journal of Microelectromechanical Systems, vol.15, no.6, pp.1735-1744, Dec. 2006

[10] Jung-Tang Huang; Yu-Kun Hsu; Yu-Chih Lo; Kuo-Yu Lee; Ching-Kong Chen; Ting-Chiang Tsai, "Design and fabrication of low-insertion loss and high-isolation CMOS-MEMS switch for microwave applications", Microsystems Packaging Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT), 2010 5th International , pp.1-3, 20-22 Oct. 2010

Capítulo 3

Superficies selectivas de frecuencia basadas en anillos metálicos

3.1. Introducción

Las superficies selectivas de frecuencia (SSF) basadas en anillos metálicos funcionan como un filtro paso banda, dejando pasar todas las frecuencias excepto la de resonancia. Tienen pérdidas de inserción bajas, anchos de banda estrechos, soportan polarización circular y presentan una estabilidad buena con respecto al ángulo de incidencia. Agregar aperturas y cargas reactivas al anillo cambia la frecuencia de resonancia permitiendo reubicar la respuesta. En este capítulo se presenta el diseño y simulación de SSF basadas en anillos metálicos para la banda X. En este proceso primero se caracteriza un anillo con frecuencia central de 10 [GHz] y después se agregan aperturas y cargas necesarias para trabajar en la banda completa.

Idealmente, las SSF basadas en anillos metálicos son un arreglo periódico infinito de pequeños anillos de metal colocados sobre un sustrato dieléctrico y separados entre sí una distancia uniforme. Ver figura 3.1.

Por facilidad de análisis, es útil definir "celdas" o bloques de trabajo más pequeños. Definiendo una celda unitaria surgen los parámetros: ancho de la celda d, largo de la celda b, radio interno del anillo r_i, radio externo del anillo r_e, radio medio del anillo $r_m = \frac{(r_i+r_e)}{2}$, grosor del sustrato h y ancho del anillo g. Estos se muestran en la figura 3.2.

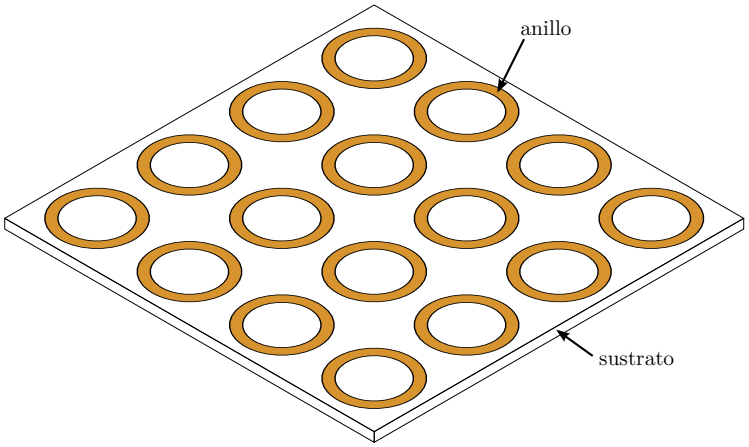
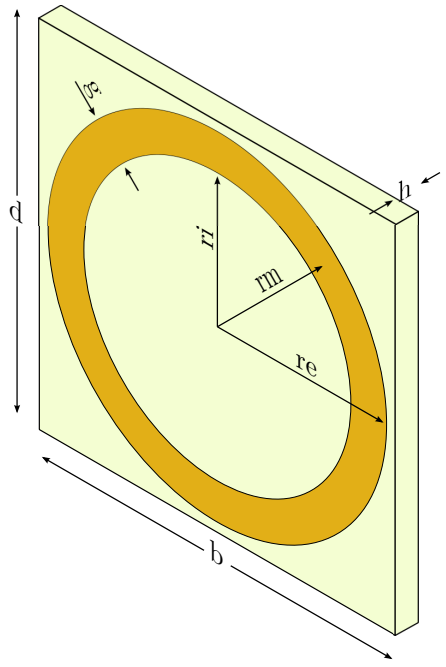


Figura 3.1: *Superficie selectiva de frecuencia (SSF)*



b = largo de la celda
d = alto de la celda
g = ancho del anillo
h = grosor del sustrato
r_e = radio externo del anillo
r_i = radio interno del anillo
r_m= radio medio del anillo

Figura 3.2: *Celda unitaria de la SSF*

3.2. Principio de operación

Los arreglos periódicos infinitos de anillos metálicos forman una SSF ampliamente estudiada. Su propiedad principal es el comportamiento resonante de su coeficiente de transmisión. La resonancia ocurre cuando el radio medio del anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda de la señal incidente; a la frecuencia de resonancia, la SFF no permite el paso de ninguna onda incidente. Por tanto, si se quiere una SSF con respuesta reconfigurable, es necesario cambiar el radio medio del anillo metálico para ajustar la frecuencia de resonancia. Como esto es difícil de lograr en la práctica, el cambio en la frecuencia de resonancia se logra añadiendo aperturas y cargas reactivas (capacitiva, inductiva) a los anillos.

Añadimos dos aperturas a todos los resonadores de anillos metálicos, como se muestra en la figura 3.3, cuya posición angular es igual para todos los resonadores y está determinada por el ángulo γ. Si se hacen incidir ondas planas, perpendiculares al plano de la superficie, se verán afectadas por la presencia de las aperturas. Se inducirán corrientes de microondas cuyo resultado inmediato es el aumento de la frecuencia de resonancia del arreglo. Cambiar la posición angular de las aperturas cambiará también la frecuencia de resonancia del arreglo [1].

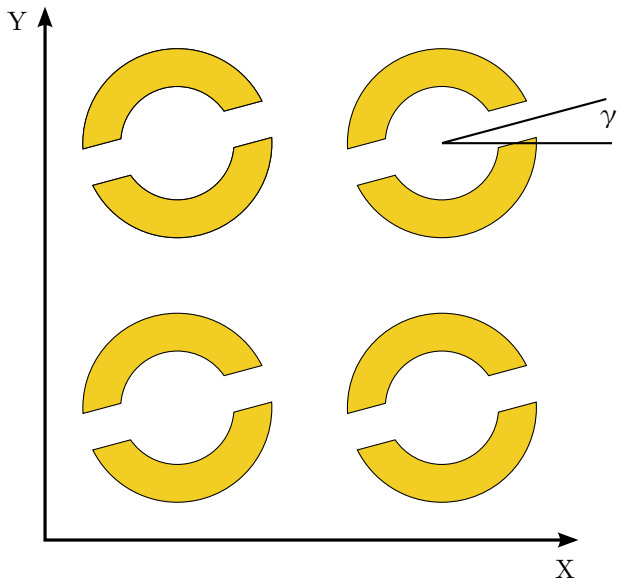
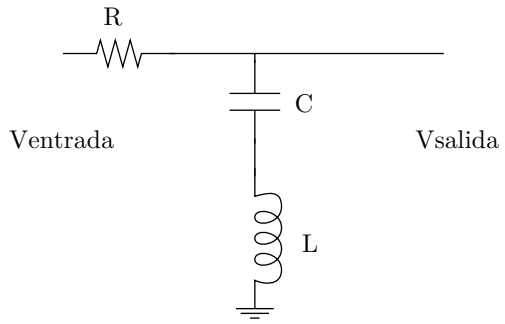


Figura 3.3: *Arreglo periódico infinito de anillos metálicos ranurados*

3.3. Modelo eléctrico de la SSF basada en anillos metálicos

Se obtuvo un modelo eléctrico equivalente analizando la estructura. El anillo metálico es un conductor, por lo que dependiendo de la anchura y longitud de este se tendrá un efecto inductivo; además, se tiene un efecto capacitivo mediante la separación entre los anillos metálicos. Como sabemos que la respuesta de esta estructura es similar a la de un filtro paso banda, los elementos deben estar en serie. Una resistencia de pérdidas, causada por la conductividad finita del metal, completa el modelo, mostrado en la figura 3.4.



$$Frecuencia\,de\,resonancia \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3.1}$$

$$Factor\,de\,calidad \quad Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{3.2}$$

Figura 3.4: *Modelo eléctrico equivalente*

Al poner aperturas en los anillos agregamos un segundo efecto capacitivo en serie para modelar su comportamiento (figura 3.5). Si se agregan cargas reactivas, estas se modelan en paralelo con el capacitor de apertura [2].

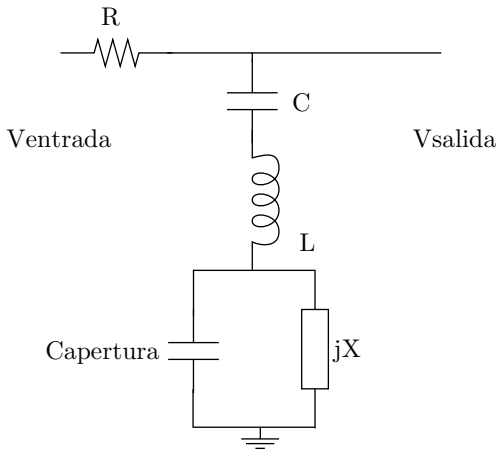


Figura 3.5: *Modelo equivalente con aperturas para SSF*

3.4. Análisis de SSF basadas en anillos metálicos

Dependiendo de las características requeridas para la SSF (frecuencia central, ancho de banda), es necesario considerar una serie de parámetros físicos. La respuesta de una SSF depende de una gran cantidad de variables dentro de las cuales sobresalen el radio medio del anillo, el ancho del anillo, el espesor y permitividad del dieléctrico, la distancia entre elementos, etc [3]. Estos y otros parámetros se estudian a continuación. Para llevar a cabo el estudio se utilizó un software especializado para el análisis de estructuras en el intervalo de las microondas, en el cual se realizaron simulaciones de las superficies propuestas. El programa requiere introducir todos los parámetros que definen la celda unitaria a simular junto con el intervalo de frecuencia de interés. Con estos datos, el software aproxima la solución de las ecuaciones de Maxwell utilizando la técnica de integración finita (FIT).

Se sabe que el radio medio de los anillos metálicos que forman la SSF está relacionado con la longitud de onda (λ_r) a la frecuencia de resonancia mediante la expresión

$$\lambda_r = 2\pi r_m \tag{3.3}$$

Ahora, como se requiere una frecuencia de resonancia de 10 [GHz], se encontró que

$$r_m = \frac{\lambda_r}{2\pi} = \frac{c}{2\pi f_0} = 4.77\,[mm] \tag{3.4}$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío y f_0 es la frecuencia de resonancia.

Con base en el radio medio obtenido, con valores dados por los materiales, tecnología de fabricación y estudios previos [5], se eligieron los valores iniciales de los parámetros a estudiar. Estos se muestran en la tabla 3.1. Los resultados para reflexión (S11) y transmisión (S21) se exponen en la ecuación 3.5 y en la figura 3.6.

Tabla 3.1: *Valores iniciales para el estudio*

(a) *Parámetros variables*

Nombre	**Símbolo**	**Valor**
Radio medio	rm	4.77 [mm]
Ancho del anillo	a	0.1*rm
Distancia entre centros	d	12 [mm]

(b) *Parámetros dados por los materiales y el proceso de fabricación*

Nombre	**Valor**
Espesor del dieléctrico	203 [µm]
Permitividad relativa del dieléctrico	3.38
Espesor del cobre	6 [µm]

$$\begin{array}{c} f_0 = 10.349\,[GHz] \\ B = 7.62\,[GHz] \end{array} \tag{3.5}$$

Aunque la respuesta tiene un valor cercano a la frecuencia de resonancia deseada existe un error de 0.35 [GHz] (3.5 %). Al estar la respuesta total de la superficie influenciada por tantas variables es necesario considerar todas para obtener resultados correctos.

Para estudiar el efecto de estos parámetros, se estudiaron diferentes superficies variando solo uno de estos a la vez.

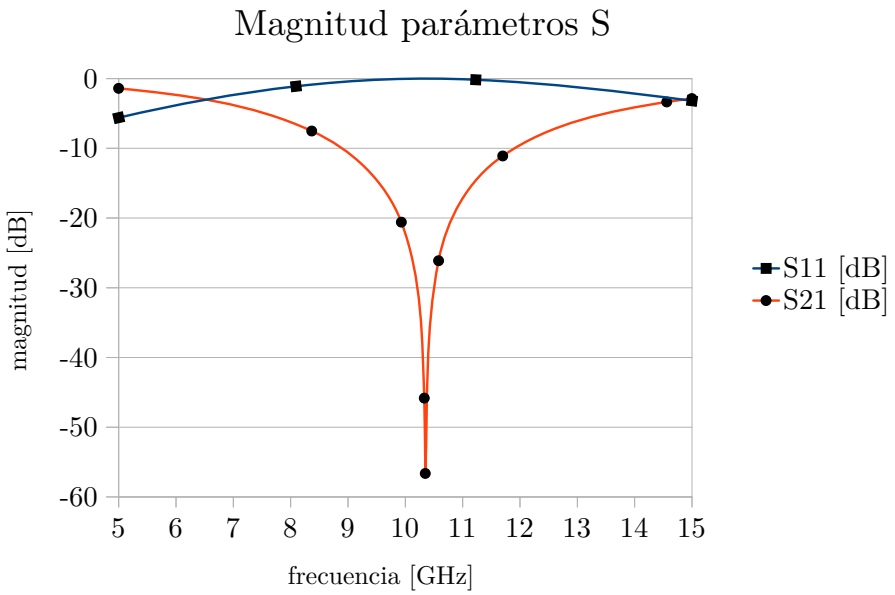


Figura 3.6: *Respuesta para los valores iniciales*

3.4.1. Respuesta de la SSF al cambiar el radio medio

Se tomaron varios valores de radio medio, de los cuales tres son mostrados en la tabla 3.2. Los resultados se muestran en la figura 3.7. Para todas las respuestas, solo se presenta la magnitud del coeficiente de transmisión en decibelios.

Tabla 3.2: *Radio medio*

Radio medio [mm]	**Frecuencia central [GHz]**	**Ancho de banda [GHz]**
3	16.79	4.74
4	13.06	6.7
5	9.42	7.6

Se observa que al disminuir el radio medio, aumenta la frecuencia de resonancia. Esto es claro al observar la ecuación 3.3, donde la longitud de onda de resonancia es directamente proporcional al radio medio. Por tanto, podemos considerar que la frecuencia de resonancia es inversamente proporcional al radio medio.

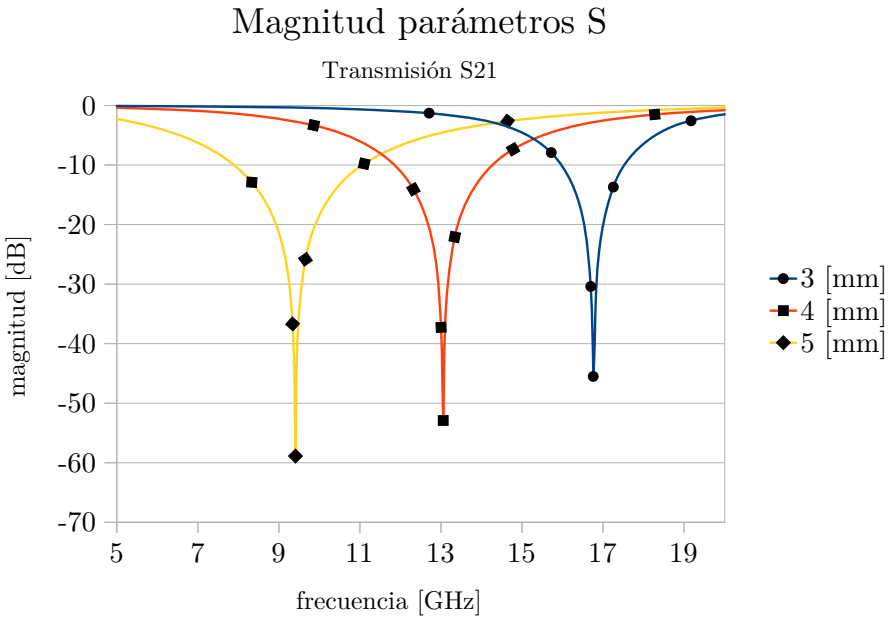


Figura 3.7: *Variación sobre el radio medio*

3.4.2. Respuesta de la SSF al cambiar el ancho del anillo

Se tomaron valores diferentes para el ancho del anillo (g), tabla 3.3. La respuesta se muestra en la figura 3.8.

Tabla 3.3: *Ancho del anillo*

Ancho del anillo	Frecuencia central [GHz]	Ancho de banda [GHz]
0.5*rm	9.8	5.64
1*rm	10.36	7.7
1.5*rm	10.7	9.46

Se observa que, al aumentar el ancho del anillo, aumenta la frecuencia de resonancia y aumenta el ancho de banda; esto se explica mediante las variaciones en la inductancia y capacitancia del sistema. Además, se observa que las pérdidas de inserción disminuyen, debido a que al aumentar el área metálica, las pérdidas resistivas disminuyen.

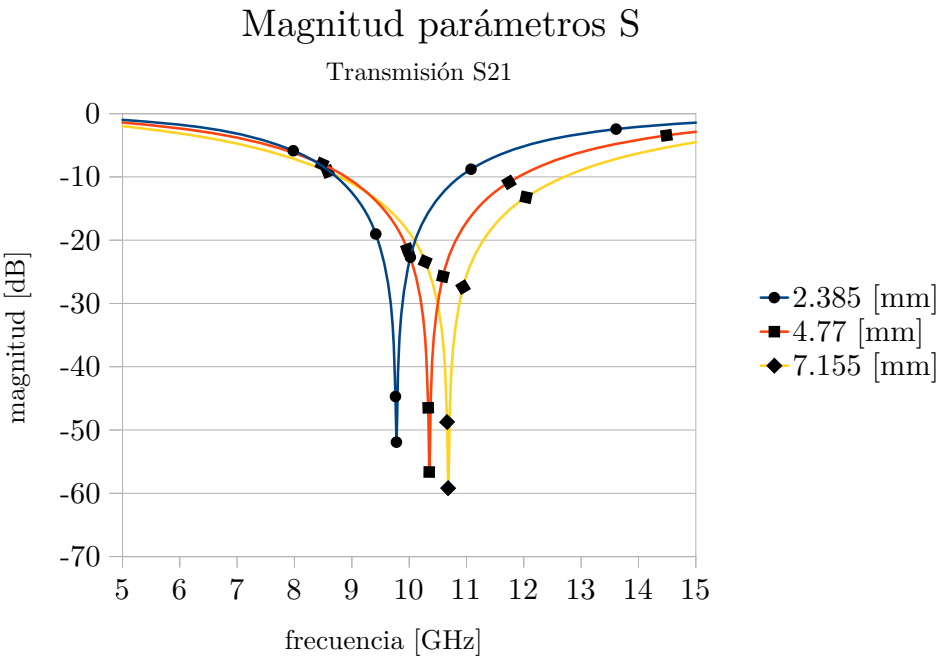


Figura 3.8: *Variación sobre el ancho del anillo*

3.4.3. Respuesta de la SSF al cambiar el espesor de la capa metálica

Variar el grosor del cobre no produjo ningún cambio notable en la respuesta. Esto se debe al efecto piel, el cual causa que la corriente fluya solo en una delgada capa del material. Para los procesos de fabricación y materiales disponibles, el espesor del cobre es mucho mayor que la capa en que fluye la corriente, por lo que este parámetro no es útil para el ajuste de la respuesta.

3.4.4. Respuesta de la SSF al cambiar la permitividad del sustrato

Para dar soporte mecánico a la estructura es necesario el uso de un sustrato. Los sustratos se fabrican con materiales dieléctricos (para evitar pérdidas por conducción) con permitividades relativas altas.

Como la velocidad de una onda electromagnética es inversamente proporcional a la permitividad del medio, $v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}$; y la frecuencia es inversamente proporcional a la longitud de onda, $f = \frac{v}{\lambda}$; podemos decir que la frecuencia es

inversamente proporcional a la permitividad del medio, $f \sim \frac{1}{\varepsilon_r}$. Esto quiere decir que al aumentar la permitividad del sustrato disminuye la frecuencia de resonancia.

Para estudiar el efecto, se simuló la superficie sobre sustratos con distintas permitividades, tabla 3.4. Los resultados se muestran en la figura 3.9.

Tabla 3.4: *Permitividad del sustrato*

Permitividad del dieléctrico	**Frecuencia central [GHz]**	**Ancho de banda [GHz]**
1	11.7	2.87
2	11.01	3.01
3	10.5	3.01
4	10.13	2.92

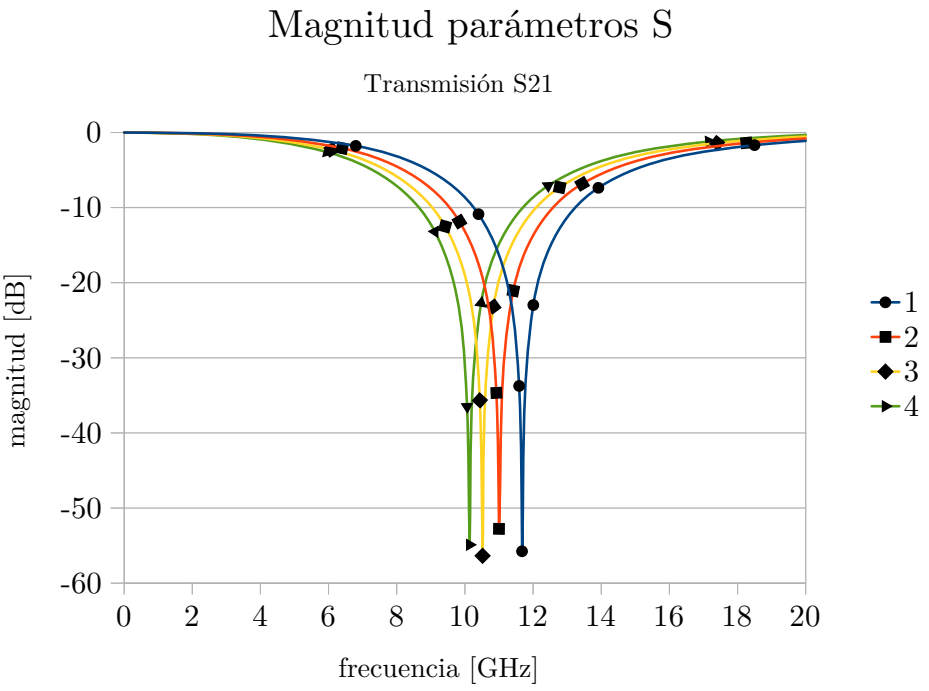


Figura 3.9: *Variación de la permitividad del sustrato*

3.4.5. Respuesta de la SSF al cambiar el espesor del sustrato

Otro parámetro importante para considerar es el espesor del sustrato. Los valores calculados para este parámetro se muestran en la tabla 3.5 y la respuesta obtenida en la figura 3.10.

Tabla 3.5: *Espesor del sustrato*

Espesor del sustrato [mm]	Frecuencia central [GHz]	Ancho de banda [GHz]
0.1	11.12	9.54
0.2	10.68	9.38
0.3	10.36	9.19
0.4	10.06	8.98

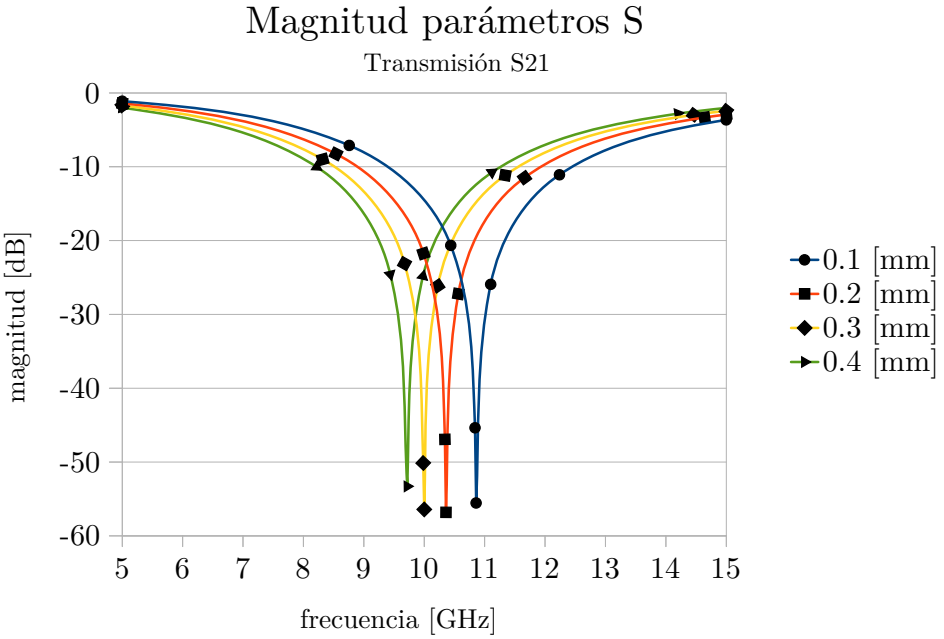


Figura 3.10: *Variación sobre el grosor del sustrato*

Al aumentar el ancho del sustrato, la frecuencia central disminuye. Esto debe tenerse en mente al decidir el sustrato a utilizar, pues el espesor es un parámetro que no se puede cambiar.

3.4.6. Respuesta de la SSF al cambiar la distancia entre elementos

Para estudiar este parámetro se optó por conservar la simetría de la celda unitaria, considerando los parámetros ancho y largo iguales. Se modificó el tamaño de la celda tomando los valores mostrados en la tabla 3.6. La respuesta se muestra en la figura 3.11.

Tabla 3.6: *Distancia entre elementos*

Distancia entre centros [mm]	Frecuencia central [GHz]	Ancho de banda [GHz]
10.5	8	13.62
12	10.84	8.9
13.5	11.39	6.83

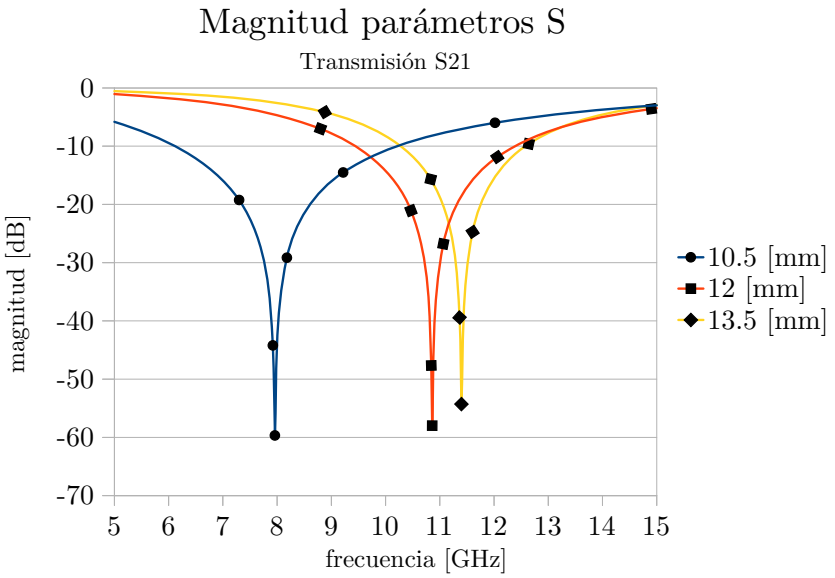


Figura 3.11: *Variación en la distancia entre anillos*

Al aumentar la distancia, la capacitancia entre anillos disminuye, lo que en conformidad con el modelo, hace que la frecuencia central aumente. Este cambio en la capacitancia también es responsable de la variación en el ancho de banda.

3.4.7. Respuesta de la SSF al cambiar la posición de los elementos

La disposición que tengan los anillos metálicos sobre la SSF también tiene influencia sobre la respuesta de ésta. Todas las posiciones que tomen los anillos en un arreglo periódico se definen extendiendo el concepto de "celda" hacia el de "celda angulada". Para formar estas nuevas celdas, basta pasar de la celda rectangular a una celda romboide. Para esto es útil definir el ángulo ϑ, el cuál puede tomar valores entre 45 y 90°, figura 3.12.

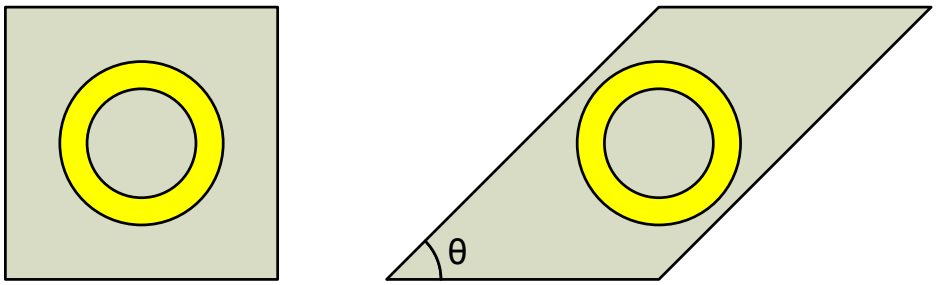


Figura 3.12: *Celda rectangular y celda angulada*

La introducción de esta nueva celda mantiene constantes los parámetros ancho (b) y alto (d) pero cambian la distancia entre elementos.

Para este estudio se tomaron diversos valores de ϑ, con lo que se obtuvo la respuesta expuesta en la figura 3.13.

La respuesta a la frecuencia de trabajo de la SSF no se modifica con la introducción del ángulo a la celda unitaria; sin embargo, las frecuencias de resonancia no deseadas, a mayores frecuencias, se ven alteradas. Al agregar ángulo a las celdas unitarias, la equivalencia entre las respuestas para las polarizaciones transversal eléctrico (TE) y transversal magnético (TM) se pierde, por tanto, el análisis para cada polarización debe hacerse de forma independiente.

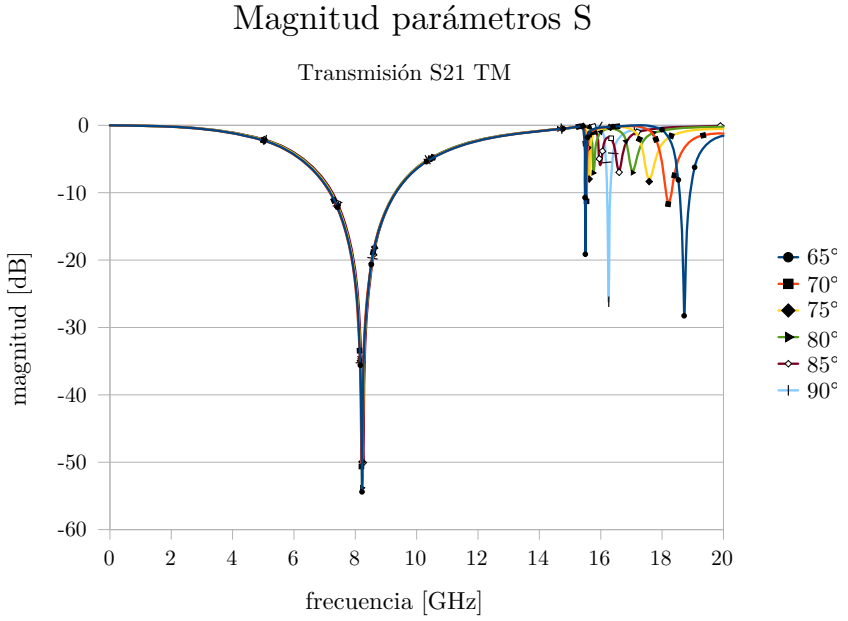


Figura 3.13: *Variación sobre el ángulo de la celda unitaria*

3.5. Respuestas no deseadas en las SSF basadas en anillos metálicos

Además de la primera frecuencia de resonancia, las superficies selectivas de frecuencia basadas en resonadores de anillos metálicos tienen varias frecuencias de resonancia no deseadas a frecuencias mayores. Estas respuestas se muestran en la figura 3.14, en donde se realizó un barrido en frecuencia amplio para mostrar este efecto.

Aunque la mayoría de las frecuencias de resonancia no deseadas están fuera de la banda de interés, la primera respuesta no deseada podría interferir con la respuesta principal. Por tanto, se estudió como minimizar los efectos de esta respuesta indeseada sin modificar la respuesta principal. Desafortunadamente, los parámetros que definen el comportamiento de las respuestas no deseadas son los mismos que los usados para encontrar la respuesta principal, lo que complica el diseño. Además, se estudió el efecto de añadir placas metálicas a la SSF con el objetivo de eliminar las respuestas no deseadas.

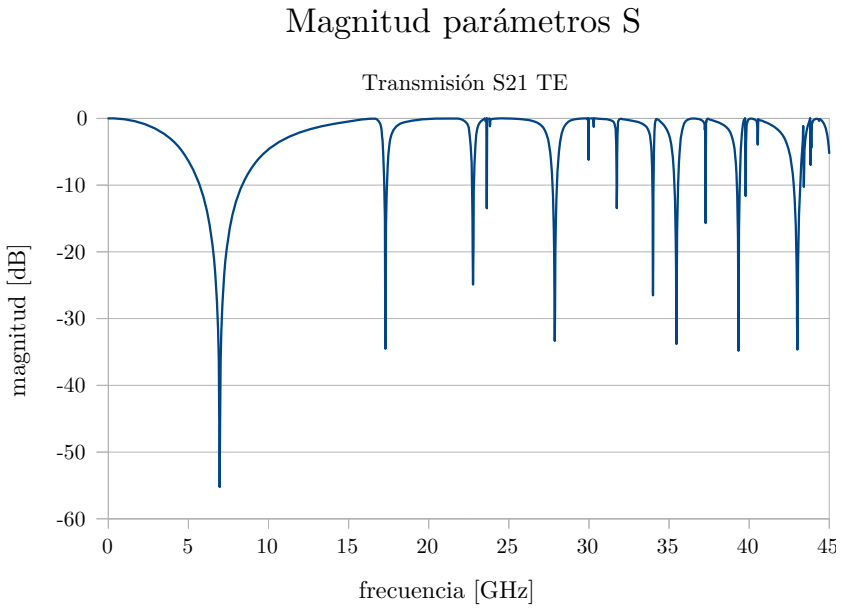


Figura 3.14: *Barrido de frecuencia extendido*

3.5.1. Efecto del radio medio en la respuesta no deseada

Se comenzó con un anillo con el radio máximo permitido por la celda y se fue reduciendo su tamaño para estudiar el efecto del radio medio sobre la primera respuesta no deseada. El disminuir el radio medio disminuye la distancia entre la respuesta principal y la primera respuesta no deseada; la diferencia máxima se obtiene cuando se tiene el mayor radio posible. Al disminuir el radio, la primera señal no deseada se desplaza hacia frecuencias mayores reduciendo su tamaño; la frecuencia de la respuesta se incrementa de forma no lineal hacia una frecuencia máxima en la que la magnitud se iguala a cero. Si el radio se continúa disminuyendo, la primera respuesta no deseada empezará a aumentar de tamaño y volverá a desplazarse hacia frecuencias más altas. Ese comportamiento se presenta en la figura 3.15.

El radio medio puede entonces cambiarse por al menos dos valores, obteniendo distancias máximas entre la respuesta principal y las respuestas no deseadas como se expone en la tabla 3.7.

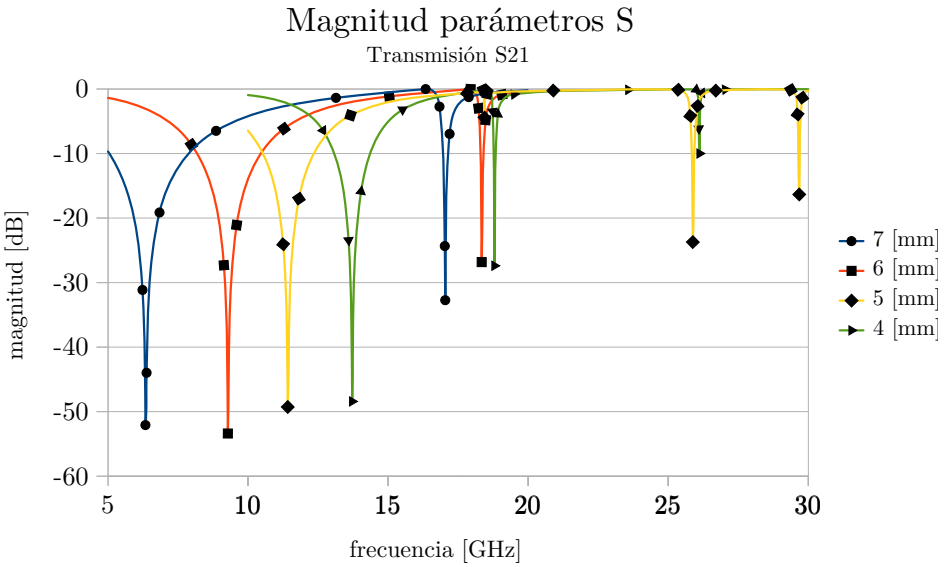


Figura 3.15: *Variación sobre el radio medio y su efecto en las respuestas no deseadas.*

Tabla 3.7: *Variación sobre el radio medio y su efecto en las respuestas no deseadas.*

Radio medio [mm]	Magnitud de la primera respuesta no deseada [dB]	Distancia hacia la primera respuesta no deseada [GHz]	Distancia hacia la segunda respuesta no deseada [GHz]
7.125	26.58	10.884	16.92
7	32.76	10.70	16.42
6.5	29.05	10.02	15.56
6	26.95	9.06	15.44
5.5	26.74	8.04	14.43
5	4.36	7.02	13.476
4.5	4.08	6.00	13.52
4	27.40	5.08	12.46
3.5	38.19	4.34	< 15

3.5.2. Efecto del ancho del anillo en la respuesta no deseada

Se varió el ancho del anillo, en cuatro pasos, en el intervalo de frecuencia de interés. Se encontró que modificar el ancho del anillo no permite eliminar la primera respuesta no deseada y el efecto sobre esta es casi nulo, aunque permite separarlas ligeramente. A menor ancho del anillo mayor la distancia entre la respuesta de interés y la primera respuesta no deseada. La gráfica encontrada se presenta en la figura 3.16.

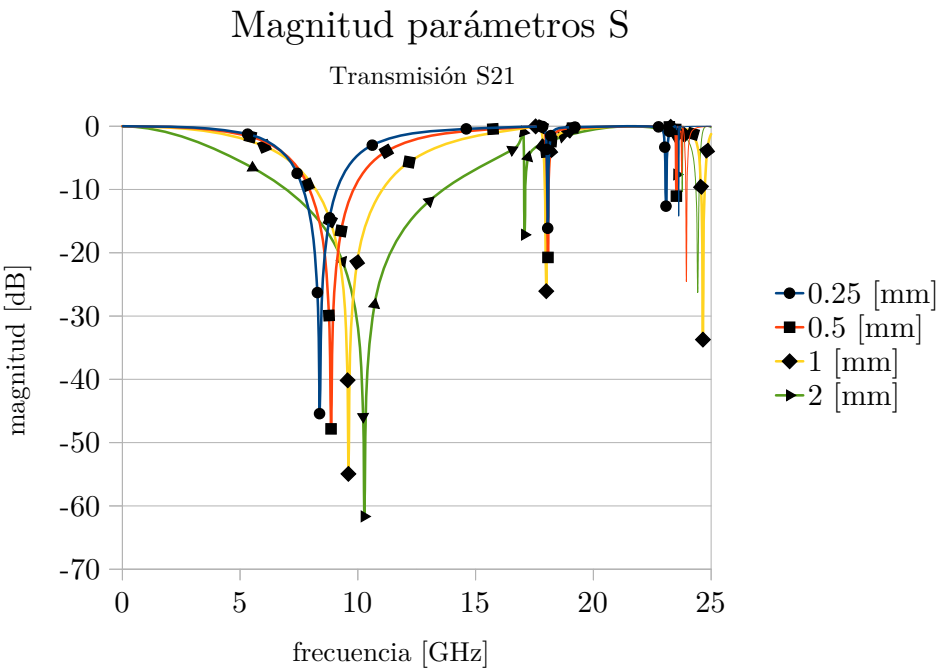


Figura 3.16: *A menor ancho del anillo mayor la distancia entre la respuesta de interés y la primera respuesta no deseada*

3.5.3. Efecto de la distancia entre elementos en la respuesta no deseada

Para estudiar este parámetro se consideraron varias distancias entre elementos, medidas desde el centro de los anillos, considerando celdas cuadradas. Parte de los resultados se muestra en la figura 3.17. La diferencia en frecuencia máxima entre la respuesta principal y la primera respuesta no deseada

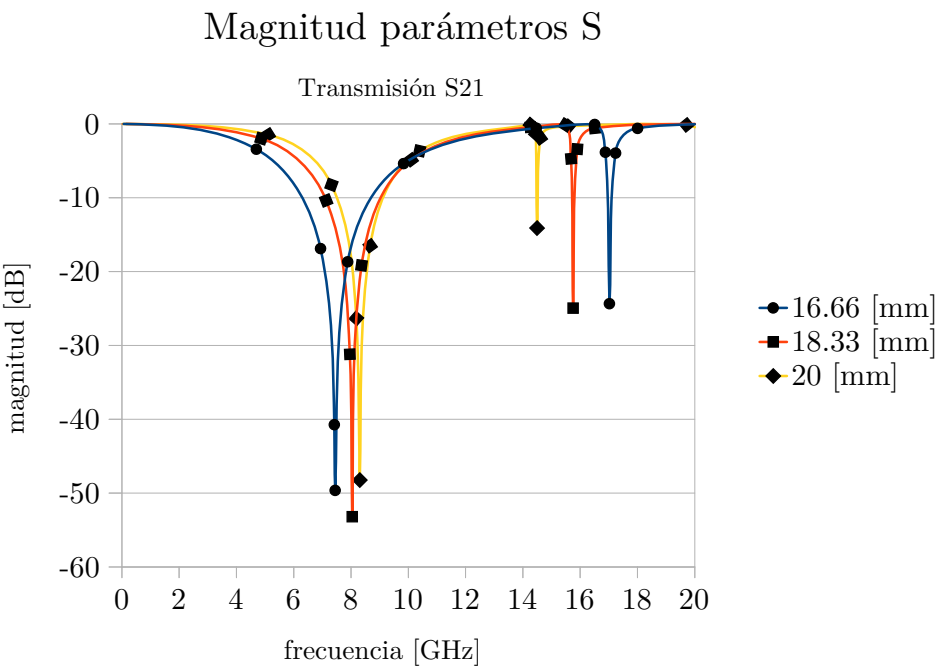


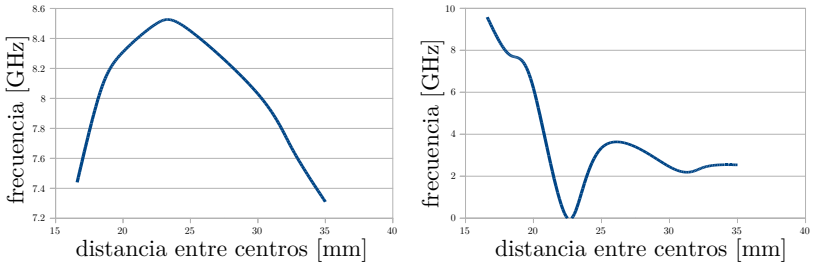
Figura 3.17: *Aumentar la distancia entre elementos "acerca" las respuestas no deseadas a la respuesta principal*

se tiene cuando la distancia entre elementos es mínima; sin embargo, si la distancia entre elementos continúa aumentando, la respuesta no deseada se unirá a la respuesta principal volviéndose la segunda respuesta no deseada la más próxima, figura 3.18. Este comportamiento es útil cuando sea necesario un espacio grande entre los anillos en la superficie, por ejemplo, cuando se incluyan elementos de polarización.

3.5.4. Efecto del tamaño de celda unitaria en la respuesta no deseada

Variar la distancia entre elementos provoca un cambio en la salida, similar al obtenido al modificar el radio medio, pues en los dos la distancia entre elementos se altera. Con esto en mente se decidió cambiar el tamaño de la celda unitaria en conjunto; es decir, se variaron juntos el radio medio y la distancia entre elementos. Los resultados se muestran en la figura 3.19.

El reducir el tamaño de la celda unitaria aumenta la distancia entre la



(a) *frecuencia de la primera respuesta no deseada*

(b) *diferencia en frecuencia entre la respuesta principal y la primera respuesta no deseada*

Figura 3.18: *Variación de la respuesta no deseada dependiente de la distancia entre elementos*

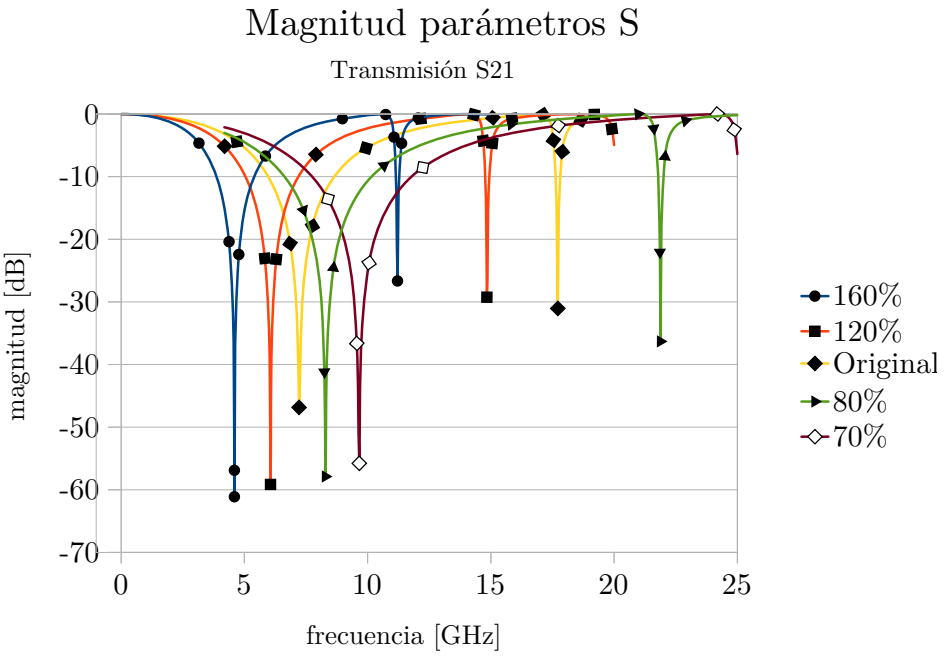


Figura 3.19: *Variación en el tamaño de la celda unitaria.*

respuesta principal y la primera respuesta no deseada de forma casi lineal, figura 3.20.

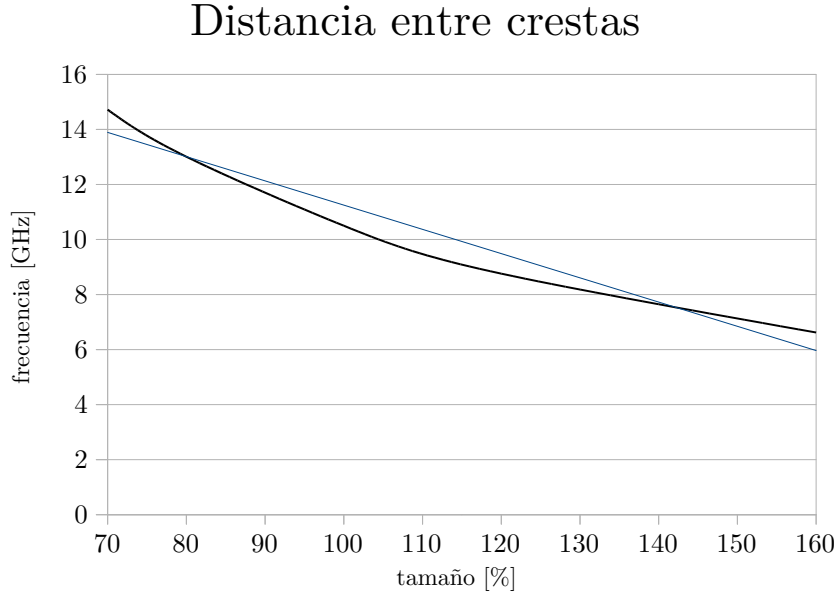


Figura 3.20: *Distancia entre respuesta principal y 1ra no deseada*

3.5.5. Efecto de añadir placas metálicas en la respuesta no deseada

Es bien sabido que las SSF complementarias tienen respuestas recíprocas, es decir, un anillo metálico permite la transmisión de señal excepto a la frecuencia de resonancia mientras que ranuras anulares sobre una placa metálica bloquean toda transmisión excepto a la frecuencia de resonancia. Si la SSF basada en anillos metálicos se sobrepone en una placa metálica con ranuras anulares con frecuencia de resonancia igual a la frecuencia de resonancia de la primera respuesta no deseada, se obtendrá una respuesta libre de resonancias indeseadas.

Al sobreponer las superficies surgen nuevos parámetros: radio interno, de la placa metálica circular que queda dentro del anillo, y radio externo, del círculo de la ranura sobre la placa metálica exterior. El radio medio de la ranura será por tanto el promedio del radio interno y del radio externo. Estos parámetros se muestran en la figura 3.21.

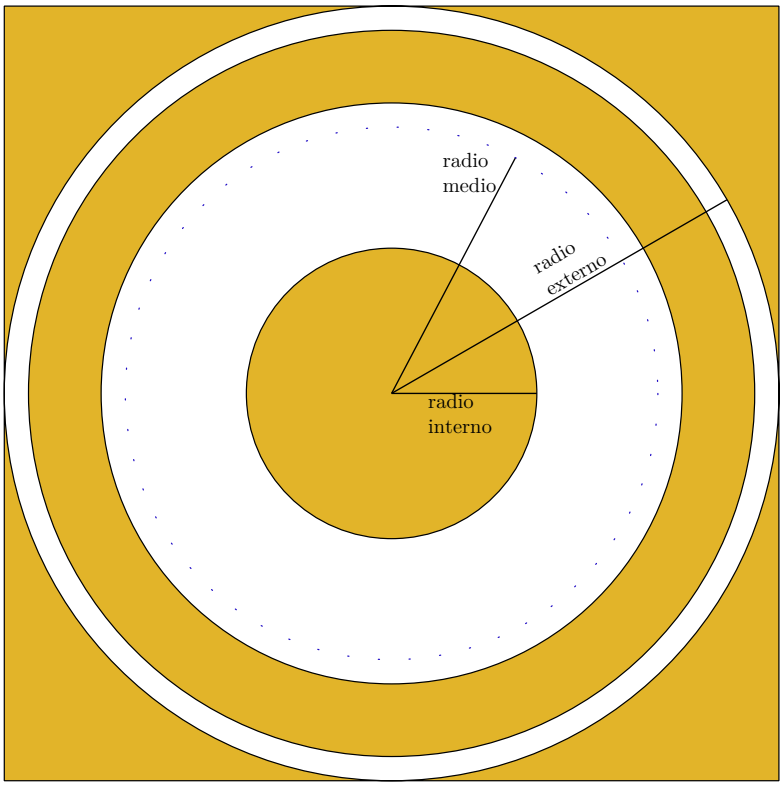


Figura 3.21: *SSF sobrepuestas*

El estudio se realizó cambiando el valor del radio externo y del radio interno por separado. Se encontró que el radio externo modifica la respuesta a frecuencias menores a la de resonancia mientras que el radio interno está relacionado con la respuesta a frecuencias mayores a la de resonancia. Los resultados se muestran en las figuras 3.22 y 3.23.

El agregar el anillo metálico a una superficie basada en ranuras anulares reduce el ancho de banda de la respuesta principal; para maximizarla es necesario tomar un radio externo máximo que no seccione la placa metálica. Para celdas cuadradas se expresa como $b = d \geq r_{externo}$. Con el valor del radio externo fijo, el radio interno puede variarse hasta encontrar la respuesta óptima.

Una ventaja añadida, debida a sobreponer las superficies, es que la placa metálica externa puede utilizarse para polarizar dispositivos activos que se coloquen en la superficie.

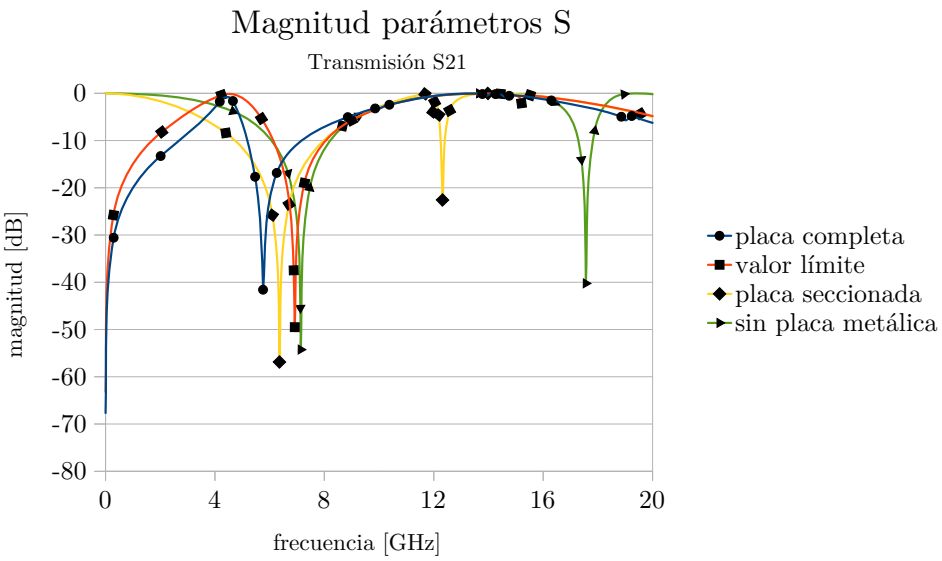


Figura 3.22: *Cambio en el radio externo*

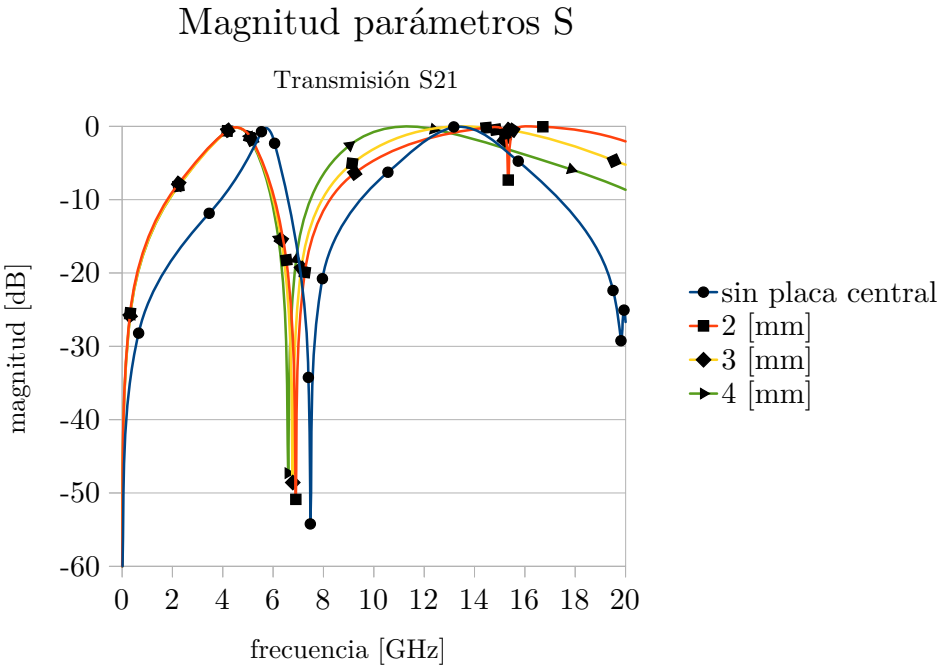


Figura 3.23: *Cambio en el radio interno*

3.6. SSF basadas en anillos metálicos con aperturas

Como se ha demostrado [6], el agregar aperturas o "cortes" al anillo modifica la frecuencia de resonancia. Dependiendo de la posición de estos elementos la respuesta será diferente; se estudian dos tipos de aperturas: las aperturas radiales, en las que el anillo se secciona mediante un corte con forma cilíndrica generando dos o más anillos delgados; y las aperturas axiales, en las que se remueven sectores circulares o secciones rectangulares formando sectores cilíndricos usualmente en pares.

3.6.1. SSF basadas en anillos metálicos con aperturas axiales

Como se mostró mediante el modelo equivalente, el agregar aperturas axiales modificará la respuesta de la superficie de manera similar a como cambiaría al aumentar la capacitancia; el valor de esta capacitancia depende de varios parámetros: ancho (c) o ángulo (β), posición relativa, número de cortes (n) y ángulo entre aperturas (φ), figura 3.24.

Agregar cualquier elemento axial (apertura, carga reactiva) al anillo hace que la simetría se pierda y sea necesario considerar la respuesta a la polarización TE y la respuesta a la polarización TM. Se utilizan estas polarizaciones para el estudio de las SSF basadas en anillos metálicos a pesar de que estas trabajan con polarización circular, ya que el análisis es más sencillo y el cambio hacia la polarización circular trivial.

3.6.1.1. SSF basada en anillos metálicos con una apertura

Se agregó una apertura rectangular (n = 1, $\varphi = 0$) de ancho igual a 1 [mm] a la SSF propuesta y se cambió su posición relativa de 0° a 90° en cuatro pasos. La respuesta obtenida se muestra en la figura 3.25.

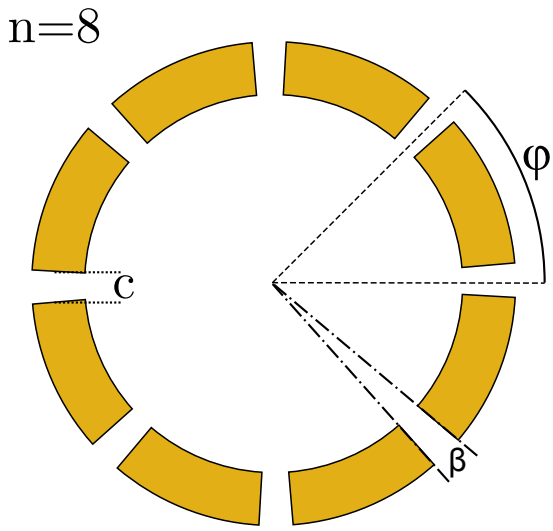


Figura 3.24: *Parámetros aperturas axiales*

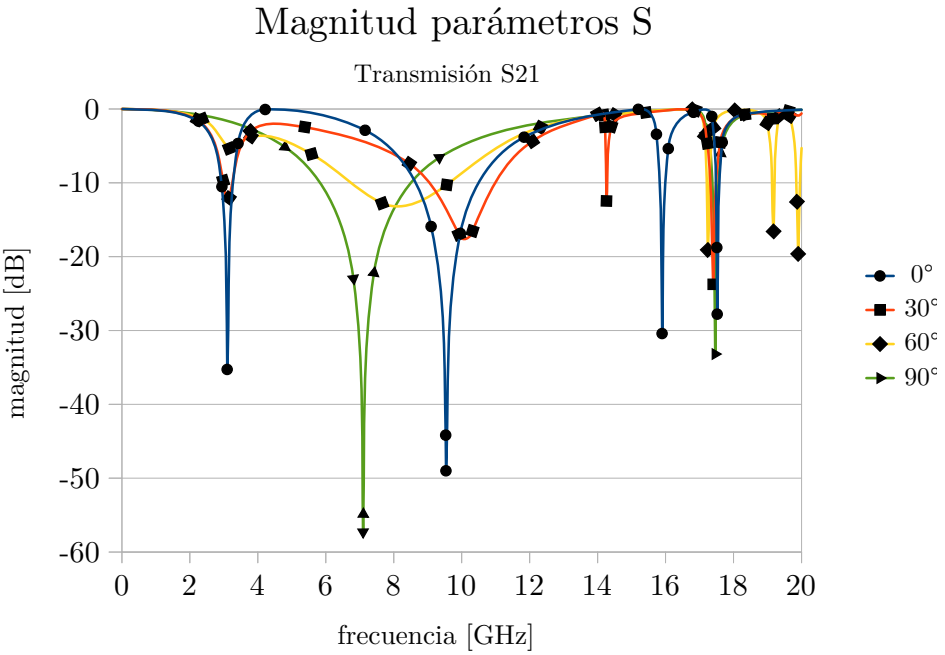


Figura 3.25: *Anillo metálico con una apertura*

3.6.1.2. SSF basada en anillos metálicos con dos aperturas

Un anillo metálico con dos aperturas de 0.1 [mm] separadas $\varphi = 180$ ° presenta el comportamiento mostrado en la figura 3.26.

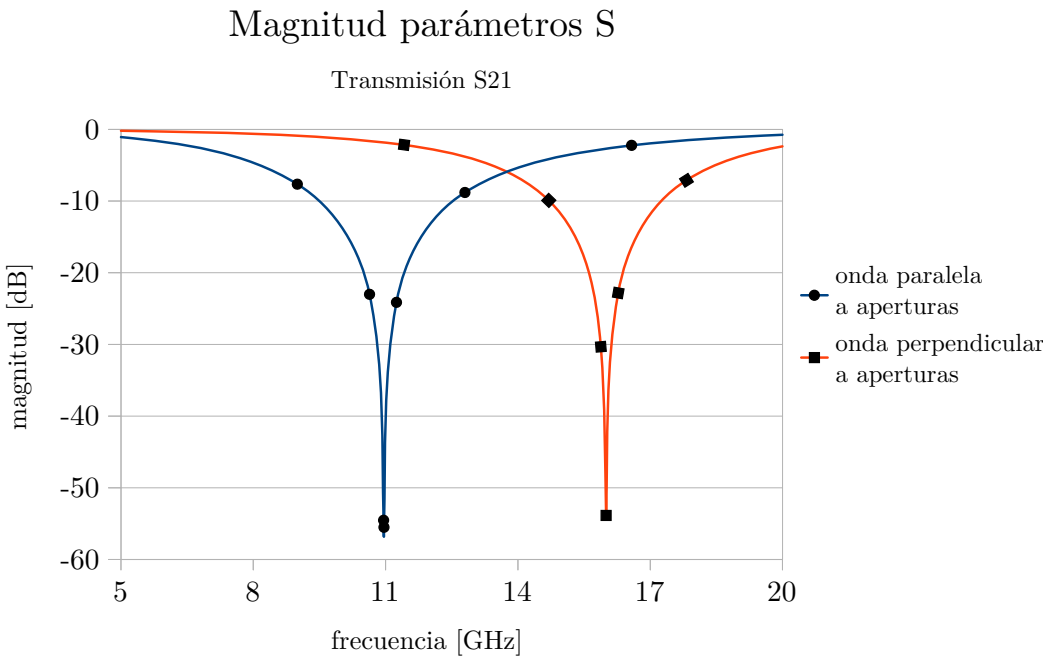


Figura 3.26: *Anillo metálico con dos aperturas*

Se observa que para la polarización paralela a las aperturas el cambio de frecuencia es mínimo, mientras que para la perpendicular el cambio es máximo. Este caso es interesante, pues a diferencia del anillo con solo una apertura las respuestas TE y TM tienen la misma forma pero tienen frecuencias de resonancia diferentes. Esto quiere decir que si la posición relativa de los cortes pasa de 0° a 90° la respuesta pasará de la frecuencia mínima a la frecuencia máxima, figura 3.27.

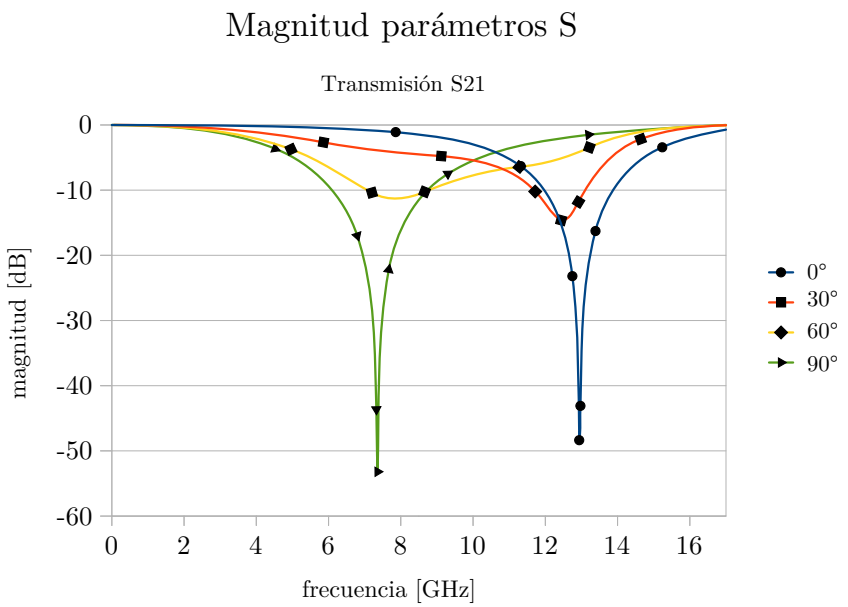


Figura 3.27: *Variación de la posición relativa de dos aperturas en un anillo metálico*

3.6.1.3. SSF basada en anillos metálicos con más aperturas

El agregar varias aperturas ofrece dos ventajas principales. La primera es que si las aperturas se colocan adecuadamente se obtiene la misma respuesta para las polarizaciones TE y TM; la segunda y más importante es que si se coloca un dispositivo de control entre las aperturas es posible simular un cambio en la posición relativa de las aperturas obteniendo una respuesta parecida a la presentada en la figura 3.27. Mientras más aperturas se tengan, más valores intermedios de frecuencia son obtenibles.

Sin embargo, no es posible añadir aperturas indefinidamente. Como cada apertura es equivalente a añadir carga capacitiva al anillo, al añadir más aperturas la frecuencia de resonancia de la superficie se mueve más y más. Este efecto se muestra en la figura 3.28.

Para solucionar este inconveniente se debe rediseñar el anillo para trabajar en la frecuencia adecuada con la carga de aperturas deseada o se debe variar el ancho de las aperturas para entregar siempre el mismo valor de capacitancia.

Para estudiar el efecto del ancho de las aperturas, se varió el ancho de cuatro aperturas separadas 90° en un anillo metálico. La respuesta encontrada se presenta en la figura 3.29.

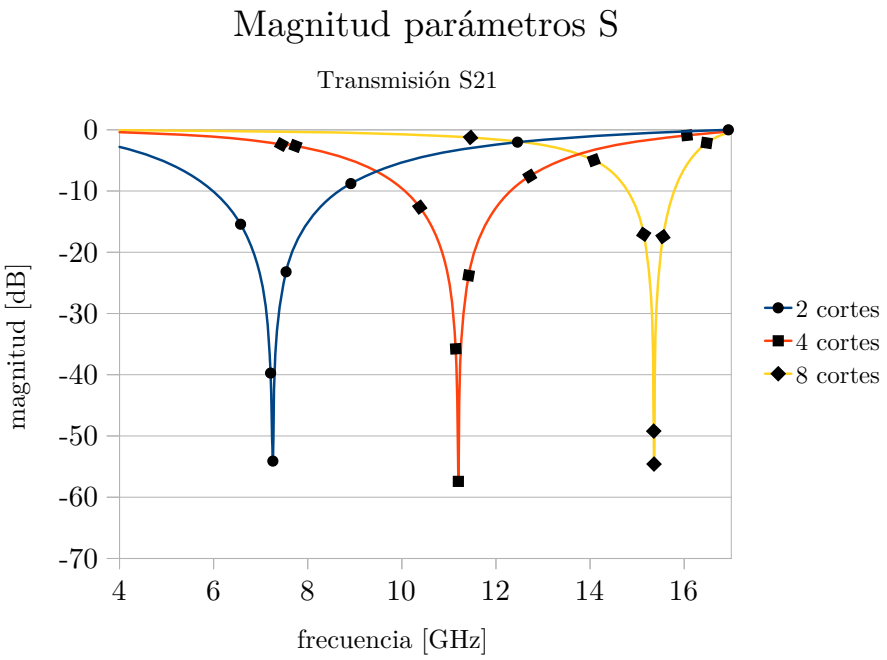


Figura 3.28: *Anillos con varias aperturas, c = 0.25 [mm]*

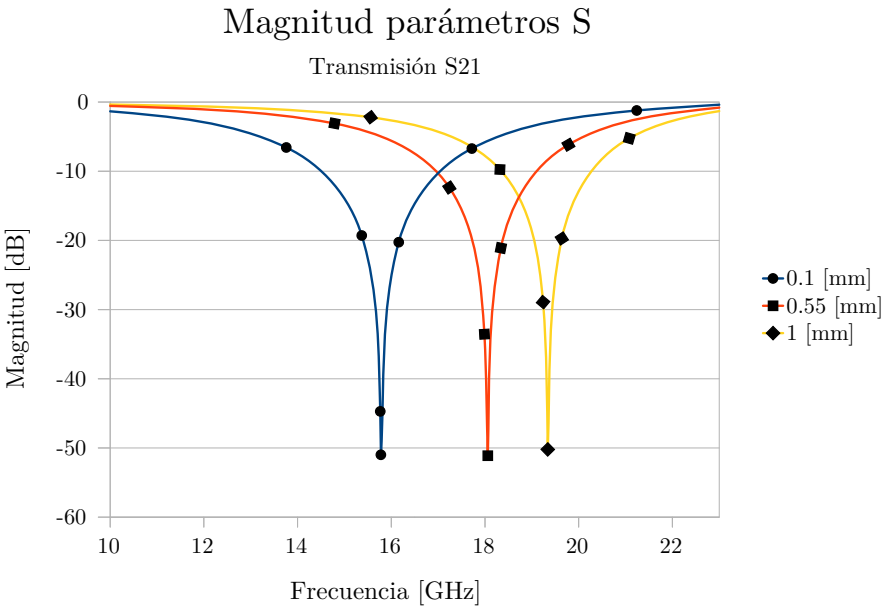


Figura 3.29: *Variación ancho de apertura*

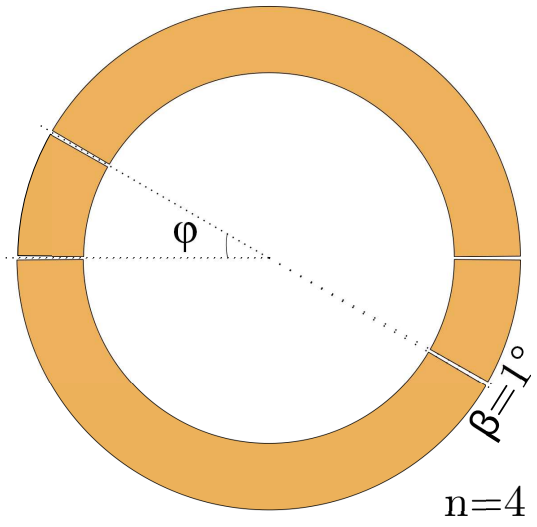
El aumentar el ancho de las aperturas provoca un aumento en la frecuencia de resonancia. El desplazamiento de la frecuencia de resonancia se entiende fácilmente con ayuda del modelo eléctrico. El agregar ranuras al anillo es equivalente a agregar cargas capacitivas; variar el ancho del anillo es equivalente a variar la capacitancia agregada. Es de esperarse por tanto, que el agregar más ranuras añadirá más carga al anillo y por tanto desplazará más la frecuencia; o que para mantener la misma frecuencia de resonancia al agregar más ranuras se deben reducir en ancho.

El último parámetro por estudiar es el ángulo entre elementos. Para esto se propone un anillo con cuatro aperturas de $\beta = 1$ [°], dos estarán fijas mientras que las otras dos se harán girar. Se obtuvo para la polarización paralela a los elementos fijos los resultados mostrados en la figura 3.30 y en la tabla 3.8.

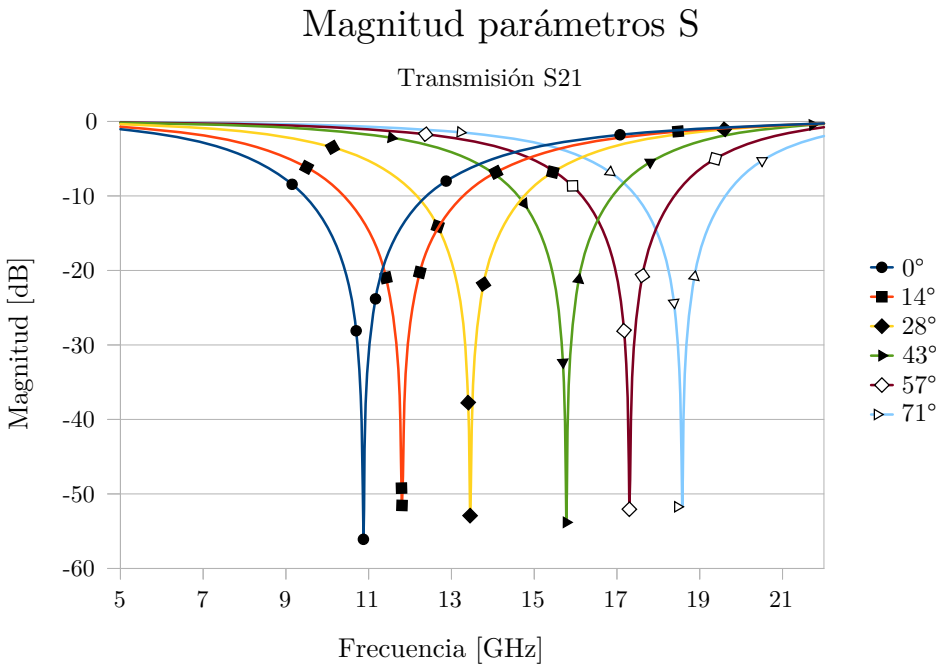
Tabla 3.8: *Variación ángulo entre aperturas*

Ángulo entre aperturas	**Frecuencia central [GHz]**	**Ancho de Banda [GHz]**
0	10.86	7.72
14	11.8	7.66
28	13.46	7.3
42	15.79	6.96
57	17.34	7.04
71	18.57	6.66
85	17.44	6.9

La respuesta es muy similar a la obtenida para la rotación de todos los elementos aunque con un desplazamiento menos uniforme. Esto demuestra que combinando diferentes pares de aperturas se pueden obtener más frecuencias de resonancia que si solo simulamos movimiento de dos aperturas.



(a) *Esquema*



(b) *Respuesta*

Figura 3.30: *Variación ángulo entre aperturas*

3.6.2. SSF basada en anillos metálicos con aperturas radiales

El agregar una apertura radial a un anillo causará un efecto diferente al generado por las aperturas axiales. La respuesta se verá formada por los efectos de dos anillos diferentes cuyo radio medio será el del nuevo segmento. Los parámetros más influyentes en la respuesta son los mismos que definen a los anillos metálicos: radio medio y ancho de los cortes, ver figura 3.31.

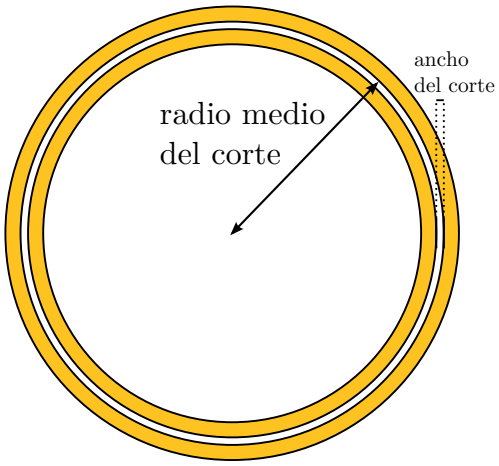


Figura 3.31: *Anillo con una apertura radial*

3.6.2.1. SSF basada en anillos metálicos con una apertura radial

La respuesta en frecuencia para un anillo metálico con una apertura radial se muestra en la figura 3.32. En esta se muestra también la respuesta del mismo anillo sin ranura con propósitos de comparación.

La nueva respuesta tiene dos frecuencias de resonancia, cuya posición dependerá del nuevo radio medio que se forme por el corte. Anillos cortados que originalmente fueran muy delgados entregarán respuestas cercanas entre sí, mientras que anillos gruesos entregarán respuestas más separadas. Una forma de obtener respuestas más separadas es agregar cortes axiales a alguno de los segmentos del anillo original, con el propósito de cargarlo capacitivamente y aumentar su frecuencia de resonancia.

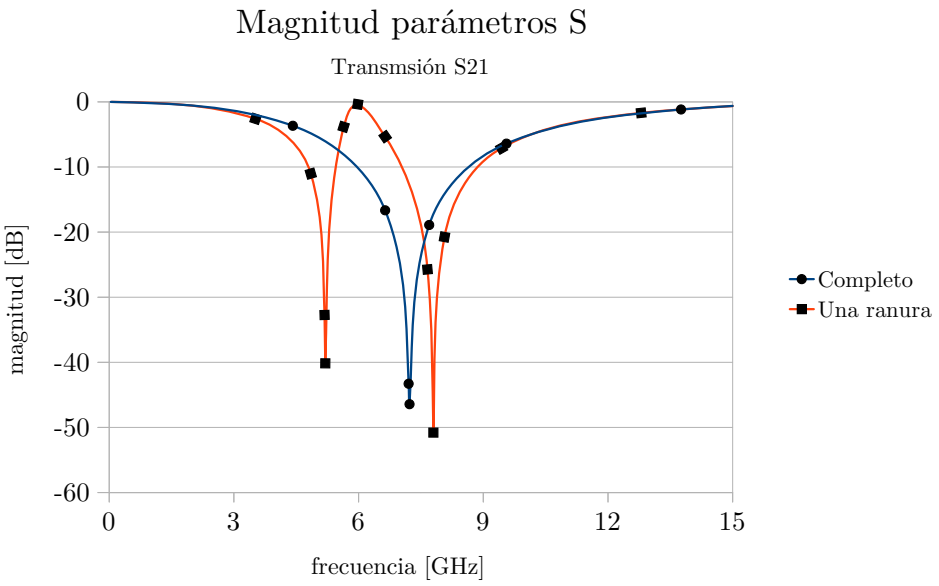


Figura 3.32: *Respuesta para anillo con apertura radial*

3.6.2.2. SSF basada en anillos metálicos con varias aperturas radiales

Se estudió también el efecto de varios cortes radiales sobre anillos metálicos. Se agregaron 2, 3 y 4 cortes de 0.1 [mm] a un anillo metálico asegurando que los nuevos anillos formados tuvieran el mismo ancho. La respuesta se muestra en la figura 3.33.

Para todos los casos la respuesta está formada por una frecuencia de resonancia principal y varias pequeñas frecuencias de resonancia cuya cantidad será igual al número de anillos generados por los cortes. Se observa que la frecuencia de resonancia principal aumenta al agregar cortes aunque no de manera suficiente para utilizar este tipo de cortes como un medio para reconfigurar superficies.

El último parámetro de las aperturas radiales que se estudió fue el ancho del corte. Variar el ancho del corte cambia ligeramente el radio medio de los nuevos anillos pero no cambia significativamente la respuesta. Los resultados obtenidos para un anillo con dos cortes se muestran en la figura 3.34.

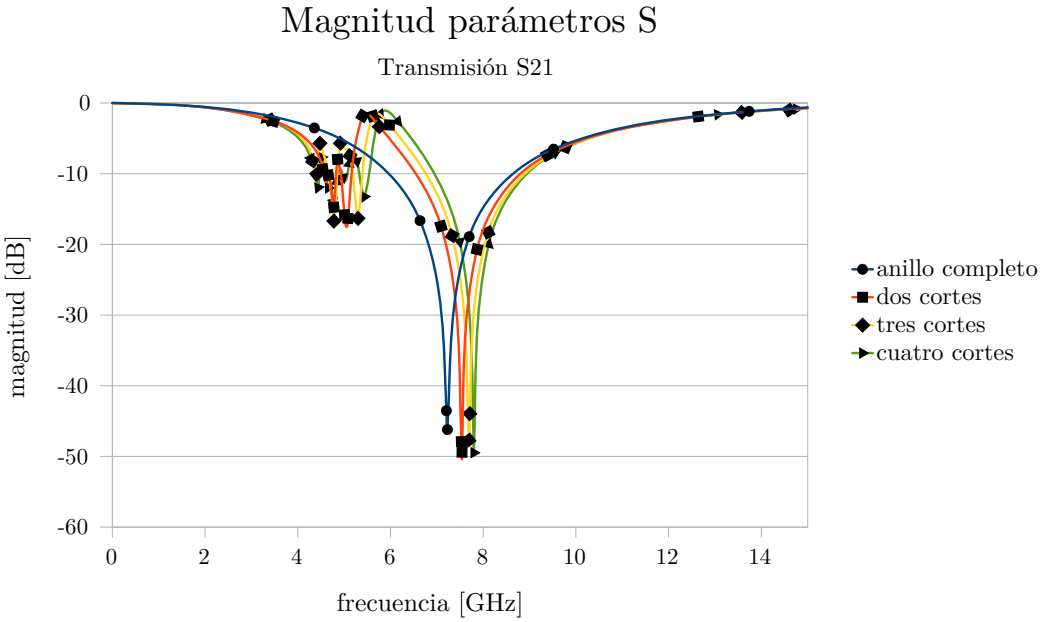


Figura 3.33: *Anillo metálico con varios cortes radiales*

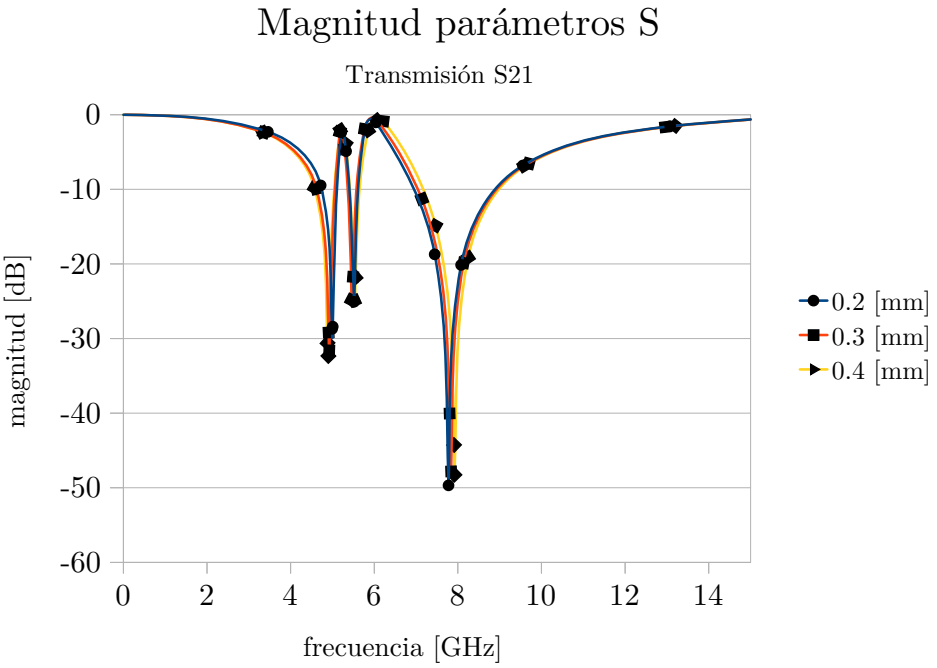


Figura 3.34: *Cambio en el ancho de los cortes*

3.7. SSF basada en anillos metálicos con cargas reactivas

Para estudiar el efecto de cargar la SSF con elementos discretos, se propuso un anillo metálico con dos aperturas axiales de $\beta = 20°$, separadas 90° entre sí, el cual se cargó con diferentes valores de impedancia reactiva capacitiva e inductiva. El valor de β se seleccionó de tal forma que la respuesta del anillo ranurado tuviera una frecuencia de resonancia arriba de 12 [GHz], el extremo superior de la banda X; el parámetro se encontró simulando la superficie con diferentes valores para β.

Los resultados para el anillo con carga capacitiva se muestran en la figura 3.35 y en la tabla 3.9, mientras que los resultados para el anillo con carga inductiva se muestran en la figura 3.36 y en la tabla 3.10.

Tabla 3.9: *Respuesta para SSF con carga capacitiva*

Capacitor [ff]	**Frecuencia de resonancia [GHz]**	**Ancho de banda [GHz]**
1	13.06	5.26
34	11.00	6.12
67	9.82	5.93
100	9.13	5.90
1000	6.75	NM

Tabla 3.10: *Respuesta para SSF con carga inductiva*

Inductor [nH]	**Frecuencia de resonancia [GHz]**	**Ancho de banda [GHz]**
0.1	6.36	5.82
1	5.75	4.77
10	3.40	1.47
100	1.22	0.18

El agregar carga capacitiva a la SSF modifica la frecuencia de resonancia. Capacitancias pequeñas (ff) resultan en frecuencias de resonancia cercanas a la frecuencia de resonancia del anillo ranurado sin cargas, mientras que

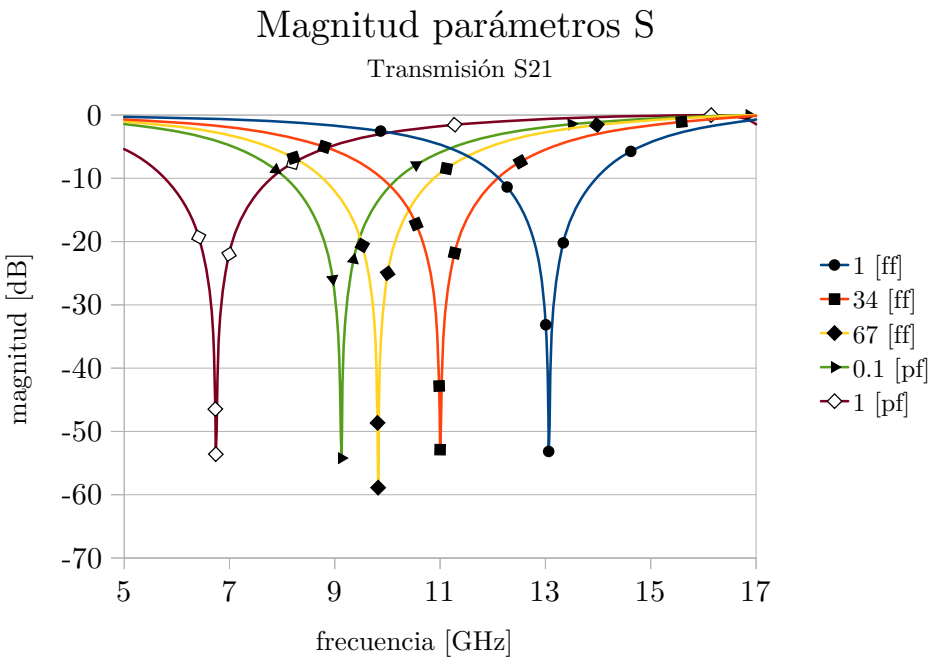


Figura 3.35: *Respuesta para SSF con carga capacitiva*

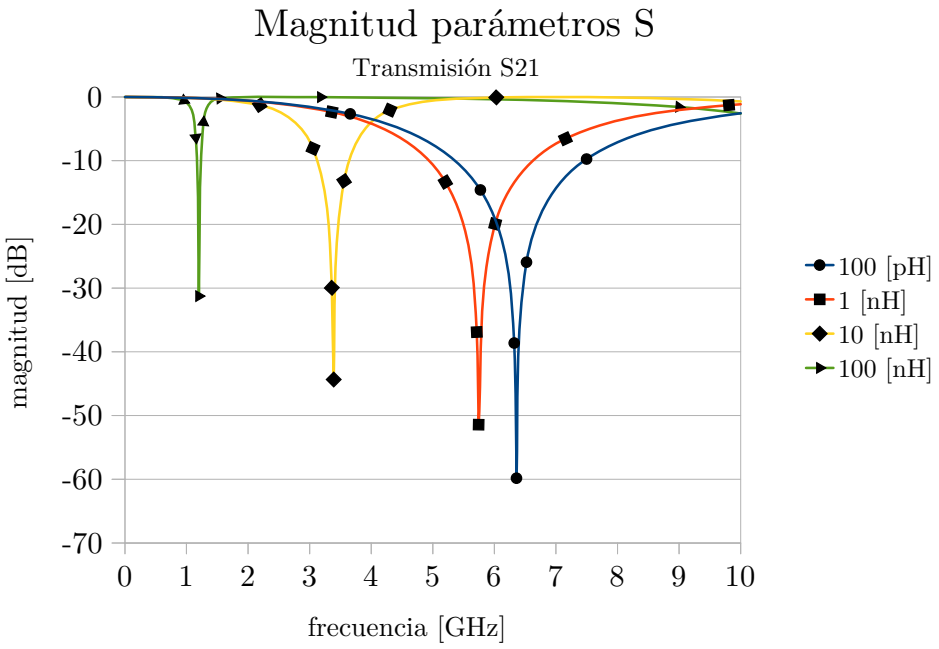


Figura 3.36: *Respuesta para SSF con carga inductiva*

capacitancias grandes (pf) resultan en frecuencias de resonancia cercanas a la frecuencia del anillo completo.

Agregar valores pequeños de carga inductiva, menores a 100 [pH], resulta en frecuencias de resonancia iguales a la frecuencia de resonancia del anillo sin ranuras; valores más grandes disminuyen la frecuencia de resonancia.

A partir de estos resultados se visualiza una SSF reconfigurable que trabaje en toda una banda de frecuencia, mediante el uso de cargas reactivas variables como diodos pin, varactores o MEMS.

3.8. Conclusiones

Los anillos metálicos sobre sustratos dieléctricos son un elemento útil para la fabricación de superficies selectivas de frecuencia en la banda X al presentar gran estabilidad de frecuencia y trabajar con polarización circular. Los parámetros que definen la respuesta de una SSF basada en anillos metálicos se resumen en la tabla 3.11.

Tabla 3.11: *Parámetros SSF basada en anillos metálicos*

Parámetro aumenta	**Frecuencia**	**Ancho de banda**
Radio medio	↑	↓
Ancho del anillo	↑	↑
Permitividad del sustrato	↓	−
Ancho del sustrato	↓	↓
Distancia entre elementos	↑	↓
Posición de los elementos	=	=

La superficie selectiva de frecuencia propuesta tiene una frecuencia de resonancia fácilmente ajustable en la banda X (8-12[GHz]) a la cual bloquea la señal transmitida hasta 60 [dB] y tiene un factor de calidad Q[1] entre 1 y 10.

Se comprobó que agregar aperturas a un anillo metálico modifica su frecuencia de resonancia y que la posición de las aperturas es utilizable en la simulación de un giro mecánico de la superficie, haciendo a esta una candidata para ser una superficie de selectiva de frecuencia con respuesta reconfigurable.

[1] $Q = \frac{f_0}{B}$, donde f_0 es la frecuencia de resonancia y B el ancho de banda, ver capitulo 4.5.2

Finalmente, se concluye que cargas reactivas pueden utilizarse para reconfigurar la respuesta de la superficie. Estas cargas pueden colocarse como dispositivos discretos (capacitor en chip, inductor en chip), aunque no pueden encontrarse capacitores con valores menores a 0.1 [pf] y las pérdidas de inserción aumentarían [7]; o pueden colocarse elementos activos electrónicos o electromecánicos que varíen su reactancia.

Referencias

[1] Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I.; Martynyuk, N.A., "Multilayered antenna arrays based on loaded ring slot resonators", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE , vol.4, pp. 236- 239, 2002

[2] Martynyuk, A.E.; Lopez, J.I.M.; Cuevas, J.R.; Sydoruk, Y.K., "Wideband reflective array based on loaded metal rings", Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, pp. 12-17, June 2005

[3] Ben A. Munk, Frequency Selective Surfaces: Theory and Design, John Wiley & Sons, Inc., 2000.

[4] http://www.rogerscorp.com/acm/products/16/RO4000-Series-High-Frequency-Circuit-Materials-Woven-glass-reinforced-ceramic-filled-thermoset.aspx

[5] O. Romero. (2008) "Arreglos reflectivos de frecuencia del tipo spyraphase con elementos MEMS" (Tesis de maestría - UNAM), Disponible en: http://132.248.9.9:8080/tesdig2/Procesados_tesis_2008/junio/0628994/Index.html

[6] Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I., "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots" Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, vol.2, pp. 1379-1382, 2001

[7] http://www.atceramics.com/products/millimeter_capacitors.asp

Capítulo 4

Diseño, simulación y análisis de un interruptor MEMS para la banda X

4.1. Introducción

Un interruptor es un dispositivo utilizado para desviar o interrumpir el flujo o paso de una señal. Para aplicaciones en alta frecuencia son de gran importancia el factor de calidad de conmutación, las pérdidas de inserción y el aislamiento; parámetros que estudiados en este capítulo. Además, para interruptores electro-mecánicos son de interés el voltaje de actuación y la velocidad de conmutación. Los interruptores MEMS son una alternativa a los interruptores electrónicos (FET's, diodos PIN) al presentar características superiores a frecuencias de microondas [1].

4.2. Especificaciones de diseño

El interruptor MEMS propuesto fue diseñado teniendo en mente su aplicación en SSF, forzándolo a cumplir las especificaciones de diseño mostradas en la tabla 4.1

Además de estas especificaciones; el interruptor debe cumplir con las especificaciones de la tecnología de circuito impreso flexible desarrollado en el laboratorio UNAMEMS. La tecnología de circuito impreso flexible es una técnica para fabricar circuitos electrónicos en la cual se tiene un material die-

Tabla 4.1: *Especificaciones de diseño*

Parámetro	Valor
Banda de operación	Banda X (8 – 12 [GHz])
Factor de calidad de conmutación	Mayor a 5000 a 12 [GHz]
Voltaje de actuación	Menor a 20 [V]
Velocidad de conmutación	Menor a 40 [μs]

léctrico flexible cubierto por un metal, usualmente cobre, grabado mediante procesos químicos utilizando resinas foto-resistivas y atacantes químicos. Se utilizan una gran cantidad de materiales dieléctricos para formar el sustrato, pero la elección final de este depende de la aplicación. En alta frecuencia se requiere una constante dieléctrica sin variaciones, bajas pérdidas, baja variación de la constante dieléctrica debido a temperatura y estabilidad dimensional [2].

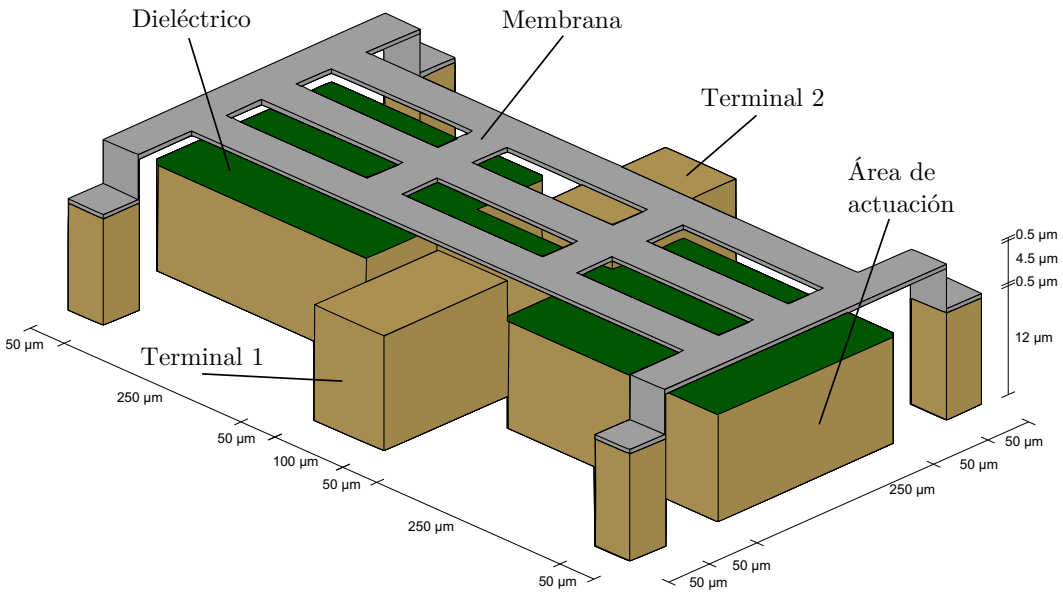
Los valores marcados por el proceso de manufactura y los materiales disponibles se muestran en la tabla 4.2

Tabla 4.2: *Límites en el proceso de manufactura*

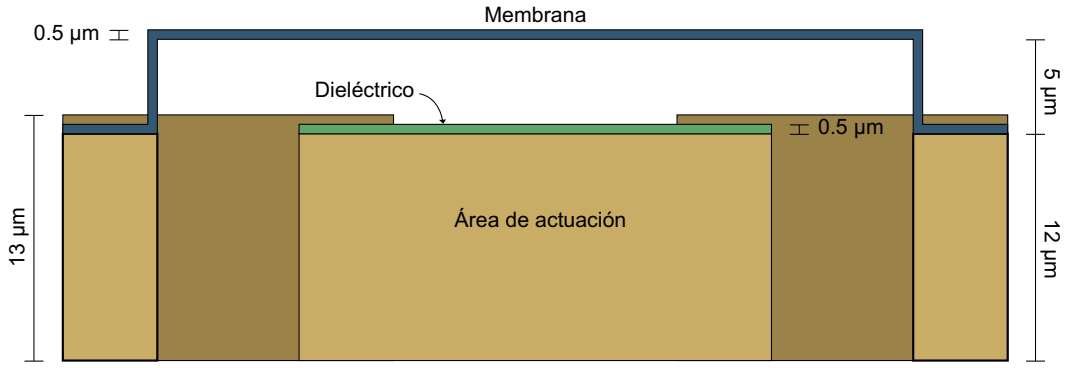
Parámetro	Material	Espesor [μm]
Sustrato	Rogers 4003C	203
Capa metálica inicial	Cobre	1
Capa de depósito metálica	Aluminio, Cobre	0.5
Capa de sacrificio	fotorresit	3
Capa de depósito dieléctrica	BCB	0.5
Ancho de línea	-	50

4.3. Diseño del interruptor

Con las especificaciones de diseño y los límites impuestos por la tecnología de manufactura, se propuso el interruptor RF MEMS basado en actuación electrostática de contacto metal-metal para la banda X mostrado en las figuras 4.1 y 4.2.



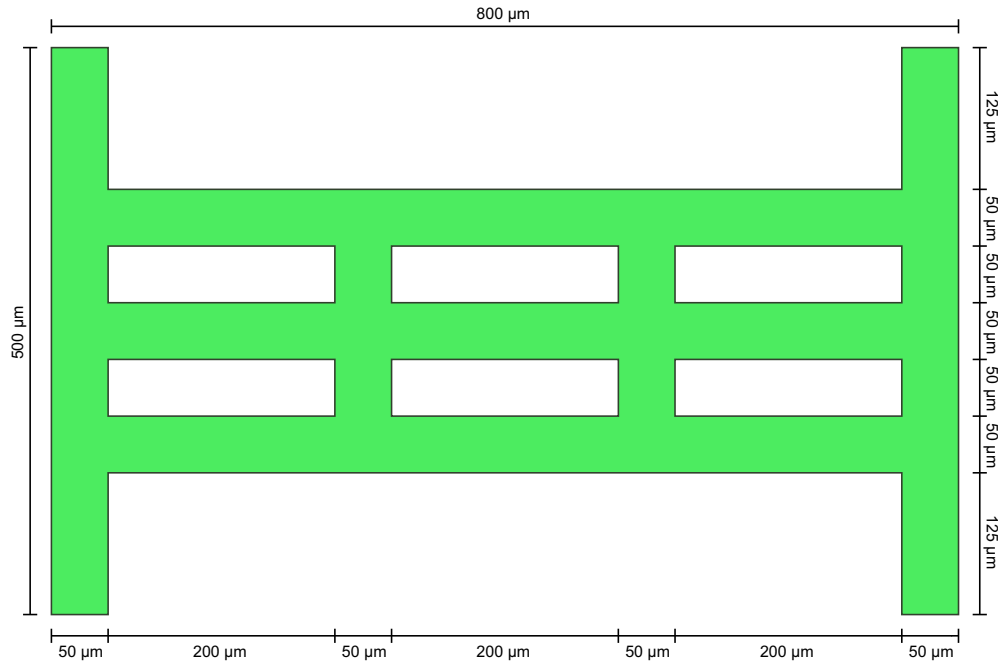
(a) *Vista isométrica*



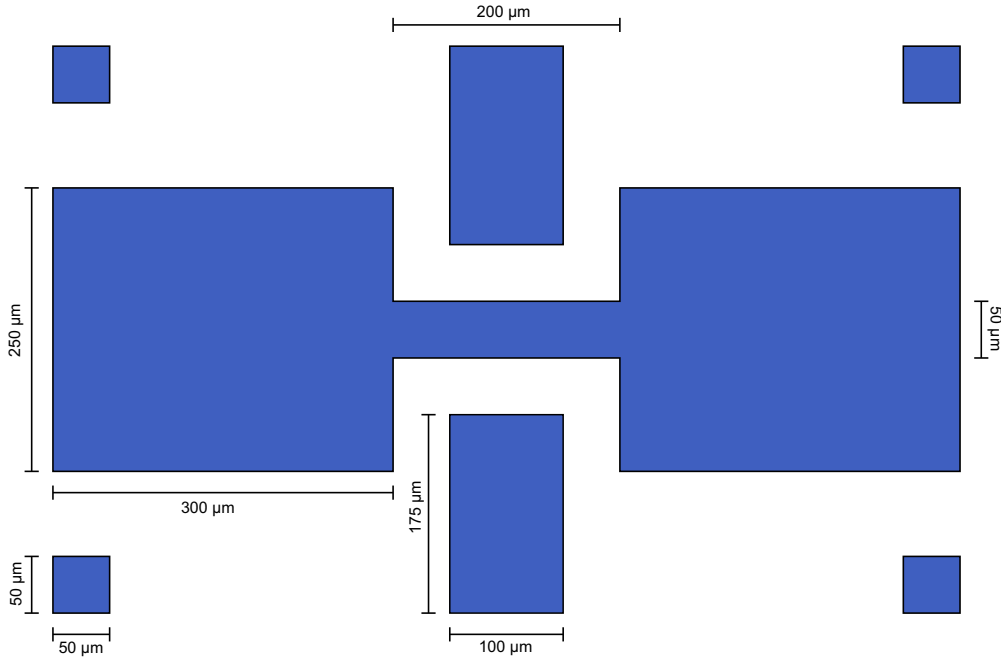
(b) *Vista lateral*

Figura 4.1: *Vistas del interruptor*

El interruptor propuesto consiste en una membrana metálica suspendida sobre un área de actuación aislada. La membrana es de aluminio de 0.5 [µm] de espesor, está elevada sobre el sustrato 17 [µm] y anclada sobre cuatro postes en los extremos. Los postes están formados con cobre, tienen 12 [µm] de alto y abarcan un área de 50 [µm] x 50 [µm]. El área de actuación está formada por una zona de cobre entre las terminales, con 12 [µm] de alto cubierto por una capa dieléctrica de benzociclobuteno (BCB) de 0.5 [µm] de espesor. Las terminales, la zona del interruptor se conecta con la SSF,



(a) *Membrana*



(b) *Postes, terminales y área de actuación*

Figura 4.2: *Dimensiones del interruptor*

tienen 13 [µm] de alto y 150 [µm] de ancho. El área total del interruptor es de 800 [µm] x 500 [µm].

Este interruptor funciona mediante la aplicación de una diferencia de potencial entre la membrana y el área de actuación tal que se provoque el colapso de la membrana hacia el área de actuación, debido a la fuerza electrostática de atracción producida entre los dos conductores. El colapso de la membrana permite que ésta y las terminales hagan contacto, posibilitando la conducción entre las dos terminales que conectan el interruptor a la SSF. Es necesario evitar que la membrana y el área de actuación hagan contacto. Si ocurriera la conexión directa entre la membrana y el área de actuación, se produciría un corto circuito capaz de destruir el interruptor. Para evitar un corto circuito entre la membrana y el área de actuación, el área de actuación se cubre con una capa aislante.

Las terminales y la membrana deben hacer contacto para obtener un factor de conmutación máximo. Esto se asegura haciendo la altura de las terminales mayor que la del conductor central por 1 [µm], 0.5 [µm] más arriba del dieléctrico que cubre el área de actuación.

La membrana debe ser lo más ligera posible para alcanzar velocidades de conmutación altas y debe tener un área suficientemente grande para que la fuerza electrostática de atracción pueda producirse a bajos voltajes.

El voltaje de actuación depende también de la separación entre los conductores. La separación entre la membrana y el área de actuación de 5 [µm] proporciona un voltaje de actuación bajo, manteniendo un aislamiento alto.

El interruptor en estado cerrado se muestra en la figura 4.3.

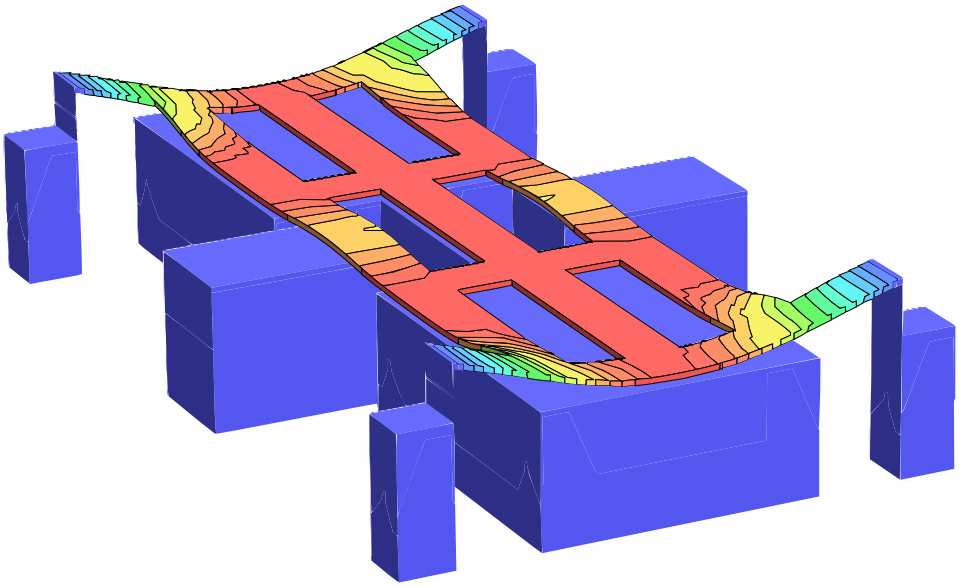


Figura 4.3: *Interruptor cerrado*

4.4. Análisis electromecánico del interruptor

4.4.1. Constante de rigidez

La rigidez es la resistencia de un cuerpo elástico a deformarse al aplicarse una fuerza. La constante de rigidez (k) relaciona la fuerza aplicada a un elemento con el desplazamiento debido a la aplicación de esa fuerza. Si la operación de la estructura se limita a pequeñas deflexiones, como es el caso para el interruptor MEMS propuesto, el comportamiento mecánico se modela como una constante elástica lineal [3]. La deflexión Δg provocada por una fuerza externa F puede obtenerse mediante la ecuación 4.1

$$k = \frac{F}{\Delta g} \tag{4.1}$$

La constante de rigidez de una membrana en un interruptor MEMS se modela en dos partes. Una parte k' debida a la rigidez del puente dependiente de las características del material, como el modulo de Young (E) y el momento de inercia (I). La segunda parte de la constante, k'' se debe al esfuerzo biaxial residual (σ) dentro de la membrana, resultado del proceso de manufactura. La constante de rigidez entonces se encuentra con la

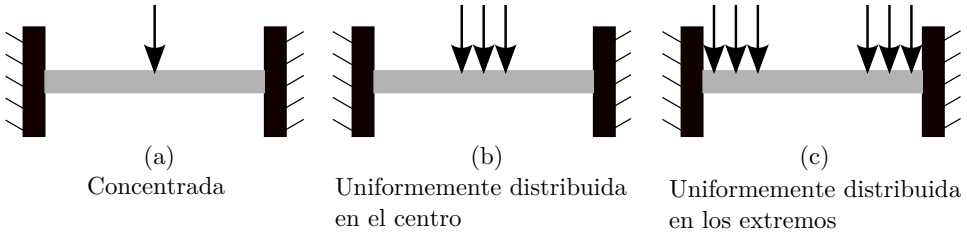


Figura 4.4: *Membranas con diferente distribución de carga*

ecuación 4.2

$$k = k' + k'' \tag{4.2}$$

Es importante notar que k será dependiente de la distribución de fuerza sobre la membrana. Algunos casos de distribución de fuerza se muestran en la figura 4.4. Para interruptores MEMS basados en actuación electrostática lo más usual es la fuerza distribuida en el centro de la membrana.

La constante de rigidez es un parámetro importante para un interruptor, ya que está directamente relacionado con el voltaje de actuación y la respuesta en frecuencia.

La obtención de la constante de rigidez de la membrana se logró mediante el uso del software COVENTORWARE. Se aplicó una fuerza variable sobre la membrana en la dirección de colapso para encontrar el desplazamiento. Se utilizó la ecuación 4.1 para encontrar el valor de k. Se muestran los resultados en la tabla 4.3

Como la membrana está contenida dentro del interruptor, su movimiento está restringido a un máximo de 4.5 [μm]. Dentro de este intervalo es posible aproximar el valor de k como:

$$k \approx 0.66$$

Esto es posible debido a la linealidad presentada por la membrana en el intervalo, la cual se muestra en la figura 4.5

4.4.2. Voltaje de actuación

Al aplicar una diferencia de potencial entre la membrana y el conductor central, se genera una fuerza electrostática sobre la membrana causando que ésta se deforme. Al aumentar esta diferencia de potencial, la fuerza sobre la

Tabla 4.3: *Constante de rigidez*

F [μN]	Desplazamiento máximo [μm]	K
0	0.26	0
1.55	3.58	0.43
2.9	4.8	0.6
4.35	5.69	0.76
5.8	6.4	0.91
7.25	7.02	1.03
8.7	7.56	1.15
10.15	8.06	1.26
11.6	8.51	1.36
13.05	8.93	1.46
14.5	9.33	1.55

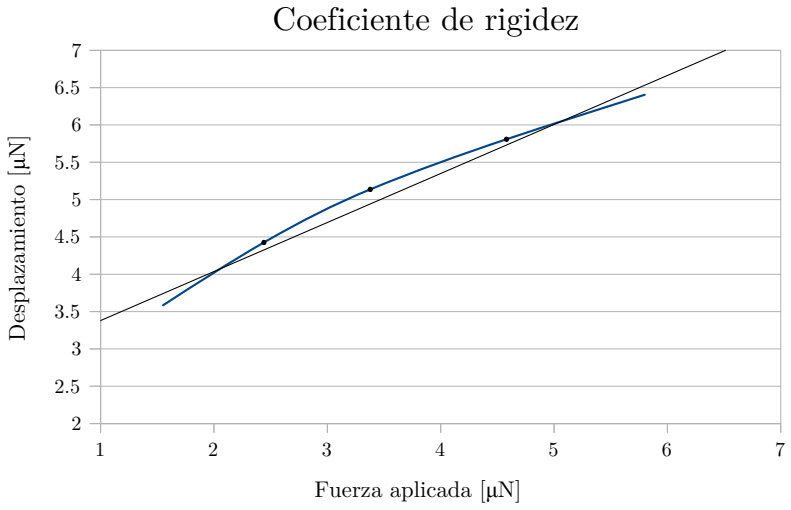


Figura 4.5: *Coeficiente de rigidez de la membrana*

membrana y la deformación aumentan hasta alcanzar un punto crítico en donde la fuerza de restauración de la membrana se ve superada, causando su colapso hacia el área de actuación. La diferencia de potencial al momento del colapso se conoce como voltaje de actuación y marca el nivel mínimo necesario de voltaje para pasar de estado abierto a cerrado.

Es deseado que el voltaje de actuación sea bajo; voltajes altos implican fuentes de mayor potencia, corrientes más grandes y pérdidas mayores.

Para encontrar el voltaje de actuación es necesario encontrar la fuerza electrostática entre la membrana y el área de actuación. Una forma para aproximar esta fuerza es modelar las superficies involucradas como un capacitor de placas paralelas.

La capacitancia entre dos placas paralelas con una zona dieléctrica se define mediante la ecuación 4.3

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{g + \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \tag{4.3}$$

donde A es el área efectiva de actuación, g es la separación entre la membrana y el área de actuación, t_d es el espesor de la capa dieléctrica y ε_r es la constante dieléctrica relativa del dieléctrico.

La fuerza electrostática aplicada a la membrana se encuentra considerando la potencia entregada a un capacitor dependiente del tiempo dada en la ecuación:

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 A V^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \tag{4.4}$$

donde V es el voltaje aplicado entre la membrana y el área de actuación. La fuerza es independiente de la polaridad del voltaje. Esta aproximación para la fuerza electrostática se hace suponiendo que está distribuida uniformemente a través de la membrana.

Igualando la fuerza electrostática con la fuerza mecánica de restauración de la membrana (F=kx), tenemos

$$\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 A V^2}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} = k(g_0 - g) \tag{4.5}$$

donde g_0 es la separación entre placas. Resolviendo 4.5 para el voltaje

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 A}\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2 (g_0 - g)} \tag{4.6}$$

La gráfica de la ecuación 4.6 se despliega en la figura 4.6. En esta se observa que la posición de la membrana se vuelve inestable a aproximadamente $2g_0/3$, momento en el que colapsa hacia el conductor central. Para encontrar el valor para el cual se vuelve inestable se toma la derivada de la función igualada a cero

$$\frac{dV}{dg} = 0 \tag{4.7}$$

Lo que da como resultado

$$g = \frac{1}{3}\left(2g_0 - \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right) \tag{4.8}$$

El cual al sustituirlo en 4.6 permite calcular el voltaje de actuación.

Sustituyendo los valores particulares del interruptor propuesto presentados en la tabla 4.4 se encontró que

$$V_{actuación} = 5.0872\,[V] \tag{4.9}$$

Tabla 4.4: *Valores interruptor para encontrar el voltaje de actuación*

Parámetro	**Valor**	
k	0.66	Constante de rigidez
g_0	5 $[\mu m]$	Distancia
A	48(50$[\mu m]$x50$[\mu m]$)	Área efectiva de actuación
t_d	0.5 $[\mu m]$	Espesor del dieléctrico
ε_r	2.5	Constante dieléctrica BCB

El voltaje de actuación también se encontró utilizando el software COVENTORWARE. Se realizó un barrido de voltaje ascendente a fin de encontrar el valor para el cual la membrana colapsa. También se realizó un barrido de voltaje descendente para encontrar el voltaje de liberación. El voltaje de liberación se tiene al cambiar la membrana de estado cerrado a abierto. Esto sucede cuando la fuerza de restauración de la membrana supera la fuerza

electrostática generada por la diferencia de potencial aplicada. El voltaje de liberación suele ser diferente al voltaje de actuación, presentando el fenómeno de histéresis.

Los resultados de estas simulaciones se muestran en la figura 4.7.

$$V_{actuación} = 5.0[V]$$

$$V_{liberación} = 3.7[V]$$

4.4.3. Tiempo de conmutación

Es el tiempo requerido por el interruptor para modificar la señal de salida cuando el voltaje en la línea de control cambia. Se aproxima el tiempo de conmutación de un interruptor MEMS mediante la ecuación 4.10 [6]

$$t_c = \sqrt{\frac{27}{2}} \frac{V_{actuación}}{\omega_0 * V_{liberación}} \tag{4.10}$$

Donde ω_0 es la frecuencia de resonancia de la membrana.

Se realizó un análisis modal con ayuda del software COVENTORWARE para obtener la frecuencia de resonancia de la membrana. Se obtuvo

$$f_0 = 3791.9[Hz]$$

$$t_c = 254.9[\mu s]$$

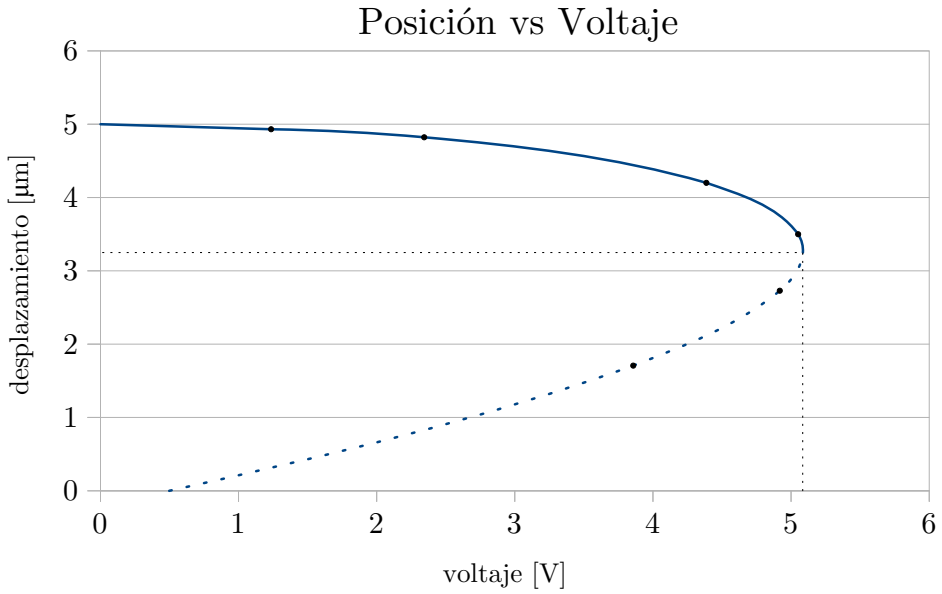


Figura 4.6: *Altura de la membrana vs. voltaje aplicado*

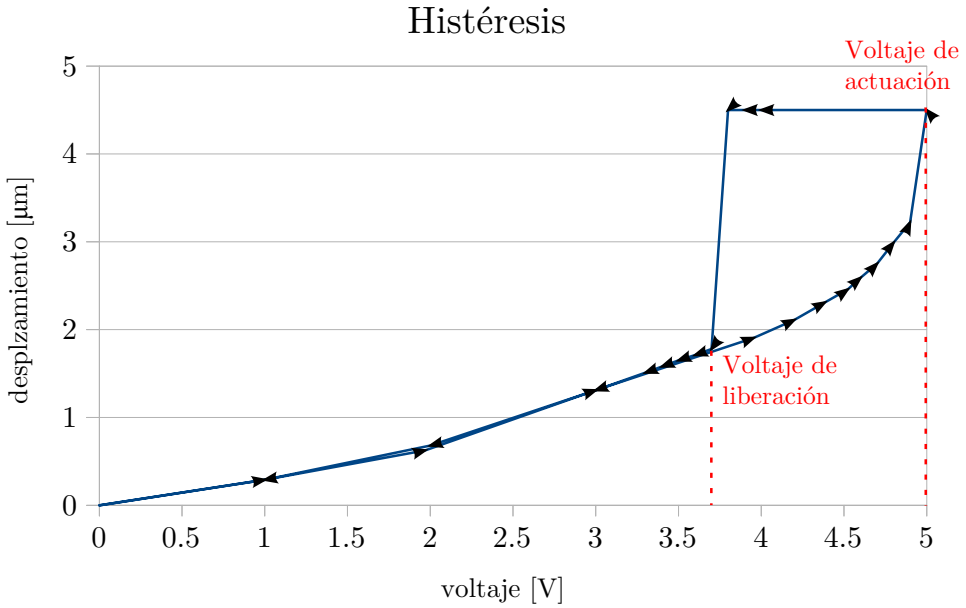


Figura 4.7: *Curva de histéresis para el interruptor propuesto*

4.5. Análisis electrodinámico del interruptor

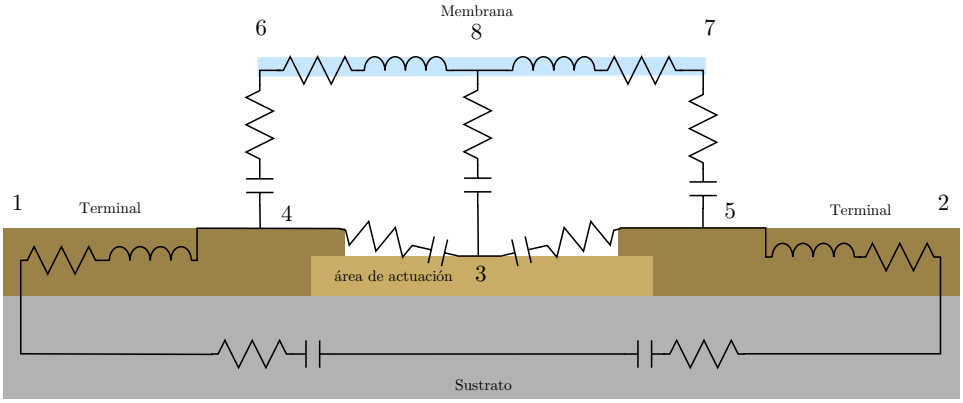
4.5.1. Modelo eléctrico del interruptor

Se proponen dos modelos eléctricos equivalentes que aproximan el comportamiento del interruptor.

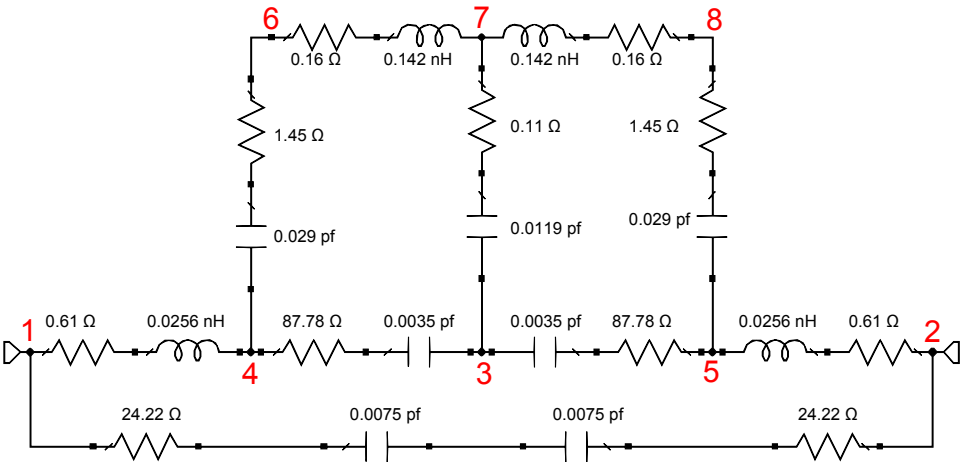
El primer modelo se encontró mediante la sustitución de cada segmento del interruptor con su equivalente eléctrico, con el propósito de visualizar sus componentes fundamentales y modificar secciones para mejorar el desempeño. Para encontrarlo se utilizó software especializado para el análisis de estructuras en el intervalo de microondas con el propósito de obtener la impedancia equivalente de cada pieza por separado. Los componentes se conectaron de forma adecuada para obtener el modelo equivalente. Los modelos propuestos y la equivalencia eléctrica de cada zona del interruptor se muestran en la figura 4.8 para estado abierto y en la figura 4.9 para estado cerrado.

Al observar el modelo varias características se hacen evidentes. La variación efectiva de la impedancia del interruptor se debe al cambio que sufren principalmente los segmentos $4-6$ y $5-8$, correspondientes a la separación entre la membrana y las terminales. La impedancia de estos segmentos cambia al colapsar la membrana hacia el conductor central, pasando de una conexión capacitiva en el estado abierto a un corto metal-metal en el estado cerrado. El segmento $3-7$, que modela la impedancia entre membrana y sustrato, aumenta al colapsar la membrana, pues la distancia entre la membrana y el área de actuación disminuye, aumentando la capacitancia. El segmento $1-2$ modela los efecto del sustrato, mostrando las pérdidas causadas por la resistividad finita del material. Los segmentos $3-4$ y $3-5$ modelan el efecto capacitivo entre el área de actuación y las terminales, mientras que los segmentos $1-4$ y $2-5$ modelan la impedancia de las terminales. El segmento $6-8$ modela a la impedancia de la membrana.

El segundo modelo propuesto es el circuito equivalente reducido del interruptor. Para encontrarlo, se utilizó el mismo software que para el primer modelo pero se caracterizó el interruptor de terminal a terminal en vez de pieza por pieza. Se muestran los modelos propuestos en la figura 4.10 para estado abierto y en la figura 4.11 para estado cerrado.

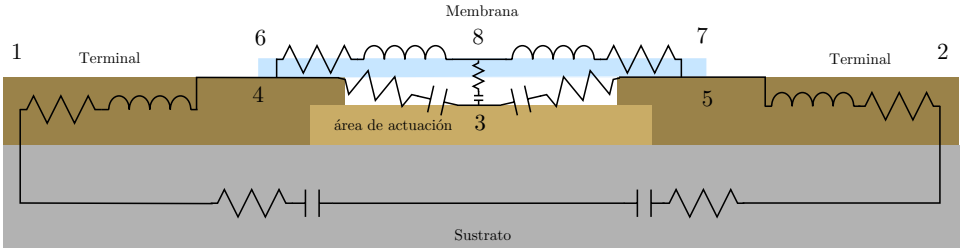


(a) *Equivalencia eléctrica*

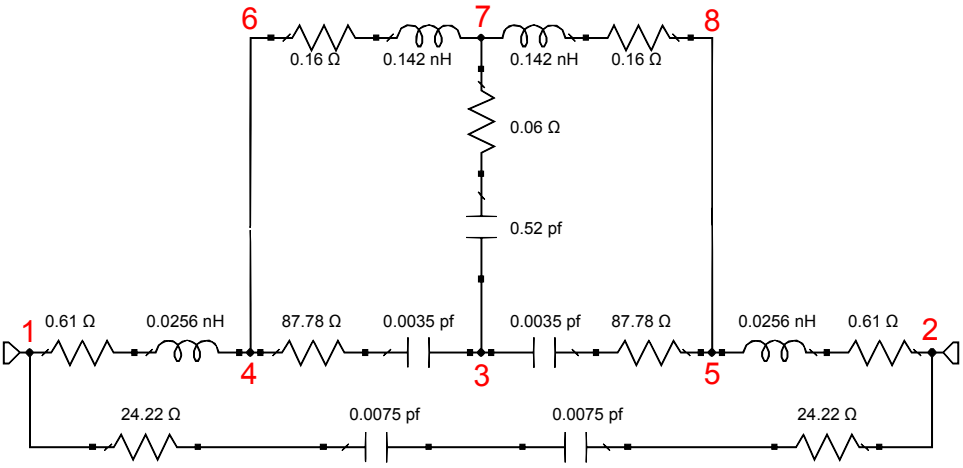


(b) *Valores de impedancia*

Figura 4.8: *Modelo por partes del interruptor en estado abierto*



(a) *Equivalencia eléctrica*



(b) *Valores de impedancia*

Figura 4.9: *Modelo por partes del interruptor en estado cerrado*

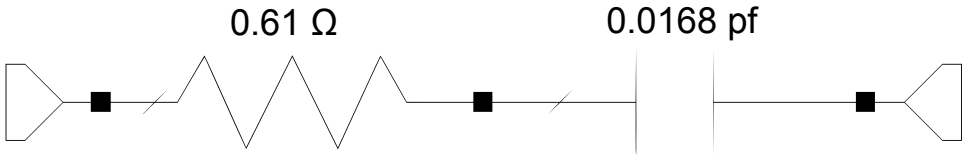


Figura 4.10: *Modelo interruptor estado abierto*

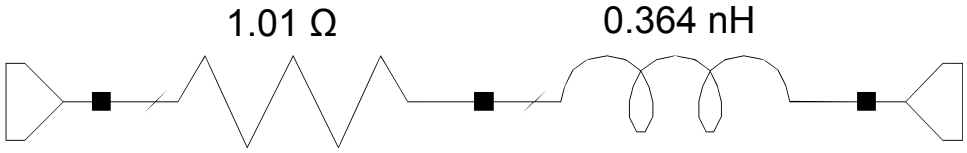


Figura 4.11: *Modelo interruptor estado cerrado*

La equivalencia de los modelos se demuestra mediante un análisis en frecuencia en cada uno de los estados. El resultado del análisis se muestra en las figuras 4.12 y 4.13.

Las diferencias en el comportamiento de los modelos son causadas por efectos despreciados en el modelo encontrado mediante segmentos de interruptor. Se optó por despreciar estos efectos para mantener reducido el modelo, ya que su propósito principal es mostrar las secciones susceptibles a optimización. El modelo sencillo se considera para el resto de cálculos presentados.

4.5.2. Factor de calidad de conmutación

El factor de calidad de conmutación (FCC) es una figura de merito utilizada en microondas que relaciona los estados abierto y cerrado de un interruptor. Es útil para comparar diferentes interruptores, pues es independiente de la naturaleza física de los dispositivos y es una herramienta para la optimización de diseños de interruptores al permitir determinar las pérdidas mínimas de inserción.

Consideremos un dispositivo conmutable caracterizado por el par de impedancias

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \; y \; Z_2 = R_2 + jX_2 \tag{4.11}$$

donde Z_1 es la impedancia del interruptor en estado abierto y Z_2 en estado cerrado.

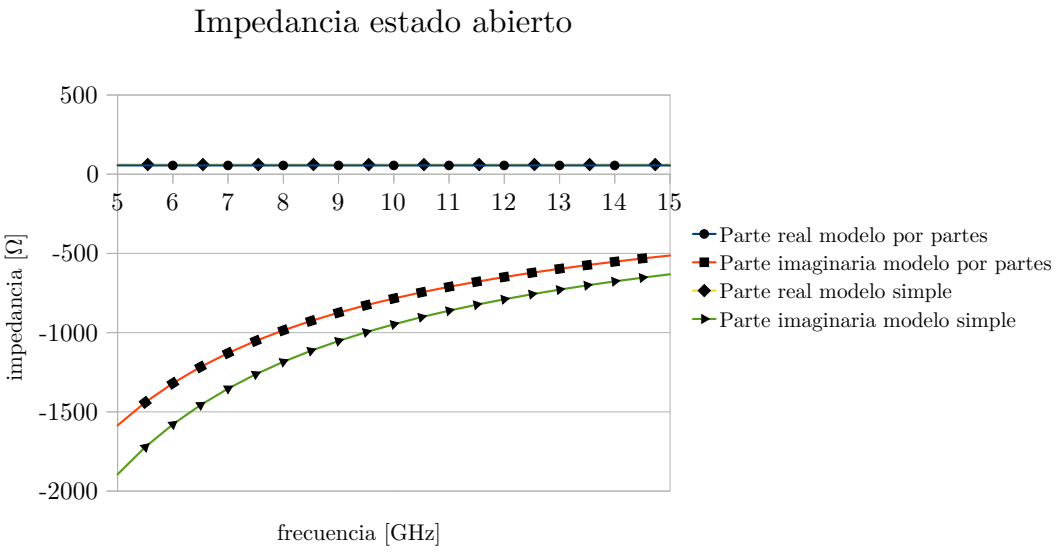


Figura 4.12: *Comparación de impedancias para los modelos en estado abierto*

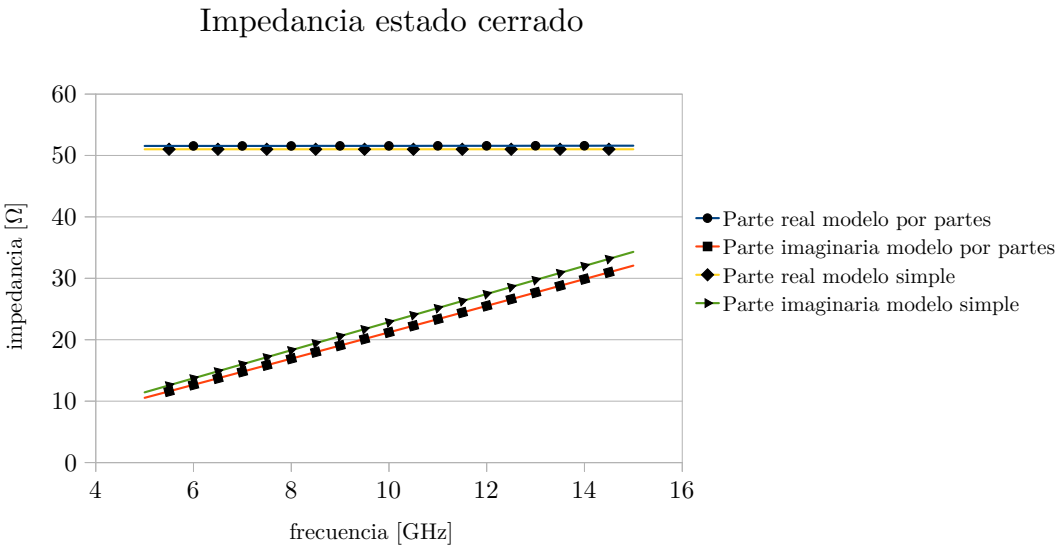


Figura 4.13: *Comparación de impedancias para los modelos en estado cerrado*

Usando la impedancia $Z_{1,2}$ como carga de un bipuerto recíproco sin pérdidas, figura 4.14, se obtiene la impedancia de entrada del bipuerto como

$$Z_{ent}^{(1)} = R_{ent}^{(1)} + jX_{ent}^{(1)} \; y \; Z_{ent}^{(2)} = R_{ent}^{(2)} + jX_{ent}^{(2)} \tag{4.12}$$

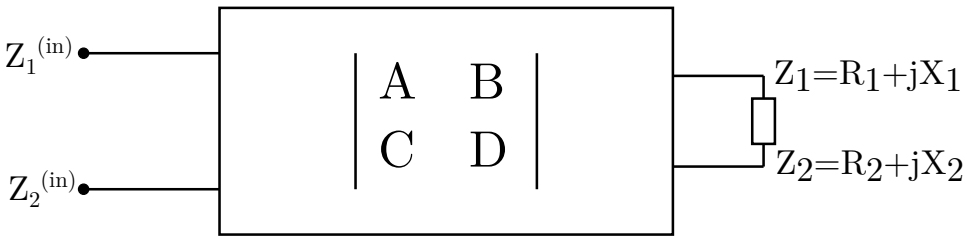


Figura 4.14: *Bipuerto recíproco sin pérdidas con dispositivo conmutable como carga*

El nuevo par de impedancias $Z_{ent}^{(1)}$ y $Z_{ent}^{(2)}$ debe cambiar de tal forma que tenga una influencia máxima en el circuito de microondas que contiene al bipuerto y al dispositivo conmutable. Sin importar si el bipuerto se utiliza en un circuito tipo transmisión o reflexión, las condiciones dadas en 4.13 aseguran el cambio máximo.

$$\begin{array}{c} X_{ent}^{(1)} = X_{ent}^{(2)} \\ R_{ent}^{(1)} \ll Z_0 \\ R_{ent}^{(2)} \gg Z_0 \end{array} \tag{4.13}$$

Estas condiciones no son las únicas válidas, pero se utilizan para simplificar el análisis. Cumpliendo 4.13 se sugiere que el FCC se defina como

$$K = \frac{R_{ent}^{(2)}}{R_{ent}^{(1)}} \tag{4.14}$$

El dispositivo bipuerto se describe mediante la matriz ABCD como

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \tag{4.15}$$

El par de impedancias del dispositivo conmutable $Z_{1,2}$ se transforma dentro de la impedancia de entrada del bipuerto como

$$Z_{ent}^{(1,2)} = \frac{a(R_{1,2} + jX_{1,2}) + jb}{jc(R_{1,2} + jX_{1,2}) + d} \tag{4.16}$$

Separando en parte real e imaginaria

$$R_{ent}^{(1,2)} = \frac{R_{1,2}}{d^2} \frac{1}{1 - 2\frac{c}{d}X_{1,2} + \left(\frac{c}{d}\right)^2 (R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2)} \tag{4.17}$$

$$X_{ent}^{(1,2)} = \frac{1}{d^2} \frac{bd + (ad - bc)X_{1,2} - ca(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2)}{1 - 2\frac{c}{d}X_{1,2} + (\frac{c}{d})^2(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2)} \tag{4.18}$$

Asumiendo $X_{ent}^{(1,2)} = 0$ se obtiene el sistema de ecuaciones

$$\begin{array}{c} bd + (ad - bc)X_1 - ca(R_1^2 + X_1^2) = 0 \\ bd + (ad - bc)X_2 - ca(R_2^2 + X_2^2) = 0 \end{array} \tag{4.19}$$

De 4.19, se obtiene

$$R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2 = \frac{bd + (ad - bc)X_{1,2}}{ca} \tag{4.20}$$

Sustituyendo 4.20 en 4.17

$$R_{ent}^{(1,2)} = \frac{R_{1,2}}{d} \frac{a}{1 - \frac{c}{d}X_{1,2}} \tag{4.21}$$

Se introducen las siguientes variables para simplificar el análisis

$$\frac{a}{d} = n^2 \quad \frac{c}{d} = y \quad \frac{b}{d} = z \tag{4.22}$$

Con las que el sistema de ecuaciones puede reescribirse como

$$\begin{array}{c} z + (n^2 - yz)X_1 - yn^2(R_1^2 + X_1^2) = 0 \\ z + (n^2 - yz)X_2 - yn^2(R_2^2 + X_2^2) = 0 \end{array} \tag{4.23}$$

Como el bipuerto es recíproco debe cumplir con

$$ad + cb = 1 \tag{4.24}$$

Con 4.23 y 4.24 se obtiene

$$y^2[(R_1^2+X_1^2)X_2-(R_2^2+X_2^2)]-y[(R_1^2+X_1^2)-(R_2^2+X_2^2)]+(X_1-X_2) = 0 \tag{4.25}$$

Reacomodando

$$X_1 - X_2 = \frac{[R_1^2(1 - yX_2) - R_2^2(1 - yX_1)]y}{(1 - yX_2)(1 - yX_1)} \tag{4.26}$$

Utilizando las variables propuestas en 4.22 podemos reacomodar 4.21 como

$$R_{ent}^{(1,2)} = R_{1,2}\frac{n^2}{1 - yX_{1,2}} \tag{4.27}$$

Susituyendo 4.27 en 4.14 tenemos

$$K = \frac{R_1}{R_2}\frac{1 - yX_2}{1 - yX_1} \tag{4.28}$$

El reacomodar 4.28 nos entrega

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_1^2(1 - yX_2) - R_2^2(1 - yX_1)}{(1 - yX_2)(1 - yX_1)}\frac{(X_1 - X_2)}{R_1R_2} \tag{4.29}$$

Finalmente, sustituyendo 4.29 en 4.26 se obtiene

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)}{R_1R_2} \tag{4.30}$$

Resolviendo 4.30 para los valores del interruptor se obtuvieron los valores mostrados en la gráfica 4.15.

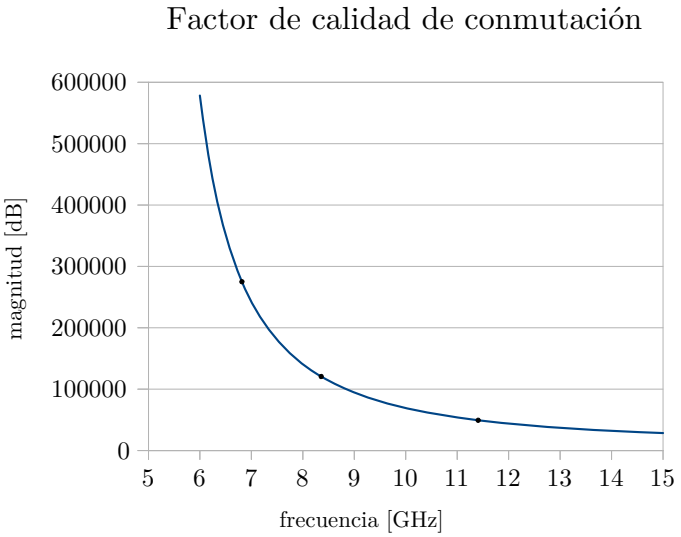


Figura 4.15: *Factor de calidad de conmutación*

El factor de calidad de conmutación del interruptor propuesto tiene un valor cercano a 50,000 a 12 [GHz], valor superior a los 5,000 entregados por los diodos PIN [1]. Esto asegura que el FCC del dispositivo se mantendrá arriba del valor deseado en toda la banda de operación para la que ésta diseñado, por tanto, el interruptor si es utilizable en la SSF diseñada.

El decaimiento del FCC al aumentar la frecuencia se explica haciendo uso del modelo eléctrico del interruptor. Cuando la frecuencia aumenta, la impedancia capacitiva disminuye, haciendo los modelos de estado abierto y estado cerrado cada vez mas parecidos.

4.5.3. Pérdidas de inserción y aislamiento

Las pérdidas de inserción se definen como la pérdida de potencia en la carga causada por añadir un componente o dispositivo en una línea de transmisión. Generalmente se expresa como

$$PI = 10log_{10}\frac{P_T}{P_R} \tag{4.31}$$

Donde P_T es la potencia transmitida a la carga antes de añadir el componente y P_R es la potencia recibida después de colocar el componente.

Utilizando parámetros S, es posible encontrar las pérdidas de inserción para un interruptor como [5]

$$PI = -20log|S_{21cerrado}| \tag{4.32}$$

Se utiliza el parámetro S_{21} en estado cerrado para determinar las pérdidas de inserción, pues estas se generan al pasar señal a través del dispositivo. El cálculo de S_{21} dependerá del tipo de interruptor.

Existen dos tipos básicos de interruptores utilizados en el diseño de circuitos de microondas: serie y paralelo. El interruptor serie se comporta como circuito abierto en una línea de transmisión cuando no se aplica voltaje y como corto circuito en la línea cuando se aplica voltaje. El interruptor paralelo es el que se coloca en paralelo entre la línea de transmisión y tierra; y dependiendo del voltaje aplicado, mantiene la línea de transmisión inalterada o la conecta a tierra [2].

Por tanto, para nuestro interruptor tipo serie, tenemos un bipuerto como el mostrado en la figura 4.16, de la cual podemos encontrar la ecuación 4.33

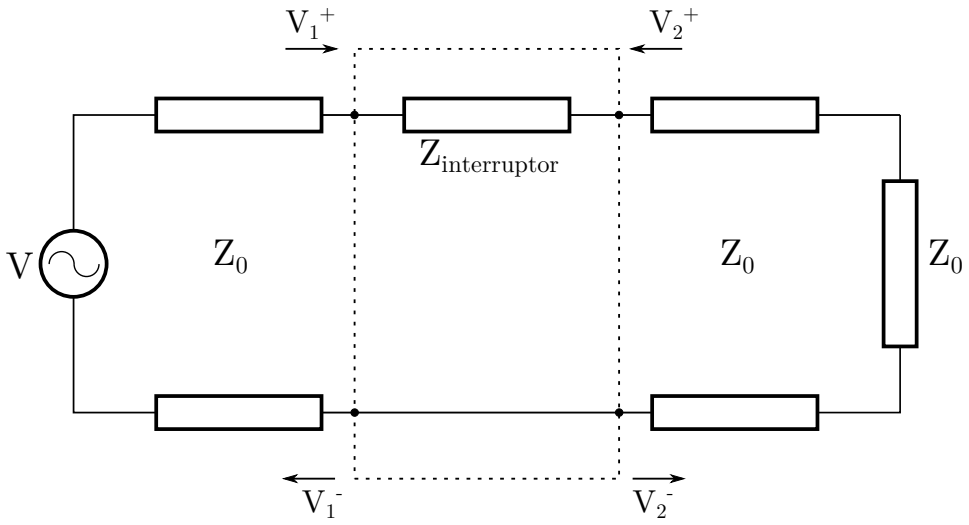


Figura 4.16: *Red para encontrar el parámetro* S_{21}

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{Z_{interruptor} + 2Z_0} \tag{4.33}$$

El aislamiento, al igual que las pérdidas de inserción, es un parámetro que relaciona la potencia en la carga al agregar un dispositivo con la potencia en

la carga sin el dispositivo, con la diferencia de que se trabaja en un estado de no transmisión. Esto en un interruptor implica considerar la impedancia en estado abierto. El aislamiento se expresa como

$$Aislamiento = -20log|S_{21abierto}|\,[dB] \tag{4.34}$$

Para los valores de impedancia en estado abierto y cerrado del interruptor se encontraron los resultados mostrados en las figuras 4.17 y 4.18 considerando una impedancia Z_0=50 [Ω].

Se observa que las pérdidas de inserción aumentan conforme la frecuencia. Éste es un resultado esperado; al aumentar la frecuencia, la impedancia capacitiva disminuye permitiendo una mayor corriente por el interruptor, el cual tiene que disipar una mayor cantidad de potencia provocando un aumento en las pérdidas. Este fenómeno está fuertemente ligado al sustrato, pues ocurre una conexión, principalmente capacitiva, no deseada entre las terminales. Estas pérdidas se han logrado disminuir con mejores sustratos, separando el interruptor del sustrato o removiendo parte del sustrato en las zonas de interés.

El aislamiento disminuye al aumentar la frecuencia debido a un fenómeno similar al ocurrido con las pérdidas de inserción. Al aumentar la frecuencia, la impedancia capacitiva entre la membrana y las terminales disminuye, permitiendo el paso no deseado de señal más libremente. El aislamiento mejora si la separación entre la membrana y las terminales aumenta, y si el área de las terminales o de la membrana disminuyen; sin embargo aumentar la separación incrementaría el voltaje de actuación y reducir las áreas podría comprometer el contacto metálico entre las superficies involucradas.

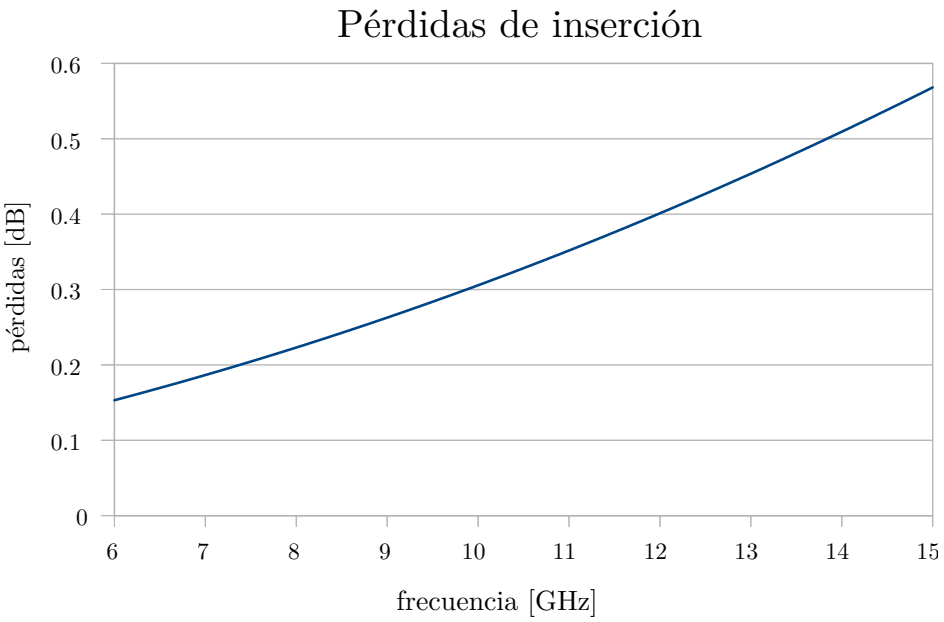


Figura 4.17: *Pérdidas de inserción*

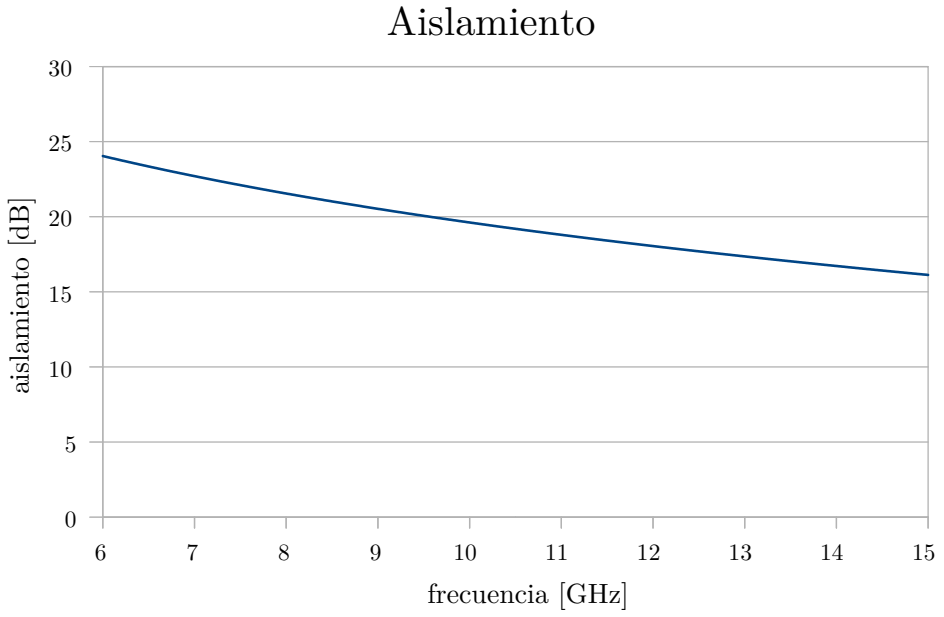


Figura 4.18: *Aislamiento*

4.6. Proceso de manufactura

Se proponen los puntos mostrados en la tabla 4.5 para un posible proceso de manufactura.

Estos puntos se llevan a cabo mediante los pasos siguientes; todas las máscaras mostradas suponen un área de trabajo del tamaño de una celda unitaria de la SSF y requieren además de marcas de alineamiento [8]. Se presenta el flujo para una SSF con ocho interruptores.

Primero se ataca parcialmente el cobre ($-1[\mu m]$) para formar las terminales. Este paso es importante pues asegura que las terminales harán contacto metálico con la membrana. La máscara correspondiente se muestra en la figura 4.19.

El siguiente paso es el depósito de un aislante, en este caso BCB, para evitar un corto circuito entre la membrana y el área de actuación. Este paso se realiza antes de definir el área de actuación, ya que áreas de cobre cubiertas con BCB no serán ya atacadas, asegurando que no existirán cortos incluso con errores de alineamiento. La máscara se muestra en la figura 4.20.

Ahora se realiza el último ataque de cobre en el que se definen los postes, el área de actuación y el anillo diseñado para la SSF. La máscara correspondiente se muestra en la figura 4.21.

Después, se utiliza fotorresist para rellenar los espacios libres en la oblea y asegurar que la membrana se depositará en una superficie plana y uniforme. Esto se lleva a cabo en tres pasos: primero se llenan todos los huecos a la altura de los postes, área de actuación y anillo ($12\,[\mu m]$), ver máscara en figura 4.22a; a continuación se realiza un segundo deposito de fotorresist a la altura de las terminales ($+1[\mu m]$) utilizando la máscara mostrada en la figura 4.22b; para terminar se realiza un deposito plano de fotorresist ($+4\,[\mu m]$) al cual se requiere atacar para permitir contacto entre los postes y la membrana a depositarse, esta máscara se muestra en la figura 4.22c.

Finalmente se deposita una última capa metálica, de aluminio, la cual conforma la membrana flexible del interruptor. La máscara de ataque puede verse en la figura 4.23. La serie completa de pasos para el proceso propuesto puede observarse en la figura 4.24.

Tabla 4.5: *Proceso de manufactura*

Parámetro	**Material**	**Espesor [μm]**	**Propósito**
Sustrato	Rogers 4003C	203	Proporciona estabilidad mecánica a toda la SSF y al interruptor.
Capa metálica inicial	Cobre	12	Forma los postes y el área de actuación además de los anillos para la SSF.
Capa dieléctrica	BCB	0.5	Cubre el área de actuación para evitar corto circuito.
Capa metálica	Cobre	1	Añade altura a las terminales para asegurar contacto metálico.
Capa de sacrificio	Fotorresit	13	Cubre todos los espacios libres en la estructura.
Capa de sacrificio	Fotorresit	6	Crea una superficie sobre la cual depositar la membrana.
Capa de depósito metálico	Aluminio	0.5	Forma la membrana.

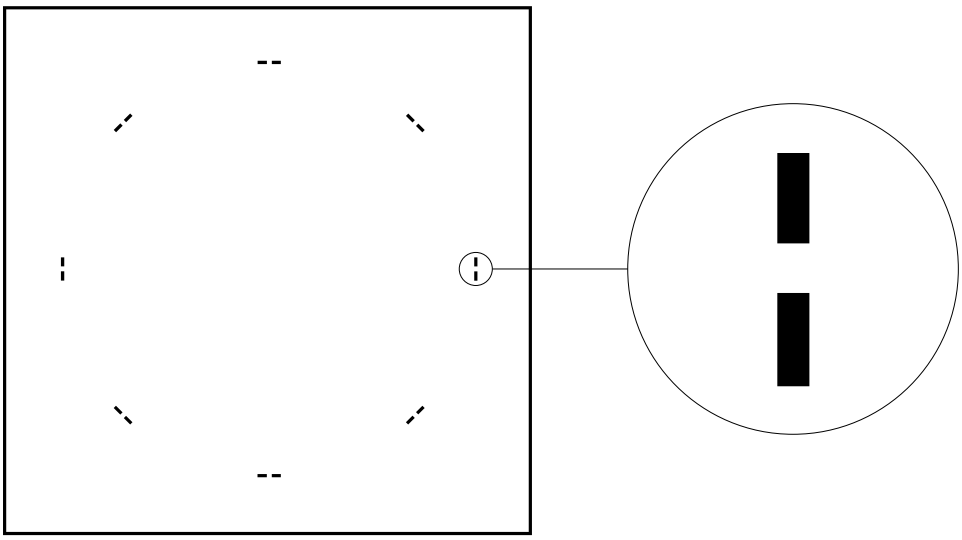


Figura 4.19: *Máscara positiva que define las terminales.*

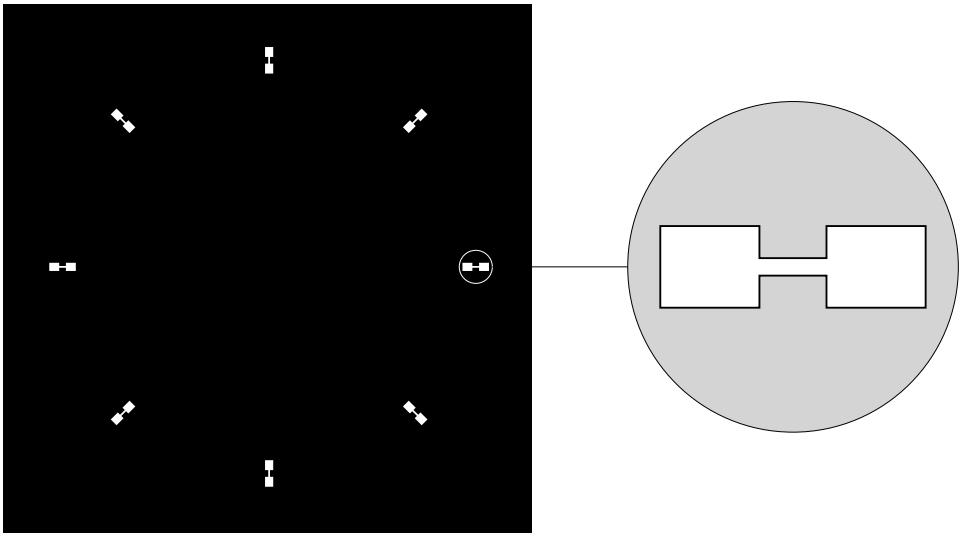


Figura 4.20: *Máscara positiva para definir el área de aislante.*

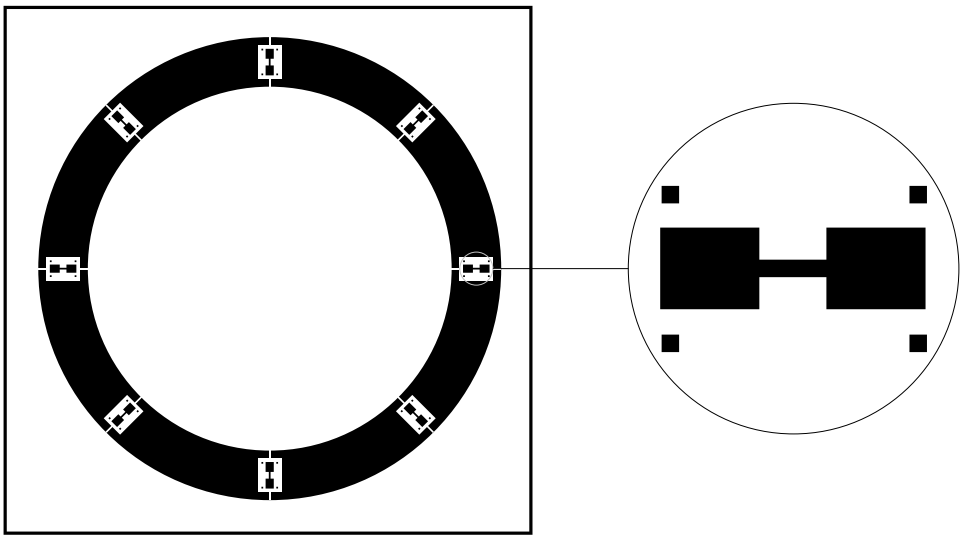
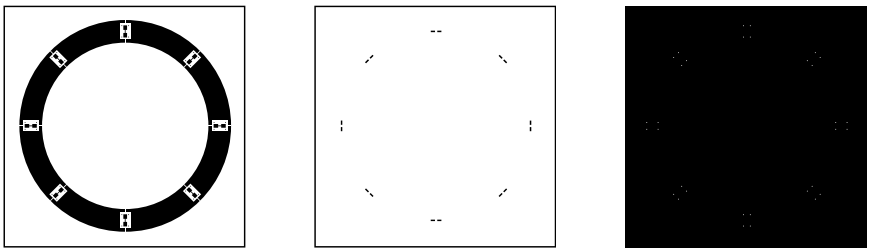


Figura 4.21: *Máscara positiva para el último ataque al cobre.*



(a) *Llenado para postes, área de actuación y anillo.*

(b) *Llenado para las terminales*

(c) *Capa plana y conexión con postes.*

Figura 4.22: *Máscaras positivas necesarias para formar una superficie plana.*

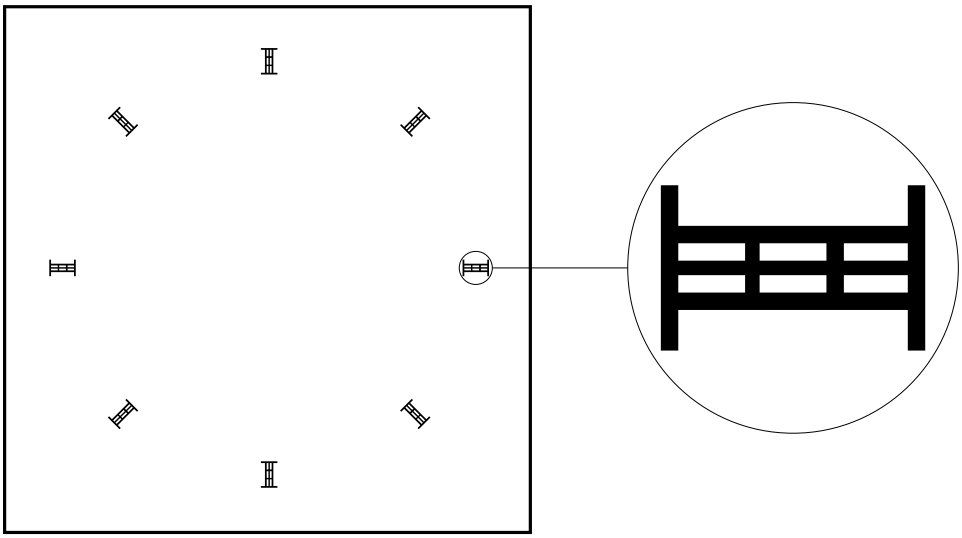


Figura 4.23: *Máscara positiva para formar la membrana.*

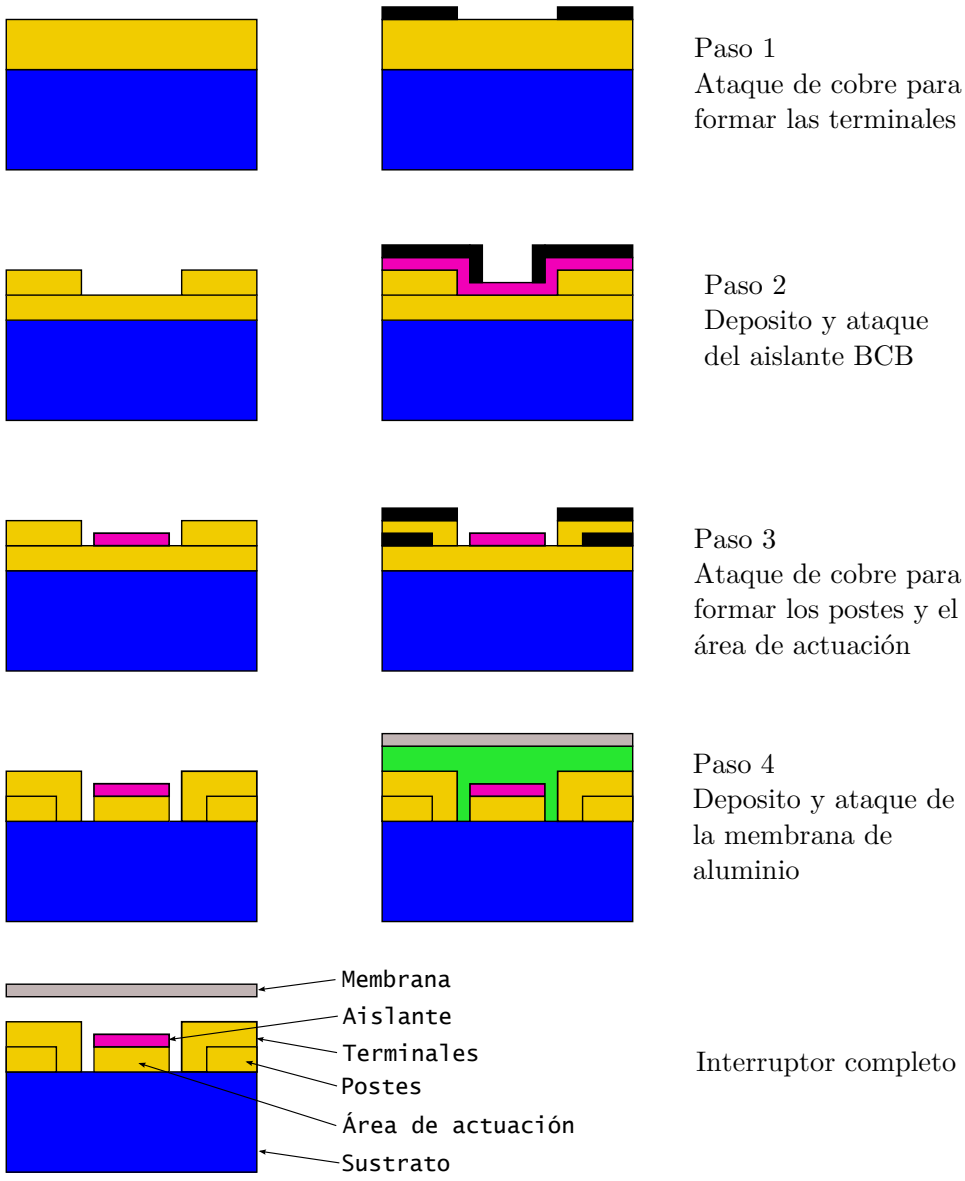


Figura 4.24: *Pasos para el proceso propuesto*

4.7. Conclusiones

La tecnología de circuito impreso flexible permite diseñar y fabricar interruptores MEMS comparables con el estado del arte. Los resultados generados y la comparación con los valores objetivo se resumen en la tabla 4.6.

Tabla 4.6: *Resultados del capítulo.*

Análisis electromecánico		
Parámetro	**Deseado**	**Simulado a 12 [GHz]**
Voltaje de actuación	menor a 20 [V]	8.1 [V]
Voltaje de liberación	mayor a 0 [V]	4.9 [V]
Tiempo de conmutación	orden de μs	255 [μs]
Análisis electrodinámico		
Factor de calidad de conmutación	mayor a 5000	50,000
Pérdidas de inserción	menor a 1 [dB]	0.4 [dB]
Aislamiento	mayor a 15 [dB]	18 [dB]

Aunque los resultados cumplen con los objetivos, el interruptor es susceptible a mejoras. La velocidad de conmutación es baja; para mejorarla sería necesario reducir la masa de la membrana ya sea con un deposito más delgado o utilizando un generador de patrones que permita un ancho de línea menor a 50 [μm]. Las pérdidas de inserción y el aislamiento son mejorables adelgazando las terminales con el riesgo de un mayor desgaste en la membrana. El voltaje de actuación se reduciría si los postes de cobre se forman con la capa de depósito de aluminio sacrificando fuerza en la membrana.

Además, en este capítulo se logró encontrar un modelo eléctrico utilizando software especializado necesario para reducir el análisis cuando el interruptor sea integrado a una SSF.

Referencias

[1] V. V. Pleskachev y I. B. Vendik, “The commutation quality factor of electrically controlled microwave device components”, Technical physics letters, vol 29, No. 12, 2003.

[2] Rebeiz, G. M., “RF MEMS: Theory, Desing and Technology”, John Wiley & Sons, Inc., 2003.

[3] Hartley Rick, “Base materials for high speed, high frequency PC bords”, PCB & A, 2002.

[4] I.B. Vendik, O.G. Vendik y E.L. Kollberg, “Commutation quality factor of two-state switchable devices”, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol 48, no 5, 2000.

[5] Pozar, D. M., “Microwave engineering”, third edition, John Wiley & Sons, Inc.

[6] Saha, S.C.; Singh, T.; Sasther, T., "Design and simulation of RF MEMS cantilever and bridge switches for high switching speed and low voltage operation and their comparison", Signals, Circuits and Systems, 2005. ISSCS 2005. International Symposium on , vol.1, pp. 131- 134, Vol. 1, 14-15 July 2005.

[7] De los Santos, H.J., “Introduction to microelectromecanical microwave systems”, second edition, Artech House.

[8] D. Mendoza. (2007) “Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso” (Tesis de maestría - UNAM), Disponible en: `http://132.248.9.9:8080/tesdig/Procesados_2007/0621894/Index.html`

Capítulo 5

Diseño, simulación y análisis de una SSFR basada en un interruptor MEMS

5.1. Introducción

Existen muchas maneras de lograr que una SSF tenga una respuesta reconfigurable. La propuesta de la tesis se basa en diseñar una SSF reconfigurable utilizando interruptores MEMS integrados a la misma. Con esto en mente se tomaron varias consideraciones, se sustituyó la estructura compleja de interruptor por su modelo eléctrico, se analizaron estructuras con dos interruptores actuados simultáneamente y estructuras con ocho interruptores en diversos estados.

5.2. Diseño de una SSF para banda X

Como se mostró en los capítulos anteriores, la frecuencia de resonancia de una SSF basada en anillos metálicos con aperturas se modifica al agregar cargas reactivas variables, dispositivos activos de estado sólido o interruptores MEMS. En general, un interruptor MEMS tendrá dos estados (encendido y apagado) con dos valores de impedancia diferentes; para el interruptor propuesto las impedancias alternan entre un valor grande de capacitancia y un valor bajo de resistencia. Por tanto, se debe buscar que el par de valores de impedancia aseguren que la SSF trabajará en la banda completa. Para

diseñar una SSF reconfigurable que trabaje en la banda X compatible con interruptores MEMS; se pueden seguir los siguientes pasos:

- Diseñar un anillo metálico con frecuencia de resonancia en el límite inferior de la banda de trabajo (8 [GHz]).
- Agregar el número de ranuras necesario para que la frecuencia de resonancia sea igual al límite superior de la banda de trabajo (12 [GHz]).
- Agregar los interruptores MEMS; si estos modifican la respuesta será necesario reajustar la superficie variando los parámetros del anillo y de las ranuras.
- Agregar el circuito de polarización y reajustar si es necesario.

Para una SSFR que trabaje en banda X, con dos aperturas y dos de los interruptores diseñados, se proponen los parámetros de la tabla 5.1.

Tabla 5.1: *Valores para una SSFR con dos aperturas para banda X*

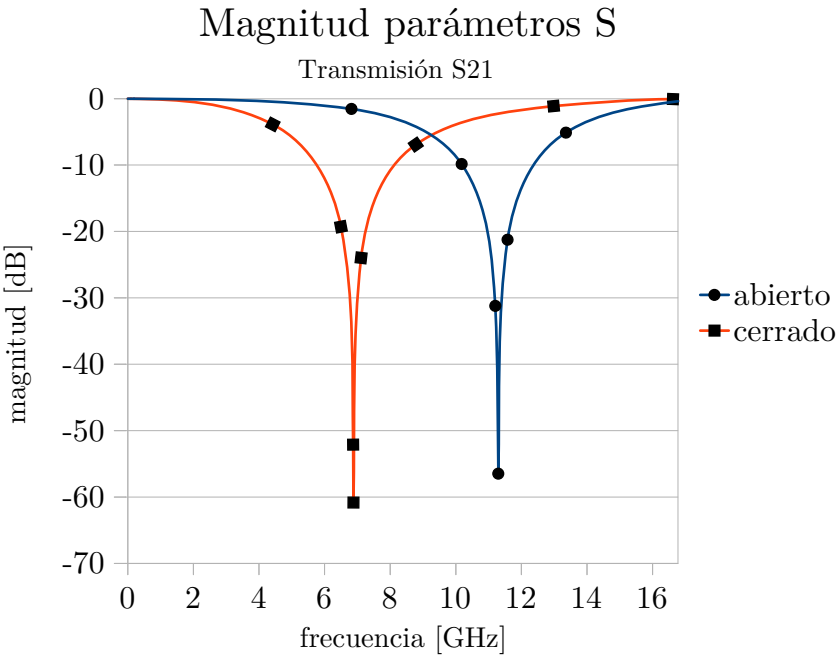
Nombre	**Símbolo**	**Valor**
Radio medio	rm	6.8 [mm]
relación del ancho respecto al radio medio	$2 * v_{rm}$	24.00 %
Distancia entre centros	d	16 [mm]
Ángulo entre elementos	φ	180°
Ángulo de corte	ϑ	10°
Permitividad relativa del dieléctrico	$\varepsilon_{sustrato}$	3.38
Ancho del cobre	a_{cu}	6 [µm]
Ancho del dieléctrico	a_d	203 [µm]

5.3. Sustitución del interruptor MEMS por su modelo eléctrico

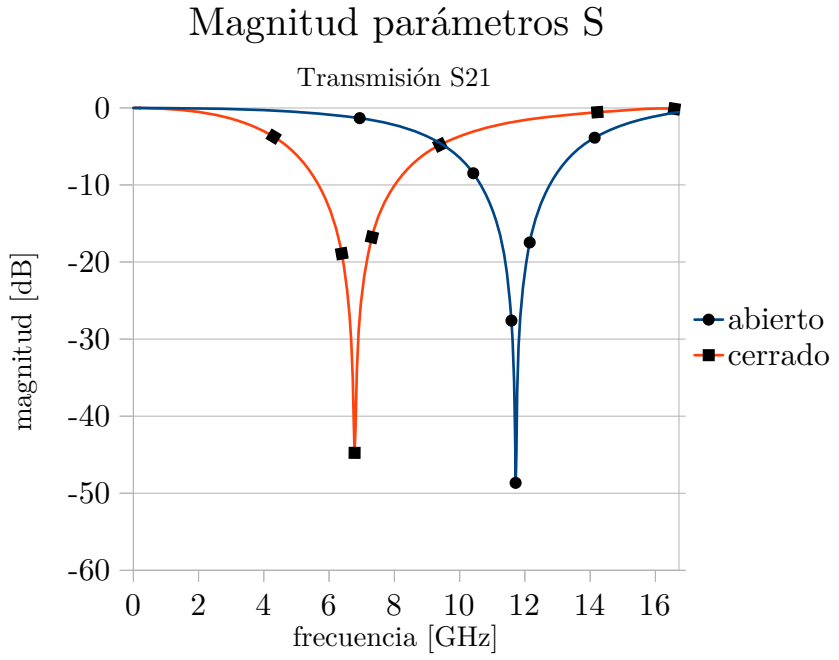
La diferencia de tamaño entre los anillos y las piezas del interruptor hacen que la simulación de la superficie selectiva junto con el MEMS sea impráctica, debido a los grandes tiempos de cálculo. Para reducir el tiempo de cómputo y asegurar una mayor precisión, se sustituyó el interruptor por su modelo eléctrico. La comparación entre los resultados de la simulación de una SSF basada en anillos metálicos con dos aperturas y dos interruptores, y la simulación con el modelo eléctrico se muestra en la figura 5.1.

La diferencia en la magnitud de la señal transmitida, principalmente en estado cerrado (alrededor de 15 [dB]), pone en evidencia otra ventaja del uso del modelo eléctrico en la simulación. Por limitaciones computacionales, el software utilizado para el análisis considera ciertos materiales como "sin pérdidas" cuando se tiene una estructura complicada, entregando una respuesta inexacta.

La diferencia en frecuencia para la simulación con interruptores y con el modelo eléctrico es menor a 0.1 [GHz], para el estado cerrado, y menor a 0.5 [GHz], para el estado abierto; suficientemente pequeña para validar el uso del modelo eléctrico. Los siguientes análisis se realizaron exclusivamente utilizando el modelo eléctrico.



(a) *Anillo con dos interruptores*



(b) *Anillo con modelo eléctrico*

Figura 5.1: *Comparación respuesta con interruptor/modelo*

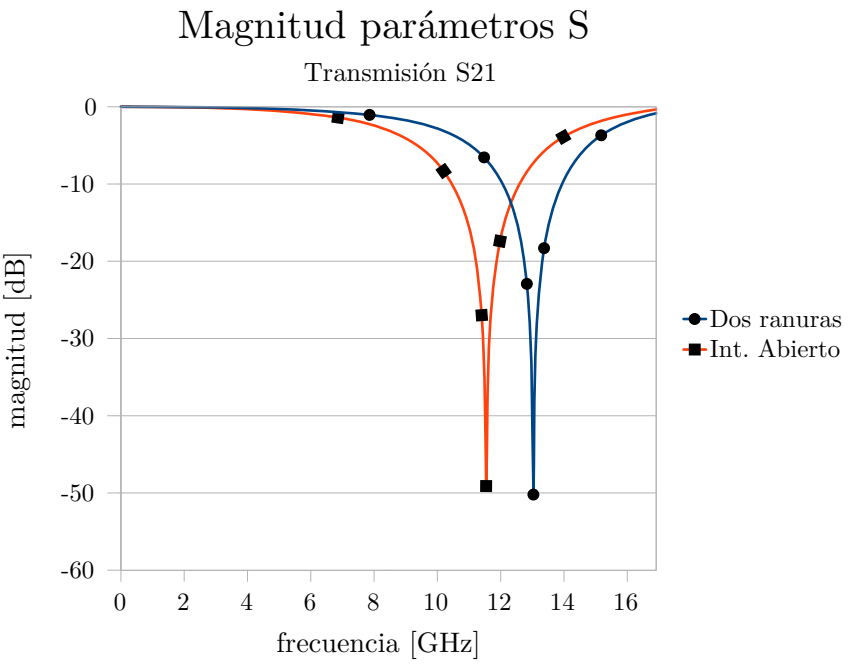
5.4. Análisis de una SSF con dos aperturas y dos interruptores

El estudio de la superficie comienza con una comparación entre la superficie completa/ranurada y la superficie con interruptores encendidos/apagados. Se muestran los resultados de las comparaciones en la figura 5.2.

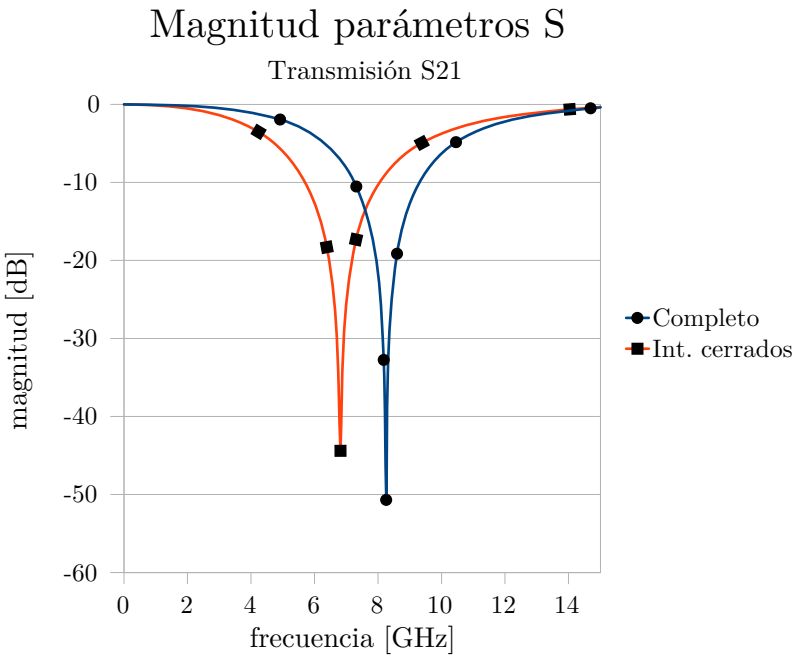
Tanto para el estado abierto, como para el estado cerrado, la diferencia en la frecuencia de resonancia entre la SSF ideal y la SSF con interruptores es de 1 [GHz]. Esta diferencia se corrige ajustando el tamaño del anillo y de las ranuras como se estudio en el capítulo 3.

La diferencia en magnitud para la señal transmitida entre la SSF con ranuras y la SSF con interruptores en estado abierto es menor a 0.5 [dB], gracias a que el aislamiento proporcionado por el interruptor es suficientemente grande. Sin embargo, cuando se tiene la SSF completa y los interruptores cerrados, la diferencia en magnitud para la señal transmitida es cercana a 5 [dB], debido a las pérdidas de inserción en el interruptor y a las ranuras necesarias para colocar el interruptor.

Los dos estados del interruptor cambian la respuesta a los extremos de la banda, según el diseño de la superficie propuesta. El uso de un capacitor variable permitiría controlar la respuesta en todo el ancho de banda. Cabe notar que una estructura asimétrica no presenta resultados iguales entre las polarizaciones TE y TM; con la superficie propuesta para una onda con polarización TM el efecto de las ranuras o cualquier estado del interruptor es invisible y su respuesta será siempre la misma del anillo completo. Una SSF con dos elementos de control tiene una respuesta para las polarizaciones TE y TM similar mediante el uso de celdas grandes en las que el par de aperturas no solo sean paralelas al eje X; además, el uso de celdas grandes también puede permitir una variación de la respuesta en toda la banda.



(a) *Anillos con ranuras/con interruptores abiertos*



(b) *Anillos completo/con interruptores cerrados*

Figura 5.2: *Comparación respuesta ideal/interruptores*

5.5. Análisis de una SSF con ocho aperturas y ocho interruptores

Utilizando el anillo propuesto con dos ranuras y dos interruptores, pero reduciendo el tamaño de los cortes al mínimo permitido por el proceso de manufactura disponible (50 [µm]), se tiene una superficie con ocho aperturas cuyo comportamiento es muy similar al caso con dos aperturas; pero con la ventaja de que la respuesta TE y TM son equivalentes. Además, el uso de un mayor número de elementos de control permite la formación de una gran cantidad de celdas grandes. En la figura 5.3 se muestra la respuesta para la superficie con ocho interruptores, todos activados simultáneamente.

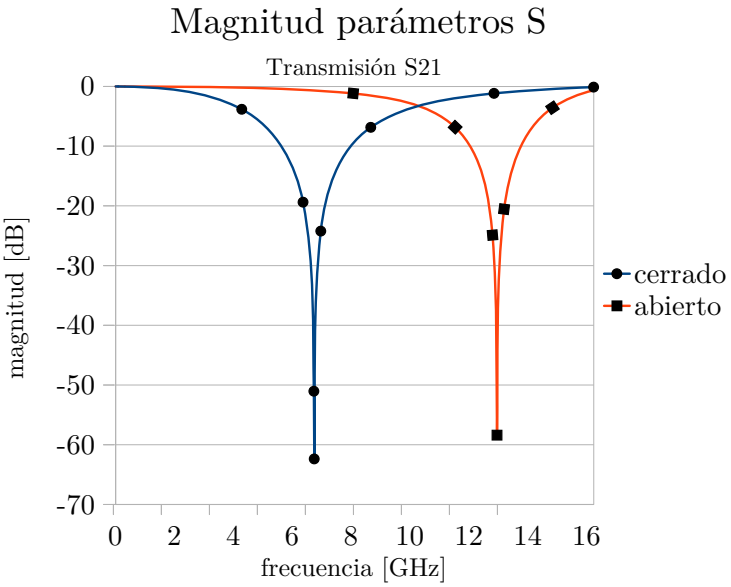


Figura 5.3: *SSF con ocho interruptores MEMS*

Si en vez de actuar todos los interruptores simultáneamente se hacen actuar por pares se obtienen frecuencias intermedias a las delimitadas por la banda de interés. Es claro que al contar con cuatro pares de interruptores se tienen 16 estados diferentes sin embargo por la manera en la que la superficie está diseñada el número de respuestas diferentes es menor. Las combinaciones diferentes se muestran en la figura 5.4 y las respuestas en la figura 5.5.

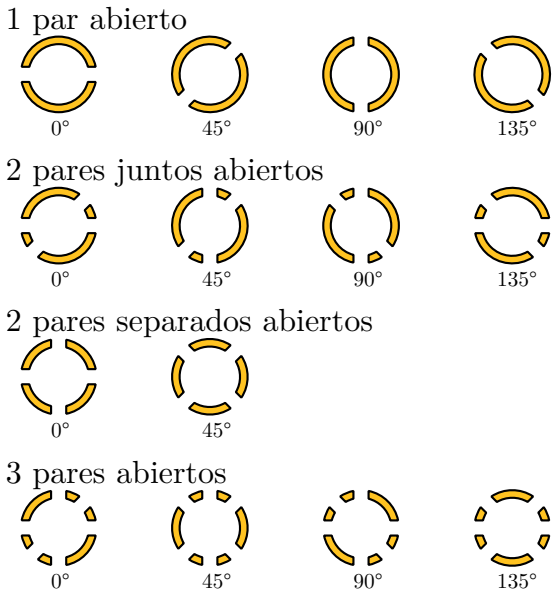


Figura 5.4: *Diferentes estados para la SSF con ocho interruptores*

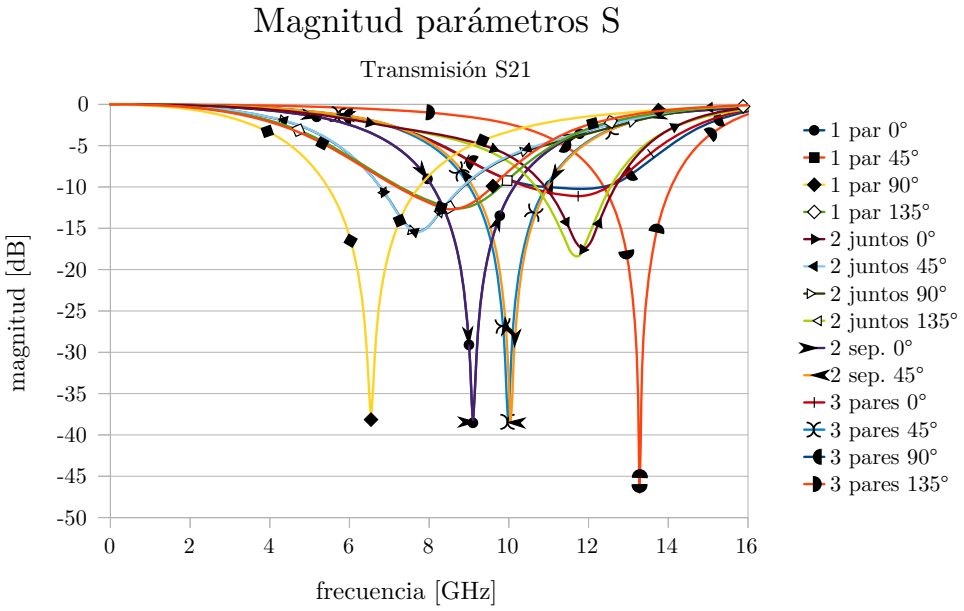


Figura 5.5: *Respuestas para diferentes estados de los interruptores*

5.6. Anillo compuesto: aperturas radiales y axiales

Para sobrepasar la limitante de ocho elementos de control dentro de aperturas axiales impuesta por el proceso de fabricación se propone un anillo que hace uso de aperturas radiales y axiales.

El anillo compuesto parte de un anillo simple con una apertura radial cuya respuesta son dos frecuencias de resonancia, una en cada extremo de la banda de trabajo. El corte radial forma dos anillos: anillo interior y anillo exterior; se agregan aperturas axiales en alguno de estos y finalmente se colocan los elementos de control de tal forma que conecten a los anillos interior y exterior.

Un esquema del anillo propuesto se muestra en la figura 5.6.

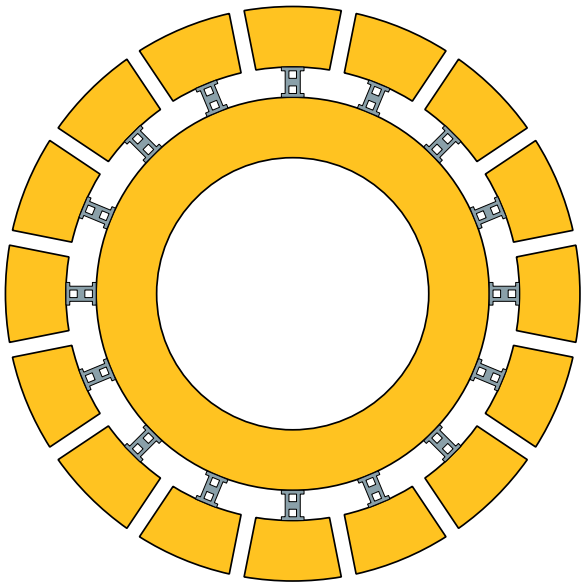


Figura 5.6: *Anillo con aperturas radiales y axiales*

El anillo compuesto se comporta de forma similar a los anillos ya estudiados y su respuesta depende del estado de los elementos de control. Si todos los interruptores están abiertos la respuesta será suma de la respuesta del anillo interior y del anillo exterior; si se cierra un par de interruptores y se hace rotar su posición relativa se obtendrá un barrido de frecuencia no lineal entre la frecuencia de resonancia del anillo interior y la frecuencia del anillo exterior, con un número de pasos correspondiente al número de pares

de interruptores; si todos los interruptores se cierran al mismo tiempo, la respuesta tendrá la misma frecuencia de resonancia que el anillo simple sin aperturas. En la figura 5.7 se muestra la respuesta para un anillo compuesto con 16 elementos de control en la que se cerraron dos pares de interruptores adyacentes.

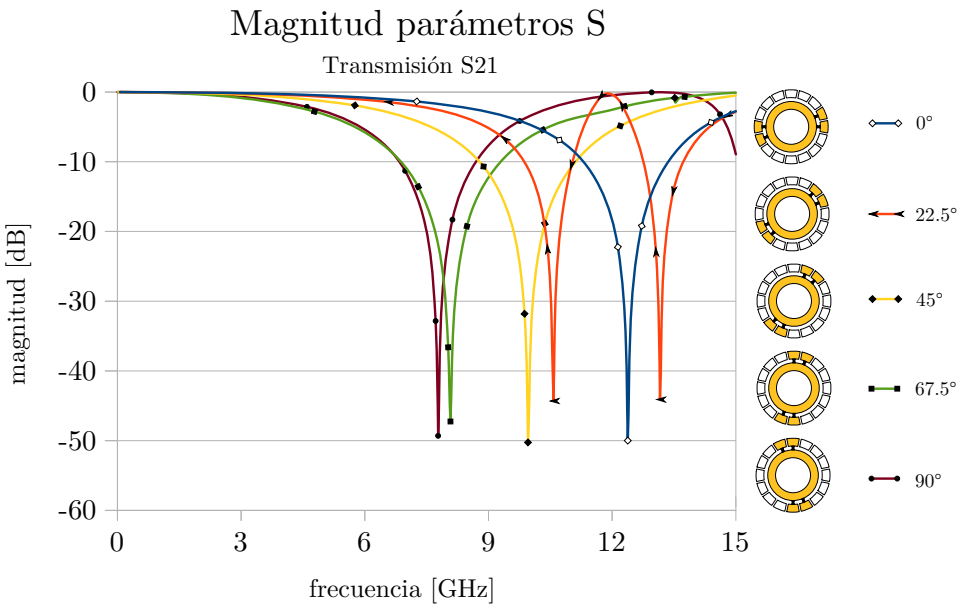


Figura 5.7: *Respuesta de una SSF basada en anillos compuestos*

Para diseñar una SSF reconfigurable basada en anillos compuestos se pueden seguir los siguientes pasos:

- Diseñar un anillo con frecuencia de resonancia en el límite superior de la banda (12 [GHz]).
- Diseñar un segundo anillo de mayor radio con frecuencia de resonancia igual al límite inferior de la banda (8 [GHz]).
- Añadir aperturas axiales a cualquiera de los anillos. El anillo externo permite un mayor número de cortes y elementos de control. El añadir ranuras a un anillo aumentará su frecuencia de resonancia; es necesario asegurar que la nueva respuesta no invada la banda de operación.

- Agregar los interruptores MEMS; reajustar la respuesta de ser necesario.
- Agregar el circuito de polarización; reajustar de ser necesario.

5.7. Polarización

Uno de los problemas aún por resolverse en el área de las SSF activas es el de la polarización, debido a la gran cantidad de elementos que deben ser controlados independientemente. Por ejemplo, una SSF basada en los anillos propuestos en un área de 30 x 30 [cm] tendría alrededor de 350 elementos y si consideramos que cada uno tiene 8 interruptores se necesitarían 2800 líneas independientes más la conexión a tierra.

Se proponen algunos circuitos de polarización para SSF basadas en anillos metálicos con diferentes características.

5.7.1. Polarización con líneas rectas

Se propone un circuito de polarización para una SSF basada en anillos metálicos con dos elementos de control, el cual se muestra en la figura 5.8.

Este circuito está formado por tres líneas metálicas rectas que atraviesan de extremo a extremo la SSF. A la línea del centro se le coloca un voltaje mientras que a las dos líneas externas otro, a fin de tener una diferencia de potencial necesaria para actuar el interruptor. La línea central es continua a lo largo de toda la superficie, mientras que las líneas externas estas formadas por segmentos unidos por las membranas de cada interruptor. Con esta forma de polarización es posible actuar independientemente columnas completas de elementos. Solo funciona para la polarización paralela a las líneas de polarización. Un segmento de la SSF utilizando esta polarización se muestra en la figura 5.9.

La respuesta de la superficie con el circuito de polarización propuesto, con todos los interruptores en estado abierto/cerrado, se muestra en la figura 5.10.

La inclusión del circuito de polarización genera una disminución de la frecuencia de resonancia de la SSF en estado abierto menor a 1 [dB] y un aumento en la frecuencia de resonancia menor a 0.5 [dB], manteniendo a la superficie cerca de la banda de operación. Ajustes a la frecuencia de resonancia pueden lograrse fácilmente cambiando los parámetros básicos de la

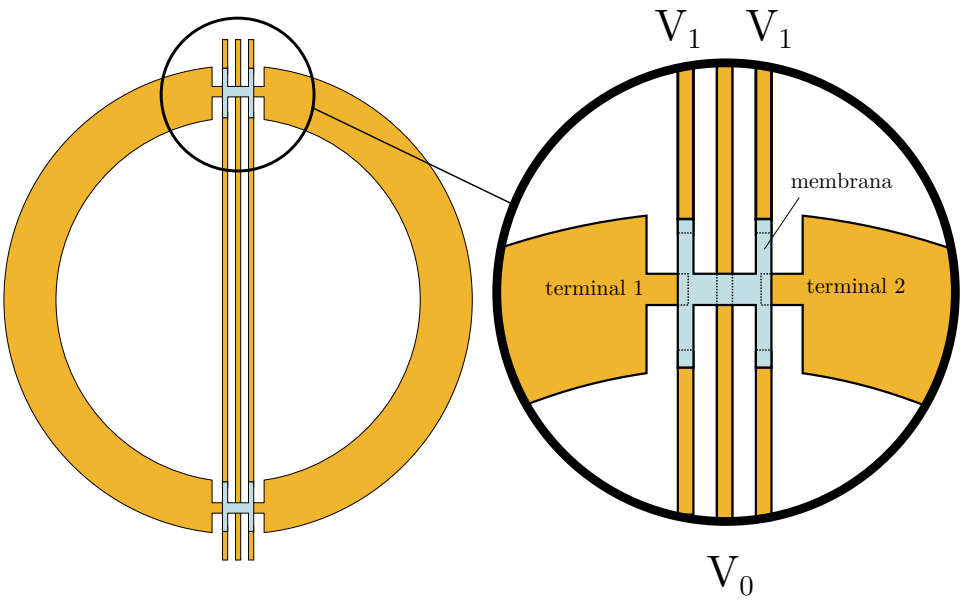


Figura 5.8: *Polarización mediante líneas rectas*

celda unitaria. La magnitud de la señal transmitida no se ve alterada por el circuito de polarización ni en estado abierto ni cerrado.

La aparición de una frecuencia de resonancia no deseada cuando el interruptor está abierto, con una magnitud cercana a 12 [dB] y una frecuencia igual a la frecuencia de resonancia de la superficie en estado cerrado, es la principal modificación a la respuesta de la superficie.

5.7.2. Polarización con placas metálicas

La polarización de una SSF basada en anillos metálicos se logra también añadiendo placas metálicas en conjunto con líneas o aperturas.

Una propuesta de circuito de polarización para una SSF con dos elementos de control añadiendo ranuras a la placa externa se muestra en la figura 5.11.

Este circuito se basa en separar la placa metálica exterior en formando dos áreas para DC manteniendo solo un área de AC, esto se logra añadiendo una apertura a la placa externa y uniéndola para AC mediante un capacitor que asegure el acoplamiento.

Es posible incluir el capacitor necesario con el proceso de manufactura disponible. Un área de depósito de BCB sirve como dieléctrico mientras que

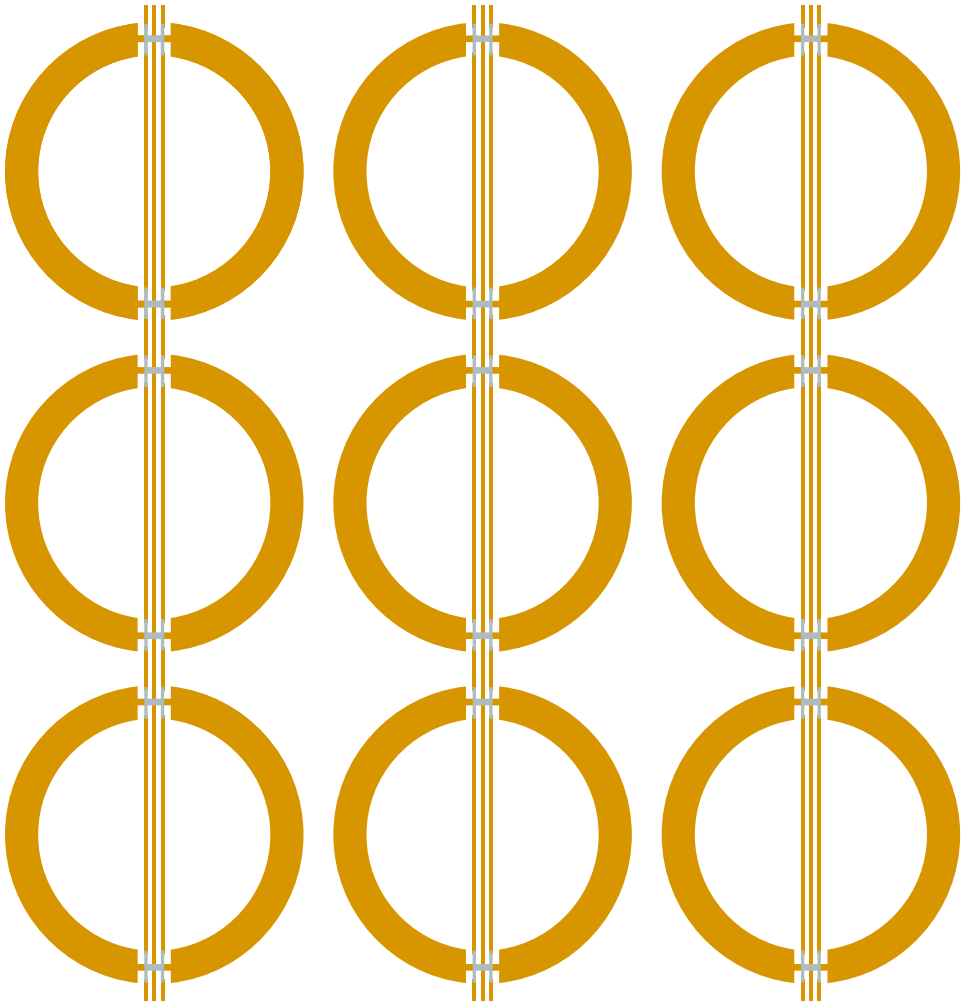


Figura 5.9: *Segmento de la SSF polarizada mediante líneas metálicas*

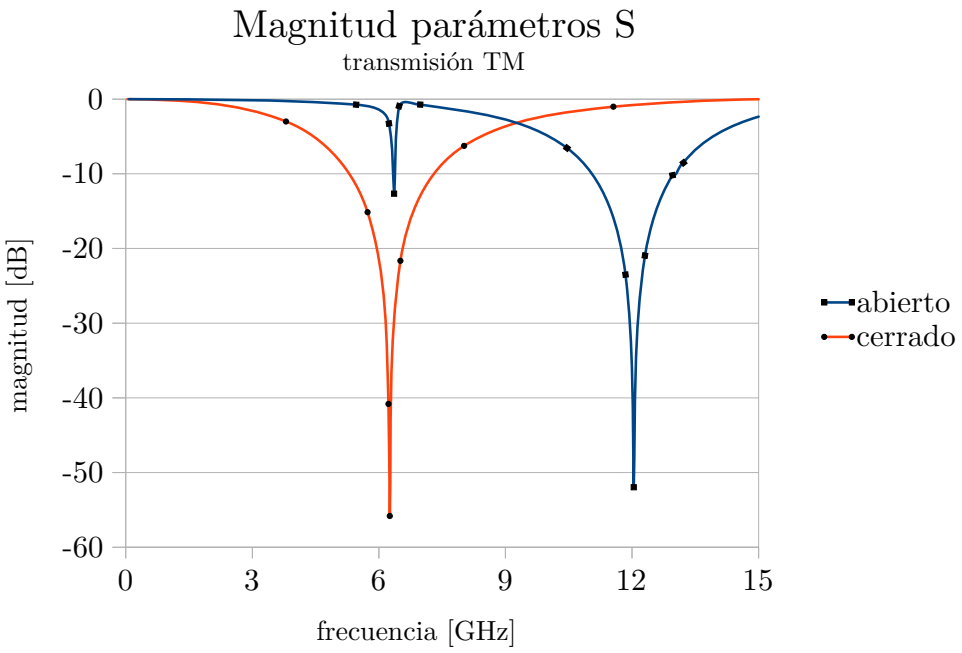


Figura 5.10: *Respuesta polarización con líneas rectas*

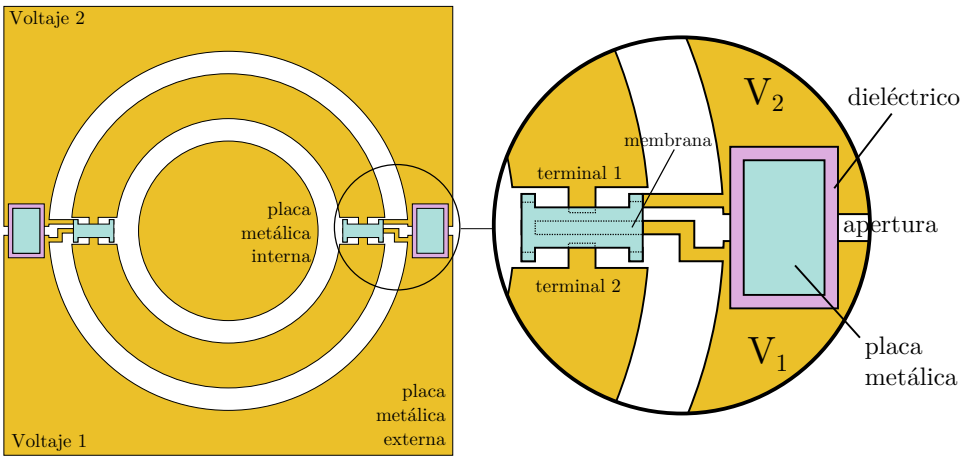


Figura 5.11: *Polarización mediante placas metálicas y aperturas*

un depósito de aluminio funciona como placa metálica paralela a la placa metálica externa de cobre, formando así dos capacitores de placas paralelas en serie.

Al aplicar una diferencia de potencial entre las secciones de la placa metálica externa se obtendrá la actuación de los interruptores. Con esta forma de polarización todos los interruptores de una fila se activan al mismo tiempo. Un segmento de la SSF utilizando esta polarización se muestra en la figura 5.12.

La respuesta para este circuito se muestra en la figura 5.13.

Agregar este circuito de polarización modifica poco la respuesta. La frecuencia de resonancia tanto para el estado abierto como para el estado cerrado se mantiene igual que para la SSF con placas metálicas. La magnitud de la señal transmitida disminuye alrededor de 10 [dB] para el estado cerrado y 20 [dB] para el estado abierto. La gran disminución en magnitud para el estado abierto es causada por la reducción en el ancho de banda al introducir placas metálicas a la superficie; al reducir la magnitud de señales no deseadas en frecuencias arriba a las deseadas, la respuesta en el extremo superior de la banda de trabajo se ve afectada.

Una segunda propuesta de circuito de polarización se basa en agregar líneas aisladas sobre la placa exterior. Las líneas se encargaran de tomar un voltaje mientras que la place metálica exterior otro; creando la diferencia de potencial necesaria para actuar el interruptor.

La construcción de la línea aislada se lleva a cabo de forma similar que el capacitor propuesto en la polarización con aperturas. Se deposita un área de BCB de extremo a extremo de la SSF y sobre esta se deposita la línea metálica con aluminio.

Un esquema se muestra en la figura 5.14.

Un segmento de la SSF utilizando esta polarización se muestra en la figura 5.15.

En la figura 5.16 se muestran los resultados para una SSF con dos interruptores actuados simultáneamente.

El agregar líneas sobre placas metálicas no presenta ningún efecto sobre la respuesta. Aunque el diseño presentado conecta todos los interruptores entre sí, puede modificarse fácilmente para actuar columnas o incluso polarizar independientemente cada elemento.

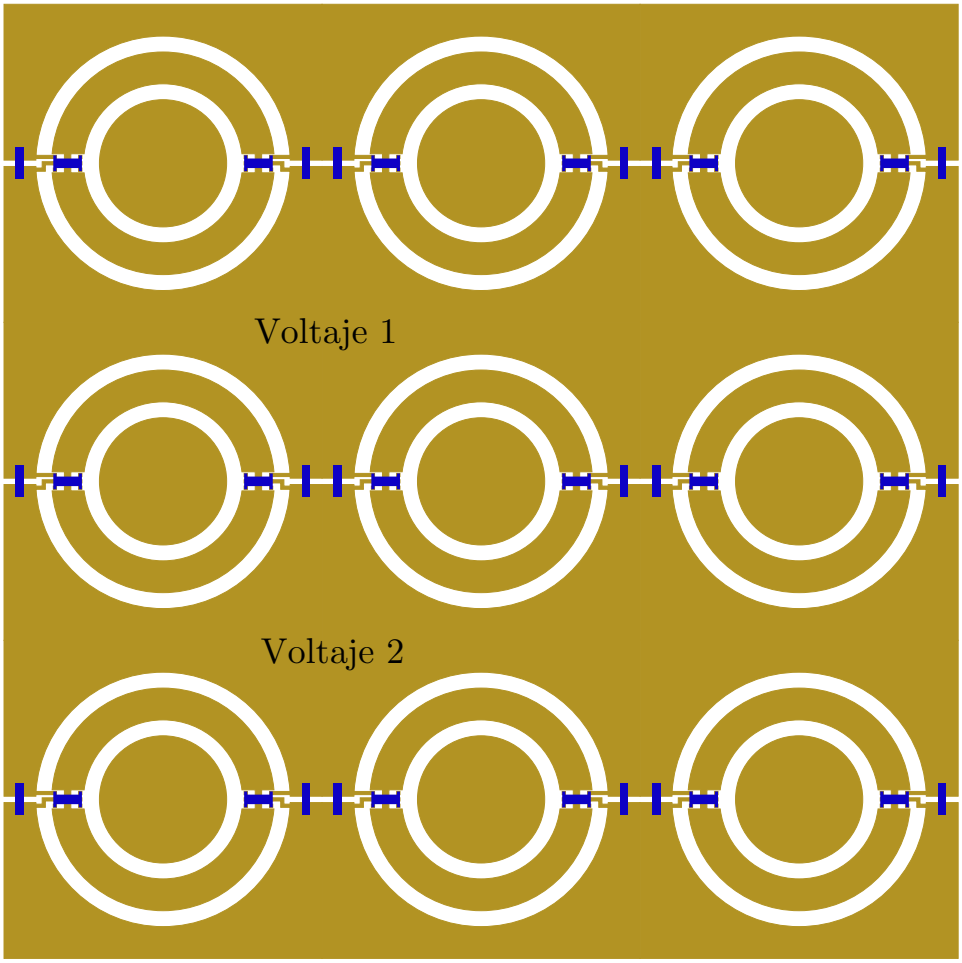


Figura 5.12: *Segmento de la SSF polarizada mediante placas metálicas seccionadas*

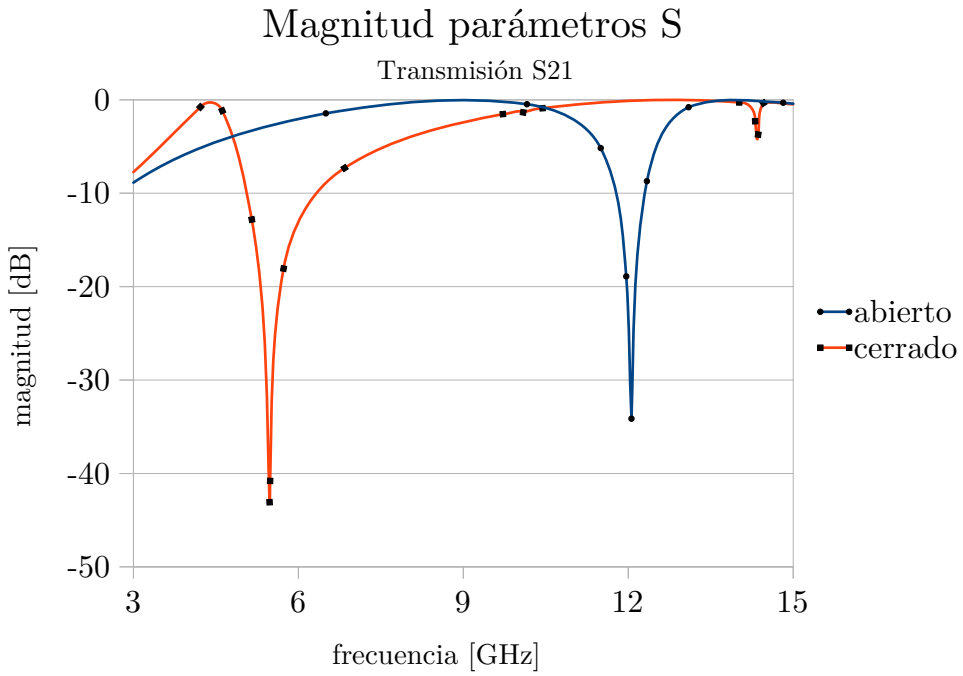


Figura 5.13: *Respuesta polarización con placas metálicas y aperturas*

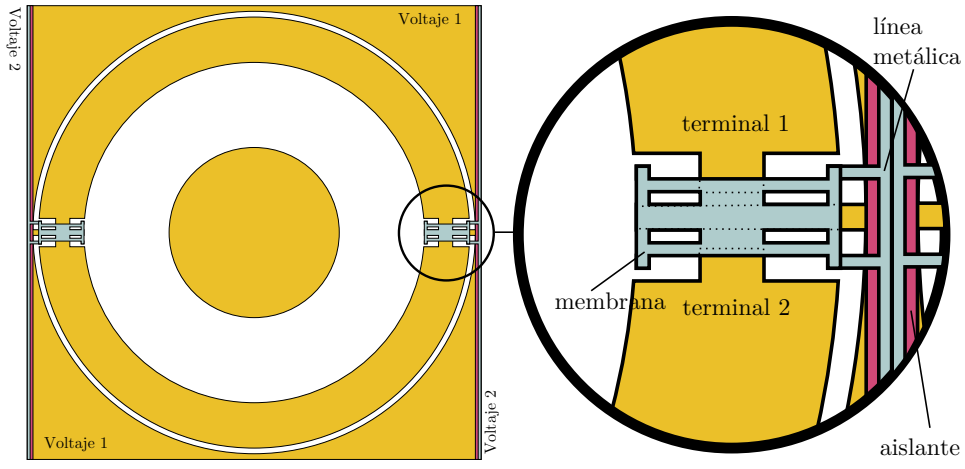


Figura 5.14: *Polarización mediante placas metálicas y líneas aisladas*

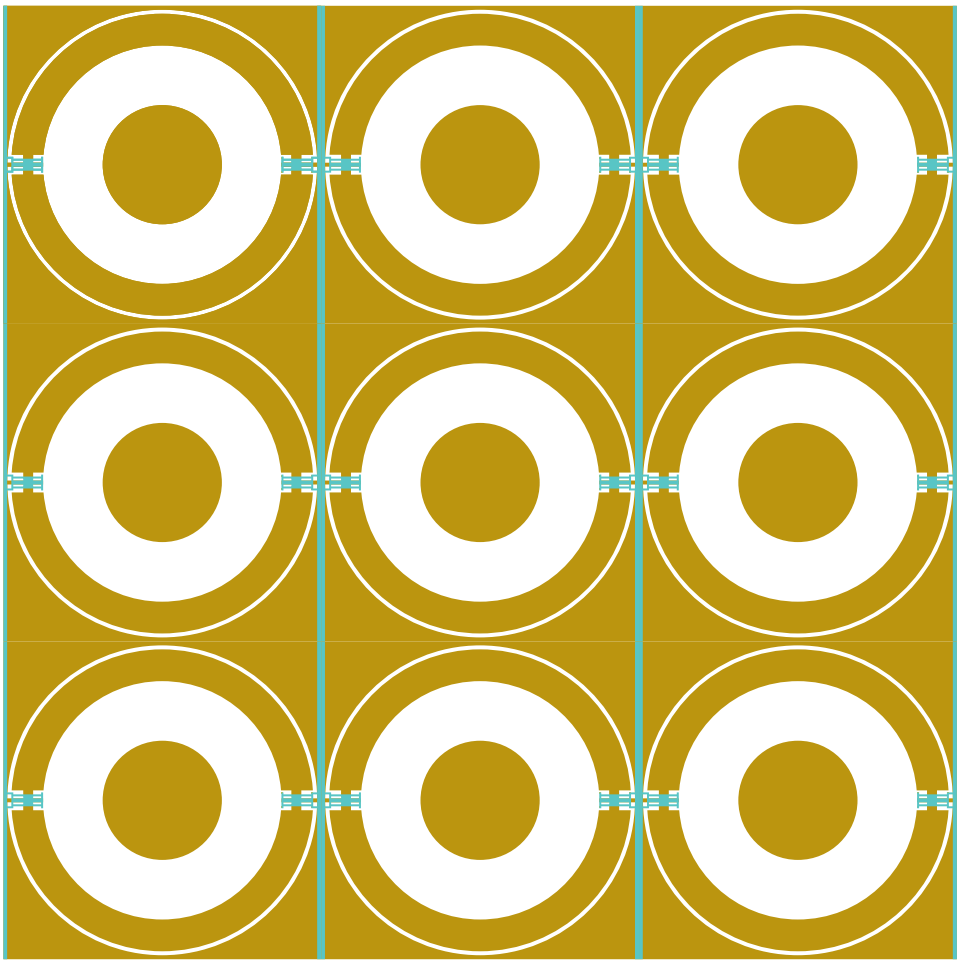


Figura 5.15: *Segmento de la SSF polarizada mediante líneas metálicas aisladas*

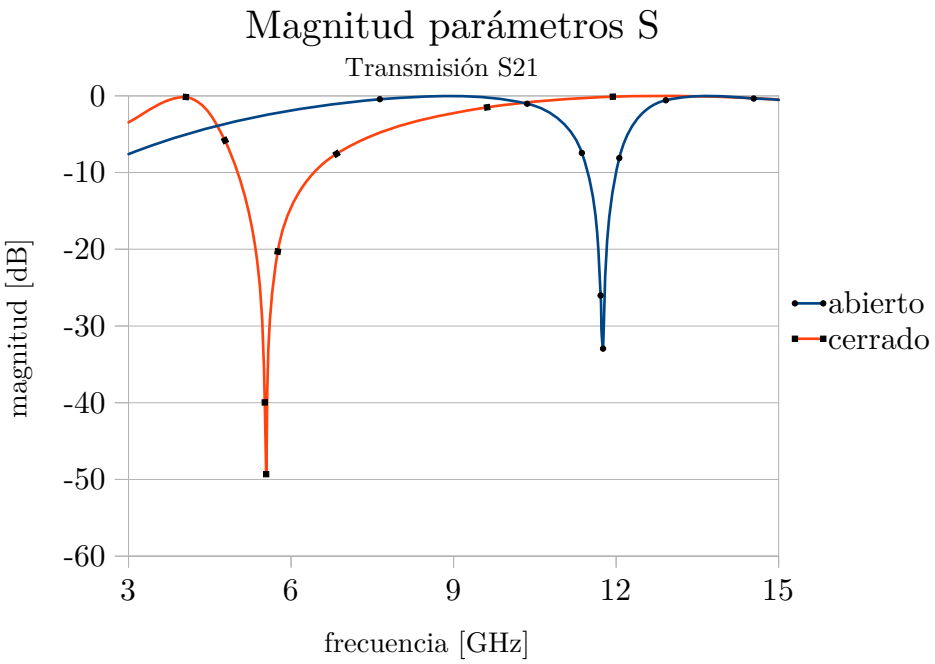


Figura 5.16: *Respuesta polarización con placas metálicas y líneas aisladas*

5.7.3. Comparación entre los circuitos de polarización

Los circuitos de polarización propuestos tienen ventajas y desventajas a considerar.

El circuito de polarización mediante líneas rectas es el de más sencilla construcción, pues solo utiliza una capa de material y puede colocarse en anillos simples. Gracias a esto, es el único circuito de polarización propuesto que logra trabajar con magnitudes de transmisión por debajo de 50 [dB].

Su principal desventaja es la dificultad para controlar un mayor número de elementos por anillo. Además, si algún interruptor llegará a fallar, la columna completa dejaría de funcionar, pues las líneas de polarización se conectan a través de las membranas de los interruptores. Este circuito introduce una respuesta no deseada cuando los interruptores están en estado abierto con una magnitud cercana a 12 [dB].

Los circuitos de polarización basados en SSF con placas metálicas tienen ventajas y desventajas comunes. La principal ventaja es que la respuesta se ve inalterada al agregar el circuito, lo que facilita el análisis de superficies que utilicen estos circuitos. Como el colocar cualquier línea de polarización

sobre la placa metálica externa no cambia la respuesta, se pueden polarizar un mayor número de elementos con el proceso de manufactura disponible. Un esquema para un circuito de polarización para 8 elementos de control actuados por pares se muestra en la figura 5.17.

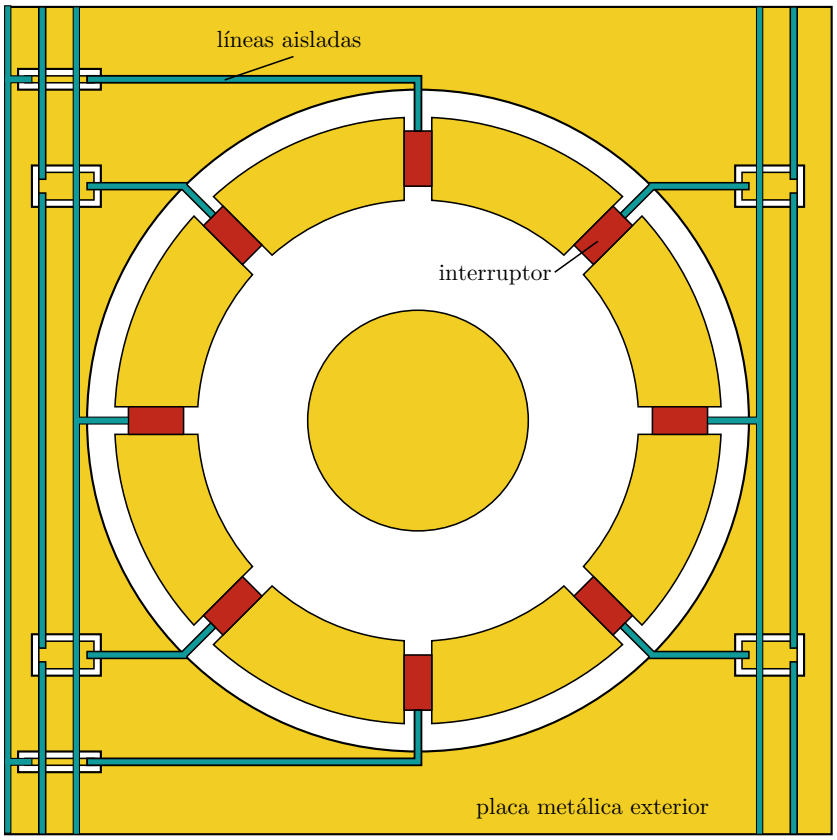


Figura 5.17: *Circuito de polarización para 8 elementos de control*

La principal desventaja de estos circuitos es que deben estar contenidos en SSF con placas metálicas. Esto implica una reducción en ancho de banda y disminución de la magnitud sobre el bloqueo de señal transmitida. La construcción de este circuito de polarización es más complicada que la polarización mediante líneas rectas, pues utiliza dos capas de material, aumentando los errores de alineamiento. Sin embargo, la confiabilidad es mayor, pues aunque algún interruptor falle el resto de la SSF seguirá funcionando.

5.8. Conclusiones

Como se mostró en este capítulo, las superficies selectivas de frecuencia reconfigurables mediante interruptores MEMS integrados que trabajen en banda X son obtenibles.

Una SSF con solo dos interruptores alineados solo podrá tener dos puntos de operación (8 y 12 [GHz]); sin embargo, utilizando técnicas de rotación de elementos [3] el número de respuestas aumenta.

Si se aumentan el número de elementos de control en una SSF, el número de salidas diferentes también aumenta, pero es menor al número de combinaciones de estado; lo que quiere decir que varios estados son equivalentes entre sí. Para el caso de 8 interruptores se encontró que de 16 estados solo se obtienen 8 respuestas diferentes.

Haciendo uso de anillos compuestos son obtenibles respuestas equivalentes a las entregadas por los anillos simples, con la ventaja de tener un mayor espacio para más elementos de control.

Es factible tener circuitos de polarización para SSF, basados en anillos metálicos con dos elementos de control, agregando líneas de voltaje. Para controlar cuatro elementos se modifica el circuito agregando líneas perpendiculares a las originales, sin hacer corto circuito entre ellas, utilizando las capas dieléctrica y de aluminio para formar puentes, obteniendo una respuesta similar a la polarización con placas metálicas.

Circuitos de polarización para SSF con placas metálicas no alteran la respuesta de la superficie y permiten controlar una gran cantidad de elementos por anillo.

Referencias

[1] Martynyuk, A.E.; Lopez, J.I.M.; Cuevas, J.R.; Sydoruk, Y.K., "Wideband reflective array based on loaded metal rings", Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International

[2] R. C. Hansen, “Phased Array Antennas”, Wiley, 2009

[3] C. Han and K. Chang, “Ka-band reflectarray using ring elements,” Electron. Lett., vol. 39, pp. 491-493, Mar. 2003

Conclusiones generales

En esta tesis se presentó el diseño, simulación y análisis de superficies selectivas de frecuencia, basadas en anillos metálicos reconfigurables, para toda la banda X, controlada con un interruptor MEMS; con los elementos de control integrados, reduciendo así costos por elementos discretos y alcanzando niveles de transmisión cercanos a -50 [dB] en la frecuencia de resonancia.

Se propuso un interruptor MEMS considerando diversos factores: la impedancia requerida por la SSF para abarcar en su totalidad la banda de interés, el tamaño permitido por la tecnología de fabricación disponible y la dimensión de los anillos; además de ser necesario que el interruptor tuviera figuras de mérito comparables con las del estado del arte.

Se optó por un diseño de interruptor de contacto metal-metal basado en actuación electrostática con bajo voltaje de actuación, lo que generó un interruptor con valores para todos los parámetros dentro de los intervalos deseados. Se obtuvo un factor de calidad de conmutación de 50000, pérdidas de inserción de 0.4 [dB] y un aislamiento de 18 [dB] en el extremo superior de la banda X. El voltaje de actuación es de 8.1 [V] y la velocidad de conmutación de 255 [μs]. El interruptor abarca un área de 800 [μm] x 500 [μm]. Se preparó además un proceso de manufactura mediante la tecnología de circuito impreso flexible, ya probada, lo que facilita la manufactura del dispositivo integrado en la superficie diseñada.

Se presentaron dos estructuras basadas en anillos metálicos con respuestas equivalentes: anillo metálico con ranuras axiales y anillo metálico con ranuras radiales y axiales. Ambas estructuras lograron recorrer completamente la banda de interés (8 - 12 [GHz]), con valores para la magnitud de los parámetros de dispersión cercanos a -50 [dB] a la frecuencia de resonancia.

Las dos estructuras son igualmente elegibles mientras el ancho de las ranuras axiales se mantenga en los límites de la tecnología de fabricación. Para la tecnología de fabricación disponible, un número mayor a ocho elementos de control requiere el uso de la estructura compuesta.

Finalmente, se proponen dos circuitos de polarización. El circuito de polarización mediante líneas rectas mantiene la transmisión por debajo de -50 [dB] y logra mantener el ancho de banda; sin embargo, su implementación para controlar más de dos interruptores simultáneos está pendiente. El circuito de polarización mediante placas metálicas aumenta la magnitud de transmisión a -30 [dB] y sólo trabaja con señales arriba de 3 [GHz]; a pesar de esto, el agregar un mayor número de elementos a controlar no cambiará ninguno de estos valores y, con una distribución adecuada, cualquier cantidad de elementos independientes puede ser controlada.