



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

DISEÑO DE FILTROS DE RADIOFRECUENCIA CON GEOMETRÍAS
MULTIRESONANTES SINTONIZABLES Y RECONFIGURABLES

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

PRESENTA:
CLAUDIA ENID PÉREZ MARTÍNEZ

TUTOR (ES) PRINCIPAL(ES)
DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ
FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CDMX, MAYO DE 2023



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Martynyuk Oleksandr
Secretario: Dr. García Ugalde Francisco Javier
1^{er}. Vocal: Dr. José Ismael Martínez López
2^{do}. Vocal: Dr. García Jiménez Luis Francisco
3^{er}. Vocal: Dr. Ceballos Herrera Daniel Enrique

Ciudad Universitaria, Ciudad de México.

TUTOR DE TESIS:

Dr. José Ismael Martínez López

FIRMA

PENSAMIENTO

*Si quieres encontrar los secretos del universo, piensa en términos de energía,
frecuencia y vibración.*

Nikola Tesla

DEDICATORIA

*A mi abuelita Hilda por guiarme con sus consejos y aunque hoy no está presente siempre
la recuerdo.*

A mis padres por todo su apoyo y dedicación para lograr lo que soy hoy.

*A todas las personas que han ocupado un lugar en mi corazón llegue mi cariño a través de
este trabajo.*

AGRADECIMIENTOS

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT, por el apoyo económico para sustentar mi estancia en este país y permitir así la realización del posgrado.

Al Programa de Apoyos a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la Dirección General de Asuntos del Personal Académico de la UNAM (DGAPA) por aportar recursos para la realización del presente trabajo a través de los proyectos IN115222, IN105823, IN114823 e IA104323.

A mi asesor de tesis Dr. José Ismael Martínez López por su tiempo y dedicación para la realización de este trabajo.

A los doctores Jorge Rodríguez y Oleksandr Martyniuk por el apoyo para la realización de este trabajo.

A la Universidad Autónoma de México y al Programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería, por darme la oportunidad de formar parte de esta gran casa de estudios y a todo el personal que contribuyó a mi formación.

A mi mamá, por ser un ejemplo de persona a seguir, por brindarme todo su amor y por todos los incontables esfuerzos y sacrificios que ha hecho para que mi hermano y yo tengamos un futuro mejor.

A Aya, que si me está observando desde el cielo esté muy orgullosa de mí.

A Karen y Sixto por su amor, comprensión y apoyo en todo momento. Muchas gracias.

A mis amigas Alina y Maylén por los buenos momentos vividos.

A todos los que hicieron posible la realización de este trabajo.

RESUMEN

Se presenta el proyecto de investigación sobre filtros con geometrías multiresonantes sintonizables y reconfigurables para sistemas de comunicaciones inalámbricas. El proyecto comprende el análisis, diseño, simulación, fabricación y caracterización de filtros de radiofrecuencia con geometrías multiresonantes sintonizables y reconfigurables. Además, comprende el desarrollo de modelos de circuitos eléctricos equivalentes para estimar las características del filtro de forma rápida, así como el uso de software basado en el electromagnetismo computacional para facilitar el diseño de los filtros. Los nuevos conocimientos permitirán proponer nuevos principios de operación, obtener nuevas topologías, formular modelos matemáticos y desarrollar tecnología propia para analizar, diseñar, fabricar y caracterizar filtros multiresonantes sintonizables y reconfigurables con características de banda de transición reducidas, alta rapidez de conmutación, bajas pérdidas de inserción, alta razón de reconfiguración y bajo costo, satisfaciendo así las altas demandas de operación en los sistemas de comunicaciones inalámbricas.

Palabras clave: filtros multiresonantes sintonizables y reconfigurables, comunicaciones inalámbricas.

ABSTRACT

A research project on filters with tunable and reconfigurable multiresonant geometries for wireless communication systems is presented. The project includes the analysis, design, simulation, fabrication and characterization of radiofrequency filters with tunable and reconfigurable multiresonant geometries. In addition, it includes the development of equivalent electrical circuit models to obtain in a fast way the characteristics of the filter, as well as the use of software based on computational electromagnetics to facilitate the design of the filters. The new knowledge will help to propose new operating principles, obtain new topologies, formulate mathematical models, and develop proprietary technology to analyze, design, manufacture, and characterize tunable and reconfigurable multiresonant filters with reduced transition band characteristics, high switching speed, low power loss, low insertion loss, high reconfiguration ratio and low cost, thus satisfying the high operation demands in wireless communication systems.

Keywords: tunable and reconfigurable multiresonant filters, wireless communications.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO 1 . FILTROS RECONFIGURABLES Y/O SINTONIZABLES.....	4
1.1 Filtros reconfigurables y/o sintonizables de microondas	4
1.2 Estructuras periódicas	5
1.3 Estado del arte de los filtros reconfigurables y/o sintonizables	7
1.3.1 Filtros reconfigurables y/o sintonizables de una banda	7
1.3.2 Filtros reconfigurables y/o sintonizables doble banda.....	12
1.4 Conclusiones del capítulo 1	21
CAPITULO 2 . MARCO TEÓRICO	22
2.1 Líneas de transmisión coplanares.....	22
2.1.1 CPW convencional	24
2.1.2 CPW con conductor debajo (CBCPW).....	25
2.2 Categorización de filtros	25
2.2.1 Filtros paso-bajo	26
2.2.2 Filtros paso-alto	26
2.2.3 Filtros paso-banda.....	27
2.2.4 Filtros rechazo de banda	27
2.2.5 Filtros multibandas	28
2.3 Estructuras DGS.....	29
2.3.1 Unidad DGS.....	29
2.3.2 DGS periódica.....	30
2.3.3 Circuito equivalente de una estructura DGS.....	31
2.3.4 Aplicaciones de DGS en tecnologías de microondas	35
2.4 Conclusiones del capítulo 2	36
CAPITULO 3 . DISEÑO Y SIMULACIÓN	38
3.1 Primer diseño	39
3.1.1 Filtro con doble anillo ranurado.....	39
3.1.2 Filtro con doble anillo ranurado con cargas reactivas	41
3.2 Diseño de la línea coplanar	43
3.3 Segundo diseño	50

3.3.1	Anillo exterior con las cargas reactivas y con la implementación de meanders 51	
3.3.2	Dos anillos con cargas reactivas: exterior con meanders e interior con la forma original	53
3.3.3	Dos anillos con cargas reactivas y cortocircuitados: exterior con meanders e interior con la forma original	54
3.3.4	Dos anillos con cargas reactivas y cortocircuitados: ambos con meanders....	55
3.3.5	Dos anillos con cargas reactivas: ambos con meanders e interior cortocircuitado	56
3.4	Tercer diseño	58
3.4.1	Anillo exterior de forma cuadrada cortocircuitado	60
3.4.2	Dos anillos de forma cuadrada.....	60
3.4.3	Dos anillos de forma cuadrada cortocircuitados	62
3.5	Cuarto diseño	64
3.5.1	Análisis del campo eléctrico y las corrientes superficiales.....	65
3.5.2	Variante A	69
3.5.3	Variante B	70
3.6	Quinto diseño	71
3.6.1	Caso 1	71
3.6.2	Caso 2	72
3.6.3	Análisis del campo eléctrico y las corrientes superficiales.....	73
3.6.4	Variación del ancho de las uniones.....	76
3.7	Circuito equivalente propuesto	81
3.8	Diseño de los circuitos de polarización.....	87
3.9	Conclusiones del capítulo	92
CAPITULO 4 . FABRICACIÓN Y CARACTERIZACIÓN		94
4.1	Materiales empleados.....	94
4.1.1	Sustrato	94
4.1.2	Diodos varactores	95
4.2	Proceso de fabricación	96
4.2.1	Preparación del material dieléctrico Rogers RO3210.....	96

4.2.2	Definición del área de trabajo	99
4.2.3	Grabado de cobre	101
4.2.4	Depósito de BCB	103
4.2.5	Depósito de cobre	105
4.3	Proceso de soldado de diodos varactores	111
4.4	Medición y caracterización	113
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		115
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS		117
GLOSARIO DE TÉRMINOS		120

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>FIGURA 2. 1. GUÍA DE ONDA COPLANAR (A) GEOMETRÍA. (B) LÍNEAS DEL CAMPO ELÉCTRICO Y MAGNÉTICO.</i>	22
<i>FIGURA 2. 2. GEOMETRÍA DE CPW CONVENCIONAL.</i>	24
<i>FIGURA 2. 3. GEOMETRÍA DE CBCPW.</i>	25
<i>FIGURA 2. 4. REQUERIMIENTOS DE UN FILTRO PASO-BAJO [18].</i>	26
<i>FIGURA 2. 5. REQUERIMIENTOS DE UN FILTRO PASO-ALTO [18].</i>	27
<i>FIGURA 2. 6. REQUERIMIENTOS DE UN FILTRO PASO-BANDA [18].</i>	27
<i>FIGURA 2. 7. REQUERIMIENTOS DE UN FILTRO RECHAZO DE BANDA [18].</i>	28
<i>FIGURA 2. 8. PRIMERA UNIDAD DGS: A) DGS DUMBELL. B) SIMULACIÓN DE PARÁMETROS S PARA LA UNIDAD DGS DUMBELL [21].</i>	29
<i>FIGURA 2. 9. VARIAS DGS [20].</i>	30
<i>FIGURA 2. 10. DGS PERIÓDICA: (A) HPDGS, (B) VPDGS [21].</i>	31
<i>FIGURA 2. 11. CIRCUITO LC EQUIVALENTE: (A) CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA DGS DUMBELL, (B) CIRCUITO PROTOTIPO DE UN FILTRO PASO BAJO DE BUTTERWORTH [20].</i>	32
<i>FIGURA 2. 12. CIRCUITO RLC EQUIVALENTE DE UNA UNIDAD DGS [21].</i>	33
<i>FIGURA 2. 13. CIRCUITO EQUIVALENTE EN FORMA DE π PARA UNA UNIDAD DGS: (A) CIRCUITO EQUIVALENTE (B) CIRCUITO EN FORMA DE π [20].</i>	33
<i>FIGURA 2. 14. MODELO DEL CIRCUITO EQUIVALENTE CUASI-ESTÁTICO [20].</i>	35
<i>FIGURA 3. 1. ESTRUCTURA CON DOBLE ANILLO.</i>	40
<i>FIGURA 3. 2. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN (S_{21}) OBTENIDO DE LA SIMULACIÓN DE LA ESTRUCTURA CON DOBLE ANILLO PRESENTADA EN LA FIGURA 3. 1.</i>	40
<i>FIGURA 3. 3. ESTRUCTURA CON DOBLE ANILLO RANURADO.</i>	40
<i>FIGURA 3. 4. CARACTERÍSTICAS DE TRANSMISIÓN Y REFLEXIÓN (COEFICIENTES S_{11} Y S_{21}) OBTENIDAS DE LA SIMULACIÓN DE LA ESTRUCTURA CON DOBLE ANILLO RANURADO DE LA FIGURA 3. 3.</i>	41
<i>FIGURA 3. 5. ESTRUCTURA CON DOBLE ANILLO RANURADO CON CARGAS REACTIVAS.</i>	42
<i>FIGURA 3. 6. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} OBTENIDO DE LA SIMULACIÓN DE LA ESTRUCTURA CON DOBLE ANILLO RANURADO CON CARGAS REACTIVAS DE LA FIGURA 3. 5 AL VARIAR LOS VALORES DE CAPACITANCIA C_1 Y C_2 COMO SE MUESTRA EN LA TABLA 3. 2.</i>	43

FIGURA 3. 7. RESULTADOS OBTENIDOS CON LA CALCULADORA DE SÍNTESIS/ANÁLISIS DE GUÍA DE ONDAS COPLANARES.....	44
FIGURA 3. 8. GRÁFICA DE COLORES OBTENIDA EN EL SOFTWARE MATLAB, QUE MUESTRA LA IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DE LA LÍNEA COPLANAR.....	45
FIGURA 3. 9. DISEÑO DE LA LÍNEA COPLANAR.....	45
FIGURA 3. 10. CARACTERÍSTICAS DE TRANSMISIÓN Y REFLEXIÓN OBTENIDAS DE LA SIMULACIÓN DE LA LÍNEA COPLANAR DE LA FIGURA 3. 9.	46
FIGURA 3. 11. VARIANTE DE TIERRA SUPERIOR RECORTADA.....	46
FIGURA 3. 12. RESULTADOS OBTENIDOS DE LA SIMULACIÓN DE LA ESTRUCTURA CON TIERRA SUPERIOR RECORTADA DE LA FIGURA 3. 11, VARIANDO EL ANCHO DE LAS TIERRAS WTIERRA EN MM.....	47
FIGURA 3. 13. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN OBTENIDO VARIANDO EL ANCHO DEL SUSTRATO WS (MM).	48
FIGURA 3. 14. RESULTADOS OBTENIDOS VARIANDO EL ANCHO DE LAS TIERRAS WTIERRA (MM).	48
FIGURA 3. 15. RESULTADOS OBTENIDOS VARIANDO EL ANCHO DE LAS TIERRAS WTIERRA CON LOS VALORES DE 2 MM (CURVA ROJA), 3 MM (CURVA VERDE) Y 4 MM (CURVA AZUL).	49
FIGURA 3. 16. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S ₂₁ OBTENIDO DE LA SIMULACIÓN DE LA LÍNEA COPLANAR CON LAS DIMENSIONES LARGO DEL SUSTRATO LS = 25 MM, ANCHO DEL SUSTRATO WS = 22 MM Y ANCHO DE LAS TIERRAS WTIERRA = 9 MM.	50
FIGURA 3. 17. DISEÑO DEL FILTRO CON ANILLO EXTERIOR Y CARGAS REACTIVAS.....	51
FIGURA 3. 18. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN DE LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 17 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1.	51
FIGURA 3. 19. DIMENSIONES DE LOS MEANDERS IMPLEMENTADOS.	52
FIGURA 3. 20. SIMULACIÓN DEL ANILLO EXTERIOR CON MEANDERS.	52
FIGURA 3. 21. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN DE LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 20 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1.	52
FIGURA 3. 22. DOS ANILLOS: EXTERIOR CON MEANDERS E INTERIOR CON LA FORMA ORIGINAL.....	53
FIGURA 3. 23. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN DE LA ESTRUCTURA DE DOS ANILLOS MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 22 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 5.	54
FIGURA 3. 24. DOS ANILLOS: EXTERIOR CON MEANDERS E INTERIOR CON LA FORMA ORIGINAL, AMBOS CORTOCIRCUITADOS.	54

FIGURA 3. 25. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN OBTENIDO DE LA SIMULACIÓN DE LA ESTRUCTURA QUE SE MUESTRA EN LA FIGURA 3. 24 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1.	55
FIGURA 3. 26. DOS ANILLOS: AMBOS CON MEANDERS Y CORTOCIRCUITADOS.	55
FIGURA 3. 27. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN DE LA ESTRUCTURA DE DOS ANILLOS CON MEANDERS MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 26 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 6.....	56
FIGURA 3. 28. DOS ANILLOS CON CARGAS REACTIVAS: AMBOS CON MEANDERS E INTERIOR CORTOCIRCUITADO.	57
FIGURA 3. 29. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN DE LA ESTRUCTURA DE DOS ANILLOS CON MEANDERS MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 28 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 7.....	57
FIGURA 3. 30. DISEÑO DEL FILTRO CON ANILLO EXTERIOR DE FORMA CUADRADA CON CARGAS REACTIVAS.	58
FIGURA 3. 31. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S ₂₁ OBTENIDO DE LA SIMULACIÓN DEL FILTRO CON ANILLO EXTERIOR DE FORMA CUADRADA QUE SE MUESTRA EN LA FIGURA 3. 30.....	59
FIGURA 3. 32. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN DE LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 30 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1.	59
FIGURA 3. 33. DISEÑO DEL FILTRO CON ANILLO EXTERIOR DE FORMA CUADRADA CON CARGAS REACTIVAS Y CORTOCIRCUITADO.	60
FIGURA 3. 34. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN OBTENIDA DE LA SIMULACIÓN DE LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 33 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1.	60
FIGURA 3. 35. DISEÑO DEL FILTRO CON ANILLOS DE FORMA CUADRADA CON CARGAS REACTIVAS.	61
FIGURA 3. 36. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S ₂₁ OBTENIDO DE LA SIMULACIÓN DE LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 35 CON LOS VALORES DE CAPACITANCIA C ₁ =2 PF Y C ₂ =3 PF.	61
FIGURA 3. 37. RESULTADOS OBTENIDOS AL MANTENER FIJO C ₁ Y VARIAR C ₂	61
FIGURA 3. 38. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN DE LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 35 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 9.	62
FIGURA 3. 39. DISEÑO DEL FILTRO CON ANILLOS DE FORMA CUADRADA CON CARGAS REACTIVAS Y CORTOCIRCUITADOS.	63

FIGURA 3. 40. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN DE LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 39 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 10.	64
FIGURA 3. 41. FILTRO EN LÍNEA DE ONDA COPLANAR CON ESTRUCTURAS DGS CORTOCIRCUITADAS CON ELEMENTOS DE CONTROL INTEGRADO.	65
FIGURA 3. 42. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S21 SIMULADO PARA EL DISEÑO DE LA FIGURA 3. 41.	65
FIGURA 3. 43. COMPORTAMIENTO DE CAMPO ELÉCTRICO PARA $F_1=1.51$ GHZ, PARA LOS PUERTOS 1 Y 2.	66
FIGURA 3. 44. COMPORTAMIENTO DE CAMPO ELÉCTRICO PARA $F_2=2.48$ GHZ, PARA LOS PUERTOS 1 Y 2.	67
FIGURA 3. 45. COMPORTAMIENTO DE CORRIENTES SUPERFICIALES PARA $F_1=1.51$ GHZ, PARA LOS PUERTOS 1 Y 2.	67
FIGURA 3. 46. COMPORTAMIENTO DE CORRIENTES SUPERFICIALES PARA $F_2=2.48$ GHZ, PARA LOS PUERTOS 1 Y 2.	68
FIGURA 3. 47. FILTRO EN LÍNEA DE ONDA COPLANAR CON ESTRUCTURAS DGS CON ELEMENTOS DE CONTROL INTEGRADO.	69
FIGURA 3. 48. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN OBTENIDOS DE LA SIMULACIÓN DE LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 47 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 11.	69
FIGURA 3. 49. FILTRO EN LÍNEA DE ONDA COPLANAR CON ESTRUCTURAS DGS CORTOCIRCUITADAS CON ELEMENTOS DE CONTROL INTEGRADO.	70
FIGURA 3. 50. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN OBTENIDOS DE LA SIMULACIÓN DE LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 49 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 11.	70
FIGURA 3. 51. FILTRO EN LÍNEA DE ONDA COPLANAR CON ESTRUCTURAS DGS CORTOCIRCUITADAS CON ELEMENTOS DE CONTROL INTEGRADO.	71
FIGURA 3. 52. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN SIMULADOS PARA LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 51 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 12.	72
FIGURA 3. 53. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN SIMULADOS PARA LA ESTRUCTURA MOSTRADA EN LA FIGURA 3. 51 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 14.	73
FIGURA 3. 54. COMPORTAMIENTO DE CAMPO ELÉCTRICO PARA $F_1=1.16$ GHZ, PARA LOS PUERTOS 1 Y 2.	74

FIGURA 3. 55. COMPORTAMIENTO DE CAMPO ELÉCTRICO PARA $F_2=1.52$ GHZ, PARA LOS PUERTOS 1 Y 2.....	74
FIGURA 3. 56. COMPORTAMIENTO DE CORRIENTES SUPERFICIALES PARA $F_1=1.16$ GHZ, PARA LOS PUERTOS 1 Y 2.....	75
FIGURA 3. 57. COMPORTAMIENTO DE CORRIENTES SUPERFICIALES PARA $F_2=1.52$ GHZ, PARA LOS PUERTOS 1 Y 2.....	76
FIGURA 3. 58. VARIACIÓN DEL ANCHO DE LAS UNIONES.....	77
FIGURA 3. 59. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN SIMULADOS PARA EL DISEÑO DE LA FIGURA 3. 58 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C_1 Y C_2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 16.....	77
FIGURA 3. 60. VARIACIÓN DEL ANCHO DE LAS UNIONES.....	78
FIGURA 3. 61. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} SIMULADO PARA EL DISEÑO DE LA FIGURA 3. 60 PARA LOS VALORES DE CAPACITANCIA DE $C_1=0.8$ PF Y $C_2=1.2$	78
FIGURA 3. 62. VARIACIÓN DEL ANCHO DE LAS UNIONES.....	79
FIGURA 3. 63. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN SIMULADOS PARA EL DISEÑO DE LA FIGURA 3. 62 VARIANDO EL ANCHO DE LAS UNIONES U_1 Y U_2 EN MILÍMETROS COMO MUESTRA LA TABLA 3. 18.....	80
FIGURA 3. 64. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN SIMULADOS PARA EL DISEÑO DE LA FIGURA 3. 62 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C_1 Y C_2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 19.....	80
FIGURA 3. 65. VARIACIÓN DEL ANCHO DE LAS UNIONES.....	81
FIGURA 3. 66. CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN SIMULADAS PARA EL DISEÑO DE LA FIGURA 3. 65 AL VARIAR EL ANCHO DE LAS UNIONES W_{UNION} , SIMULTÁNEAMENTE Y CON EL MISMO VALOR.....	81
FIGURA 3. 67. MODELO DE CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE PROPUESTO EN EL SOFTWARE ADS.....	82
FIGURA 3. 68. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} OBTENIDO DE LA SIMULACIÓN DEL MODELO ELÉCTRICO EQUIVALENTE EN ADS VARIANDO LAS CAPACITANCIAS C_3 Y C_4 SIMULTÁNEAMENTE TOMANDO LOS VALORES DE 0.8 PF, 1 PF Y 1.2 PF.....	83
FIGURA 3. 69. COMPARACIÓN DE RESPUESTAS DE LA ESTRUCTURA Y EL CIRCUITO EQUIVALENTE.....	84
FIGURA 3. 70. COMPARACIÓN DE RESPUESTAS DE LA ESTRUCTURA Y EL CIRCUITO EQUIVALENTE. DIODOS VARACTORES CON VALOR DE 0.8 PF.....	85
FIGURA 3. 71. COMPARACIÓN DE RESPUESTAS DE LA ESTRUCTURA Y EL CIRCUITO EQUIVALENTE. DIODOS VARACTORES CON VALOR DE 1 PF.....	86

<i>FIGURA 3. 72. COMPARACIÓN DE RESPUESTAS DE LA ESTRUCTURA Y EL CIRCUITO EQUIVALENTE. DIODOS VARACTORES CON VALOR DE 1.2 PF.....</i>	<i>87</i>
<i>FIGURA 3. 73. PROTOTIPO FINAL DEL FILTRO.</i>	<i>88</i>
<i>FIGURA 3. 74. DEPÓSITO DE BCB.....</i>	<i>89</i>
<i>FIGURA 3. 75. DEPÓSITO DE COBRE.....</i>	<i>89</i>
<i>FIGURA 3. 76. PROTOTIPO DEL FILTRO CON LA IMPLEMENTACIÓN DE LOS CIRCUITOS DE POLARIZACIÓN.</i>	<i>90</i>
<i>FIGURA 3. 77. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN SIMULADOS PARA EL DISEÑO DE LA FIGURA 3. 76 PARA DIFERENTES VALORES DE CAPACITANCIA C1 Y C2 QUE SE MUESTRAN EN LA TABLA 3. 26.</i>	<i>91</i>
<i>FIGURA 3. 78. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN SIMULADOS PARA PARA EL DISEÑO DE LA FIGURA 3. 76 PARA LOS VALORES DE CAPACITANCIA DE C1=1.3 PF Y C2= 1.5 PF.....</i>	<i>92</i>
<i>FIGURA 4. 1. CAPACITANCIA VS. VOLTAJE, A 1 MHZ.....</i>	<i>96</i>
<i>FIGURA 4. 2. PROCESO DE SECADO DE LA OBLEA EN EL SPINNER.....</i>	<i>97</i>
<i>FIGURA 4. 3. HORNEADO Y REPOSO.</i>	<i>98</i>
<i>FIGURA 4. 4. MÁSCARA 1: DEFINICIÓN DEL ÁREA DE TRABAJO.</i>	<i>100</i>
<i>FIGURA 4. 5. DEFINICIÓN DE ÁREA DE TRABAJO.....</i>	<i>101</i>
<i>FIGURA 4. 6. FOTOGRAFÍA TOMADA EN EL MICROSCOPIO DE UNA MARCA DE ALINEACIÓN.</i>	<i>101</i>
<i>FIGURA 4. 7. MÁSCARA 2: GRABADO DE COBRE.</i>	<i>102</i>
<i>FIGURA 4. 8. GRABADO DE COBRE.</i>	<i>103</i>
<i>FIGURA 4. 9. FOTOGRAFÍAS TOMADAS EN EL MICROSCOPIO DE LA OBLEA UNA VEZ REALIZADO EL GRABADO DE COBRE.</i>	<i>103</i>
<i>FIGURA 4. 10. MÁSCARA 3: DEPÓSITO DE BCB.</i>	<i>104</i>
<i>FIGURA 4. 11. HORNO.</i>	<i>105</i>
<i>FIGURA 4. 12. DEPÓSITO DE BCB.....</i>	<i>105</i>
<i>FIGURA 4. 13. CÁMARA DE VACÍO PARA LA TÉCNICA DE SPUTTERING.</i>	<i>107</i>
<i>FIGURA 4. 14. BOMBA MECÁNICA Y UNA BOMBA TURBO MOLECULAR.....</i>	<i>108</i>
<i>FIGURA 4. 15. DEPÓSITO DE COBRE.....</i>	<i>108</i>
<i>FIGURA 4. 16. MÁSCARA 4: DEPÓSITO DE COBRE.</i>	<i>109</i>
<i>FIGURA 4. 17. UTENSILIOS DE HORNEADO, REVELADO Y ATAQUE.....</i>	<i>110</i>
<i>FIGURA 4. 18. ATAQUE DE COBRE.....</i>	<i>110</i>
<i>FIGURA 4. 19. FOTOGRAFÍAS TOMADAS EN EL MICROSCOPIO DE LA OBLEA UNA VEZ REALIZADO EL ATAQUE DE COBRE.....</i>	<i>111</i>

<i>FIGURA 4. 20. PROCESO DE SODADO DE LOS DIODOS VARACTORES EN LA MICROSOLDADORA.</i>	112
<i>FIGURA 4. 21. OBLEA CON LOS OCHO DIODOS SOLDADOS.</i>	112
<i>FIGURA 4. 22. SOLDADURA DE LOS CONECTORES SMA EN LOS PUERTOS DEL CIRCUITO.</i>	113
<i>FIGURA 4. 23. MEDICIÓN UTILIZANDO EL ANALIZADOR DE REDES P9371A DE KEYSIGHT TECHNOLOGIES.</i>	113
<i>FIGURA 4. 24. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S₂₁ OBTENIDO DE LA MEDICIÓN DEL CIRCUITO FÍSICO EN EL ANALIZADOR DE REDES.</i>	114

ÍNDICE DE TABLAS

<i>TABLA 1. 1. COMPARACIÓN DE ESTRUCTURAS DEFECTUOSAS [4].</i>	6
<i>TABLA 1. 2. ESTADO DEL ARTE DE FILTROS RECONFIGURABLES Y/O SINTONIZABLES DE UNA BANDA</i>	13
<i>TABLA 1. 3. ESTADO DEL ARTE DE FILTROS RECONFIGURABLES Y/O SINTONIZABLES DE DOS BANDAS.</i>	17
<i>TABLA 3. 1. PARÁMETROS DE DISEÑO.</i>	39
<i>TABLA 3. 2. VARIACIÓN DE LOS VALORES DE CAPACITANCIA.</i>	42
<i>TABLA 3. 3. PARÁMETROS DE DISEÑO.</i>	45
<i>TABLA 3. 4. PARÁMETROS DE DISEÑO.</i>	50
<i>TABLA 3. 5. VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA.</i>	53
<i>TABLA 3. 6. VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA.</i>	55
<i>TABLA 3. 7. VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA.</i>	57
<i>TABLA 3. 8. PARÁMETROS DE DISEÑO.</i>	58
<i>TABLA 3. 9. VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA.</i>	62
<i>TABLA 3. 10. VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA.</i>	63
<i>TABLA 3. 11. VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA.</i>	69
<i>TABLA 3. 12. VALORES DE CAPACITANCIA.</i>	71
<i>TABLA 3. 13. FRECUENCIAS DE RESONANCIA Y PROFUNDIDAD DE LA RESPUESTA.</i>	72
<i>TABLA 3. 14. VALORES DE CAPACITANCIA.</i>	72
<i>TABLA 3. 15. ANCHO DE LAS UNIONES.</i>	76
<i>TABLA 3. 16. VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA.</i>	77
<i>TABLA 3. 17. ANCHO DE LAS UNIONES.</i>	78
<i>TABLA 3. 18. ANCHO DE LAS UNIONES.</i>	79

TABLA 3. 19. VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA.....	80
TABLA 3. 20. PARÁMETROS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE.....	82
TABLA 3. 21. FRECUENCIAS DE RESONANCIA Y PROFUNDIDAD DE LA RESPUESTA.	83
TABLA 3. 22. COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS CON LA SIMULACIÓN DE LOS DOS MODELOS PARA $C1=C2=0.8$ PF.	85
TABLA 3. 23. COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS CON LA SIMULACIÓN DE LOS DOS MODELOS PARA $C1=C2=1$ PF.	86
TABLA 3. 24. COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS CON LA SIMULACIÓN DE LOS DOS MODELOS PARA $C1=C2=1.2$ PF.	87
TABLA 3. 25. GROSOR DE LOS DEPÓSITOS DE BCB Y COBRE.	88
TABLA 3. 26. VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA.....	90
TABLA 3. 27. FRECUENCIAS DE RESONANCIA Y PROFUNDIDAD DE LA RESPUESTA.	91
TABLA 4. 1. PROPIEDADES PRINCIPALES DEL MATERIAL DIELECTRICO RO3210.	94
TABLA 4. 2. ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS.....	95
TABLA 4. 3. ÍNDICES MÁXIMOS ABSOLUTOS DEL DIODO.	96
TABLA 4. 4. PARÁMETROS PARA DEPÓSITO DE COBRE.	106

INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas hay un alto desarrollo de la tecnología en diversos medios y las telecomunicaciones no están exentas de estos avances. Los sistemas actuales tienden a buscar mejor rendimiento y más capacidad con el empleo de estructuras cada vez más pequeñas por lo que ha surgido una nueva motivación para la investigación de soluciones innovadoras. Éstas están encaminadas a superar las limitaciones de las viejas estructuras ante los requerimientos de los nuevos sistemas tecnológicos y de las telecomunicaciones.

Con el proceso de la rápida evolución hacia las comunicaciones inalámbricas de microondas se ha incrementado rápidamente la demanda de sistemas de microondas multibandas que soportan varios servicios modernos, como telefonía móvil y fija, internet, radio, televisión, redes para empresas y hogares. Tales sistemas requieren circuitos de microondas y componentes que puedan manejar varias bandas de diferentes frecuencias. Para cumplir con estos requerimientos, el diseño de filtros multiresonantes sintonizables y/o reconfigurables es esencial debido a su potencial para reducir significativamente el tamaño y la complejidad del sistema y proporcionar una versatilidad y reducción de costes significativa en sistemas de comunicaciones espaciales y móviles, pudiéndose reutilizar elementos para distintos canales y servicios [1]. El empleo de las estructuras de tierra defectuosa DGS (*Defective Ground Structures*) en su construcción es una técnica bastante reciente y con un amplio futuro en el mundo de la tecnología moderna.

Estas estructuras consisten en ranuras en el plano de tierra debajo de la línea de microcintas empleada para la construcción del filtro, que pueden adoptar cualquier forma geométrica como por ejemplo rectángulos, círculos o figuras más complejas como las que tienen forma de T, H y espirales. Estas geometrías permiten diseños compactos porque proveen efectos inductivos y capacitivos extras.

Dada la inminente aplicación de los sistemas de comunicación de 5G y teniendo en cuenta los avances actuales en filtros reconfigurables, se hace necesario diseñar, fabricar y caracterizar filtros reconfigurables con características de banda de transición reducidas, alta rapidez de conmutación, bajas pérdidas de inserción, alta razón de reconfiguración y bajo

costo, satisfaciendo así las altas demandas de operación en los sistemas de comunicaciones inalámbricas.

En comparación con el diseño de filtros sintonizables de banda única, ha habido pocos intentos de diseñar filtros sintonizables doble banda. La mayoría se trata de filtros con una banda fija y la otra banda controlable. Todavía es un verdadero desafío lograr un filtro multibanda sintonizable con estructura simple, tamaño compacto, buen aislamiento de banda a banda y frecuencias de trabajo personalizables. Por lo que el presente trabajo se basa en el diseño, fabricación y caracterización de filtros reconfigurables con dos bandas conmutables y sintonizables tanto en frecuencia como en ancho de banda; con las características antes mencionadas.

Hipótesis

El uso de estructuras multiresonantes con elementos de control integrado, con bajo nivel de acoplamiento entre resonancias adyacentes permitirá el desarrollo de filtros multibandas reconfigurables y/o sintonizables de frecuencia cercanamente espaciadas.

Objetivo General

Diseñar filtros basados en la técnica de plano de tierra defectuoso con geometrías multiresonantes sintonizables y/o reconfigurables con características de alta rapidez de conmutación, bajas pérdidas de inserción, alta razón de reconfiguración y bajo costo, satisfaciendo así las altas demandas de operación en los sistemas de comunicaciones inalámbricas.

Objetivos Específicos

Proponer nuevas geometrías de celdas unitarias con dispositivos electrónicos de control integrables para desarrollar filtros con las características descritas en el objetivo principal.

Desarrollar los modelos de circuitos eléctricos equivalentes considerando la interconexión electromagnética entre los elementos y tomando en cuenta los modelos de los dispositivos electrónicos para el análisis y la optimización de las estructuras.

Diseñar los métodos experimentales adecuados para la verificación de los modelos matemáticos desarrollados.

Fabricar y caracterizar filtros para el estudio de la interconexión electromagnética de sus elementos y evaluar las aplicaciones de los filtros propuestos para la tecnología de telecomunicaciones.

Organización de la tesis

La presente tesis está dividida en cuatro capítulos:

Capítulo 1: Filtros reconfigurables y/o sintonizables. Se exponen las características y las clasificaciones de los filtros reconfigurables y/o sintonizables de microondas y se realiza una revisión del estado del arte de las investigaciones publicadas reportadas en la literatura. Además, se presenta una comparación de tres estructuras periódicas para su utilización en el diseño de filtros.

Capítulo 2: Marco teórico. Se describen las características de las guías de onda coplanar y los aspectos generales de los filtros multibandas de microondas. Además, se presentan los conceptos básicos, principios de funcionamiento y modelos equivalentes de las DGS.

Capítulo 3: Diseño y simulación. Se describe el proceso de diseño y simulación de filtros con geometrías multiresonantes reconfigurables y/o sintonizables. Se exponen los diseños intermedios con los que se trabajó hasta llegar al prototipo final. Para realizar la simulación del diseño se empleó el software CST Studio Suite, el mismo es un software para el análisis electromagnético 3D de alto rendimiento que permite diseñar, analizar y optimizar componentes y sistemas electromagnéticos (EM). Además, se propone un modelo de circuito eléctrico equivalente del filtro basado en el software ADS (*Advanced Design System*).

Capítulo 4: Fabricación y caracterización. Se describe el proceso de fabricación del prototipo final del filtro obtenido. El proceso utilizado ha sido desarrollado por el grupo de Radiofrecuencia y Microondas dentro del centro de Diseño UNAMems, de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), se le ha denominado Proceso de Fabricación de Circuito Flexible. Además, se realiza la caracterización del filtro fabricado comparando los resultados obtenidos con los resultados de la simulación.

CAPITULO 1 . FILTROS RECONFIGURABLES Y/O SINTONIZABLES

1.1 Filtros reconfigurables y/o sintonizables de microondas

El rápido desarrollo de los sistemas de comunicación que utilizan tecnologías inalámbricas ha creado serios problemas de interferencia de señales que afectan la calidad de la comunicación. Los métodos convencionales de usar bancos de filtros o conectar múltiples dispositivos en cascada para lograr un rendimiento de banda ancha resultaría en hardware voluminosos. Los dispositivos que pueden cambiar sus características y responder de manera controlada a una entrada deseada son adecuados para tales diseños [2]. Dichos sistemas requieren circuitos de microondas y componentes que puedan manejar varias bandas de frecuencia diferentes. Para cumplir con estos requisitos, el diseño de filtros multibanda con frecuencia central sintonizable es esencial debido a su potencial para reducir significativamente el tamaño y la complejidad del sistema. Los filtros reconfigurables y multifuncionales se están volviendo esenciales en los sistemas de comunicación multiestándar como la radio cognitiva, la comunicación por satélite, 5G y más allá de los sistemas de comunicación móvil. Los filtros reconfigurables de microondas pueden dividirse en dos grupos, filtros con sintonía discreta y filtros con sintonía continua. Los filtros que presentan sintonía discreta generalmente usan diodos PIN o interruptores MEMS. Mientras que los filtros con sintonía continua usan diodos varactores, varactores MEMS, materiales ferro-eléctricos o materiales ferro-magnéticos. Algunas topologías pueden mezclar sintonía discreta y continua.

Los filtros analógicos reconfigurables han recibido mucha atención durante varias décadas, especialmente, los veinte años más cercanos, y se pueden clasificar en cinco categorías según los requisitos:

- 1) filtros pasa banda reconfigurable;
- 2) filtro supresor de banda reconfigurable;
- 3) filtro pasa bajo reconfigurable;
- 4) filtros pasa alto reconfigurables;

5) pasa banda reconfigurable a filtros supresores de banda reconfigurables.

Debido a su supresión eficaz de señales parásitas en los modernos sistemas de comunicación inalámbricos, se desean en particular filtros supresores de banda de alto rendimiento [3]. Los filtros reconfigurables supresores de banda no solo logran el propósito de rechazar señales de diferentes bandas de radiofrecuencia, sino que también ayudan a reducir considerablemente el tamaño del equipo. En general, los elementos activos de conmutación o sintonización como diodos PIN, diodos varactores y sistemas microelectromecánicos de radiofrecuencia (RF-MEMS) se incorporan dentro de una estructura pasiva para desarrollar filtros reconfigurables. Los filtros sintonizables paso-banda se clasifican en tres tipos: de frecuencia central fija con ancho de banda sintonizable; frecuencia central sintonizable con ancho de banda fijo y frecuencia central y ancho de banda sintonizables.

1.2 Estructuras periódicas

Con la llegada de la tecnología 5G, radios definidos por software (SDRs, por sus siglas en inglés) y sistemas banda ultra ancha hay un rápido incremento en la demanda de sistemas de RF reconfigurables. En aplicaciones de filtrado, las características adaptativas más deseables incluyen capacidades de cambio de banda, el uso de una frecuencia de corte y/o un ancho de banda sintonizable, y un cambio en la respuesta del filtro de pasa banda a rechaza banda. Las estructuras periódicas han demostrado un gran potencial para lograr estas características [2].

La banda prohibida fotónica (PBG) es una estructura periódica que permite la propagación de algunas bandas de frecuencia. Se utilizan para mejorar el patrón de radiación de las antenas, así como para aumentar la potencia de salida y la eficiencia de los amplificadores de potencia. Las estructuras PBG rechazan algunas bandas de frecuencia, por lo que se utiliza para ellas el término banda prohibida o banda suprimida. Hay algunos factores importantes en el diseño de filtros PBG, como el tipo de celda, la estructura de la celda, la distancia periódica y el tamaño relativo de la celda [4]. De acuerdo al estudio realizado en [4], el tamaño de los filtros PBG es grande debido a su estructura periódica y no se pueden integrar. La implementación de filtros sintonizables basados en PBG es muy sofisticada ya que la extracción de sus parámetros y el circuito equivalente es un proceso complicado. Las dos ventajas principales de los filtros PBG son el factor de alta calidad y el alto ancho de banda.

Durante varios años se han investigado las estructuras periódicas que dan lugar a características electromagnéticas de banda prohibida (EBG). Estas estructuras provocan reflejos sucesivos de cada celda unitaria bloqueando la propagación de ondas electromagnéticas para crear una EBG. Estas propiedades de banda prohibida no son solo beneficiosas para la construcción de configuraciones básicas de filtros, tales como filtros pasabajo, rechaza banda y pasa banda, también son utilizadas en muchas otras aplicaciones como cambiadores de fase, diplexores y otras aplicaciones de circuitos [2]. El diseño de filtros sintonizables basados en EBG es posible ya que sus circuitos equivalentes son accesibles y sus parámetros pueden extraerse. Estas estructuras son más pequeñas que las PBG, aunque la estructura de filtro basada en EBG sigue siendo grande comparada con las estructuras con defectos en el plano de tierra como se muestra en la Tabla 1. 1 [4].

En publicaciones recientes se han presentado trabajos con las características antes mencionadas utilizando estructuras periódicas o no periódicas en el plano de tierra de una línea de transmisión plana, llamadas *Defected Ground Structures* (DGS). Esta es una tecnología relativamente nueva que presenta características pasa banda o rechazo de banda dependiendo de su naturaleza, permitiendo reducir considerablemente las dimensiones de los circuitos para microondas. Una ventaja importante de las DGS sobre las PBG y EBG es el tamaño pequeño. Las estructuras DGS alteran la distribución actual del plano de tierra y estimulan un modo de propagación paralelo. Cualquier ranura grabada en el plano de tierra de la línea de microcintas puede dar lugar a un aumento de la capacidad y la inductancia efectiva. Puede mejorar el rendimiento del filtro en la banda suprimida ya que suprime las bandas de paso de alto orden. Estas estructuras se pueden implementar tanto en líneas de transmisión de microcinta como guías de onda coplanar CPW (*Coplanar waveguide*). Se prefiere una CPW debido a que tienen estructuras simples, los elementos pasivos se pueden implementar fácilmente en forma plana, no hay necesidad de orificios pasantes y, finalmente, su pérdida de radiación es muy baja en comparación con las líneas de transmisión de microcinta [4].

Tabla 1. 1. Comparación de estructuras defectuosas [4].

Tipo	Estructura	Complejidad	Tamaño	Aplicación
PBG	Estructuras alternas en el plano de tierra con la capacidad de controlar las ondas electromagnéticas.	Muy alta	Grande	Estructuras ópticas, filtros

EBG	Estructuras alternas en el plano de tierra como PBG con tamaño compacto	Muy alta	Más pequeño que las PBG y más grande que las DGS	Filtros, antenas, cambiadores de fase, diplexores
DGS	Ranuras en el plano de tierra de la línea de transmisión de microcinta o CPW	Baja	Compacto	Filtros, antenas, delay line

En la Tabla 1. 1. Comparación de estructuras defectuosas se realiza una comparación de las estructuras PBG, EBG y DGS. En las estructuras PBG, el tamaño de los filtros es muy grande y estas estructuras son difíciles de integrar debido a su estructura periódica. Dado la gran dificultad de extraer el modelo de circuito equivalente y sus parámetros, la implementación de filtros sintonizables basados en estructuras PBG es poco práctica. Además de estos inconvenientes, el factor de calidad y el ancho de banda apropiados son las principales ventajas de estas estructuras. En comparación con PBG, las estructuras EBG exhiben mejores características de filtro en términos de tamaño, pérdidas y banda de rechazo. Sin embargo, estas estructuras no tienen un comportamiento favorable. Los filtros sintonizables se pueden realizar fácilmente en función de las estructuras EBG, ya que se puede acceder a sus modelos de circuito equivalente y se pueden extraer sus parámetros. Las estructuras DGS tienen una menor complejidad comparadas con las PBG y EBG, además de presentar tamaños compactos. Estas estructuras permiten el diseño de filtros sintonizables ya que se pueden extraer los modelos de circuitos equivalentes y los valores de sus elementos. Algunas ventajas de estos filtros sintonizables sobre otros equivalentes son su factor de alta calidad y su rendimiento de alta frecuencia [4].

1.3 Estado del arte de los filtros reconfigurables y/o sintonizables

1.3.1 Filtros reconfigurables y/o sintonizables de una banda

En [5] se propone el diseño de un filtro sintonizable supresor de banda basado en una línea coplanar con DGS. La sintonización de la frecuencia de resonancia se logra a través del movimiento de las placas de metal que están colocadas sobre el sustrato de la línea coplanar, las cuales son del mismo tamaño que las estructuras DGS, este mecanismo proporciona una sintonización de frecuencia continua. Consiste en variar la separación "d" que existe entre las placas y el sustrato. Cuando $d = 0$ mm, las placas de metal se solapan con las unidades DGS, por lo que toda la estructura funcionará como una línea de transmisión; al aumentar "d", provoca una disminución de la frecuencia de resonancia. Solo se muestran resultados teóricos en la investigación. Se logra una sintonización de la

frecuencia de resonancia en el rango de 2.25–3.6 GHz y pérdidas de inserción de 1 dB. Nuestro trabajo de investigación, en comparación con éste presentado, logra dos bandas de sintonización de frecuencia con el empleo de diodos varactores.

En [6] se reporta el primer filtro sintonizable supresor de banda basado en una línea coplanar con DGS espiral, que utiliza como dispositivo para reconfigurar un interruptor de óxido de vanadio (VO₂) de 300 nm × 1 μm × 10 μm, donde la frecuencia de resonancia es controlada por la resonancia propia del inductor de la DGS. El filtro está diseñado para trabajar en la banda Ka en un rango de frecuencia de 28.2–35 GHz. Se propone un mecanismo de sintonización que consiste en realizar una ranura en la DGS espiral y agregar una capa fina de VO₂. En estado apagado, la posición del interruptor a lo largo de la espiral determina el valor de la inductancia, lo que provoca un cambio en la frecuencia de resonancia del filtro, mientras que, en estado encendido, la variación de la longitud de la ranura tiene un impacto en el rendimiento del filtro. Se obtienen pérdidas de inserción a 20 GHz en estado abierto de 1.9 dB y en estado cerrado de 1.2 dB y a 40 GHz en estado abierto de 1 dB y en estado cerrado de 2.4dB. Comparado con este trabajo, el nuestro logra dos bandas de sintonización de frecuencia con el empleo de diodos varactores.

Un filtro sintonizable con respuesta en frecuencia conmutable de pasa banda y supresor de banda se presenta en [7]. Se emplean dos diodos PIN entre la fuente y el puerto de carga para conmutar la respuesta en frecuencia pasa banda y supresión de banda. Cuando los diodos PIN están polarizados en directa, el filtro tiene la respuesta de supresión de banda y en caso de estar polarizado a la inversa el filtro tiene una respuesta de paso de banda. Se utilizan tres diodos varactores para sintonizar la frecuencia operativa del filtro en la respuesta de frecuencia pasa banda y supresión de banda. Para la respuesta en frecuencia de supresor de banda se obtiene una atenuación dentro la banda de rechazo superior a 13 dB, pérdidas de inserción menores a 1 dB en la banda de paso superior hasta 2.2 GHz, pérdidas de retorno de 20 dB y una frecuencia central sintonizable en el rango de 0.95–1.35 GHz. Para la respuesta en frecuencia pasa banda se obtienen pérdidas de retorno superiores a 11 dB dentro de la banda de paso, una atenuación fuera de banda superior a 25 dB y también una frecuencia central sintonizable en el rango de 0.95–1.35 GHz.

En [8] se propone un filtro reconfigurable supresor de modo común (CM) de banda ancha para circuitos diferenciales de paso total de alta velocidad. Emplea tres estructuras DGS compactas cargadas con un varactor cada una, en el centro de la misma, para lograr una reconfigurabilidad continua de su frecuencia de operación con una gran supresión de modo común en el rango dinámico del ancho de banda. Se obtiene como resultado un ajuste continuo de la frecuencia central en el rango de 1.8-8.1 GHz y pérdidas de inserción menores de 1.4 dB.

Los filtros supresores de banda sintonizables son componentes importantes para la mitigación de interferencias en sistemas de RF adaptables. En [9] se presenta el diseño y construcción de un filtro supresor de banda sintonizable que utiliza como elemento para reconfigurar un varactor, usando resonadores de microcinta de acoplamiento distribuido con el terminal capacitivo. El resonador de microcinta consta de una línea de microcinta de acoplamiento, un varactor y un terminal capacitivo, que es una plataforma flotante conectado al cátodo del varactor. Para la implementación del filtro se colocan N celdas unitarias colocadas en cascada, que consisten en dos líneas de acoplamiento de microcinta colocadas a ambos lados de la línea de microcinta de transmisión principal, las cuales se conectan a un varactor y este a su vez se conecta al terminal capacitivo. Se obtiene una sintonización de la frecuencia central en el rango de 11.3 a 16.5 GHz con la variación de la capacitancia del varactor. La frecuencia central de la banda de rechazo mínima es de 11.3 GHz cuando la capacitancia del varactor es máxima de 3 pF y el voltaje de polarización es el mínimo de 0 V y la frecuencia central de banda de rechazo máxima es de 16.5 GHz cuando la capacitancia del varactor es mínima de 0.19 pF y el voltaje de polarización es el máximo de 25 V. El nivel de supresión en la banda de rechazo es de 30 dB y las pérdidas de inserción en banda de paso son 1.5 dB.

En [10] se presenta un filtro supresor de banda sintonizable analógico para la banda Ka, utilizando varactores MEMS, para aplicaciones satelitales y de radar. La estructura que se propone está basada en guía de onda coplanar (CPW) con un resonador "comb-line" de $\lambda/4$ en la línea central de la CPW, utiliza dos varactores para sintonizar la frecuencia del filtro, además, dos DGS en forma de U que se colocan a distancias diferentes de la línea central de la CPW. Con la utilización de las estructuras DGS en la estructura que se propone, no

solo disminuye el tamaño del filtro, sino que también aumenta el factor de calidad. Se obtiene una sintonización de la frecuencia central en el rango 29.8–35.6 GHz con un rechazo de 37-45 dB, pérdidas de retorno de 0.51 dB en up-state y 0.33 dB en down-state, para la frecuencia central, pérdidas de inserción de 0.51 dB a 20GHz en up-state y 0.78 dB a 10GHz en down-state. Mediante la simulación electrostática de los varactores MEMS se determinaron dos voltajes pull-in de 44.5 y 34 V usando dos espesores de 1 y 0.8 μm , respectivamente.

Un novedoso filtro pasa banda sintonizable con un ancho de banda absoluto constante mediante la adopción de un esquema de acoplamiento paralelo de longitud completa con DGS se propone en [11]. El filtro consiste en resonadores de $\lambda/4$ acoplados en paralelo, cargados con diodos varactores y una DGS rectangular debajo de dichos resonadores y del esquema de acoplamiento paralelo. El esquema de acoplamiento contiene un varactor en serie y un stub en cortocircuito que se acopla en paralelo al primer o al último resonador, lo que da como resultado que el factor Q externo sea proporcional a la frecuencia. La implementación de la DGS rectangular permite ajustar fácilmente el acoplamiento eléctrico y magnético, lo que trae como consecuencia que el coeficiente de acoplamiento total sea inversamente proporcional a la frecuencia, según se necesite para lograr un ancho de banda constante. Además, la estructura DGS permite que los resonadores sintonizables se igualen a resonadores sintonizables de impedancia escalonada, que brindan un rango más amplio de sintonización de frecuencia. Se documentan dos ejemplos uno de segundo orden y uno de cuarto orden.

Segundo orden: Está compuesto por dos resonadores de $\lambda/4$ acoplados en paralelo, conectados a diodos varactores en los extremos abiertos para sintonizar eléctricamente las frecuencias de resonancia, mientras que cada diodo está polarizado con un capacitor en derivación C_B y un inductor en serie L_B . Cuando la DGS rectangular se coloca cerca del extremo conectado a tierra, con el campo magnético más fuerte, el acoplamiento magnético aumenta. Por el contrario, si la DGS está cerca del varactor, el acoplamiento eléctrico aumenta. Al cambiar la posición del DGS, se puede ajustar la relación entre los acoplamientos eléctricos y magnéticos; por tanto, se ajusta la pendiente del coeficiente de acoplamiento que depende de la frecuencia. Al variar el voltaje de polarización inversa de 0.2 a 25 V se obtiene una sintonización de la frecuencia central en el rango de 0.68-1.05

con un ancho de banda constante de 65 ± 4 MHz, pérdidas de inserción en la banda de paso de 1.7-1.8 dB y pérdidas de retorno mejores a 15 dB.

Cuarto orden: El filtro emplea cuatro resonadores de $\lambda/4$ acoplados en paralelo y se utilizan tres DGS separados para lograr coeficientes de acoplamiento inversamente proporcionales a la frecuencia. Se utiliza el mismo sustrato, varactores y circuitos de polarización que en el filtro de segundo orden. Se obtiene una sintonización de la frecuencia central en el rango de 0.7-1.03 cuando se produce una variación de la capacitancia de 4 a 1 pF, pérdidas de inserción en la banda de paso menores a 0.8 dB, pérdidas de retorno mejores a 10 dB y se mantiene un ancho de banda constante de 65 ± 3 MHz.

En [12] se presenta un filtro pasa banda reconfigurable en ancho de banda para aplicaciones de banda ancha y ultra ancha, que permite conmutar entre estos dos modos de configuración. Con la estructura propuesta se logra una conmutación de ancho de banda de aproximadamente 6.23 GHz, la más alta entre las publicaciones reportadas. La sección de banda ultra ancha (UWB) está compuesta por tres líneas de transmisión de $\lambda/4$, conectadas en paralelo con dos de alta impedancia terminadas en cortocircuito, también de $\lambda/4$. La sección de banda ancha (WB) está compuesta por un resonador con stub en circuito abierto de impedancia escalonada (OSSLR) y un resonador con stub en corto circuito de impedancia escalonada (SSSLR). Para lograr el mecanismo de conmutación entre los dos modos se utilizan nueve diodos pin (D1-D9) y tres voltajes de polarización (V1-V3). Al activar el voltaje de polarización V1 y se mantienen apagados los voltajes V2 y V3, los diodos D1-D7 se encienden y el filtro opera en modo UWB. Para conmutar al modo WB, se activan los voltajes V2 y V3 y se apaga V1, por lo que se encienden los diodos D8 y D9 y se conectan los stubs en circuito abierto y en cortocircuito de impedancia escalonada con los resonadores de impedancia uniforme acoplados. En el diseño se agrega un filtro pasa bajo en un extremo para mejorar la respuesta banda suprimida superior. El filtro en modo UWB tiene un ancho de banda de paso ($|S_{11}|$ más de 10 dB) de 9.03 GHz, que cubre la banda de paso de 2.15 GHz a 11.18 GHz, ofrece una atenuación de banda suprimida superior de 15 dB hasta 18.5 GHz; el modo WB presenta un ancho de banda de paso de 2.8 GHz, en el rango de 3.25 GHz a 6.05 GHz.

Nuestro trabajo de investigación, en comparación con los presentados es esta sección que son de una sola banda, logra dos bandas de sintonización de frecuencia con el empleo de estructuras defectuosas en el plano de tierra y diodos varactores como cargas reactivas.

1.3.2 Filtros reconfigurables y/o sintonizables doble banda

Un filtro pasa banda conmutable que puede operar en dos frecuencias diferentes se documenta en [13], se puede aplicar a un sistema de comunicación de conmutación de frecuencias de microondas. La estructura está compuesta por dos filtros de frecuencias centrales diferentes que presentan 6 resonadores conectados en cascada a cada lado de la línea de transmisión. Para el conector de entrada/salida se empleó una guía de onda coplanar (CPW), la cual se conecta a la línea de microcinta a través de 4 conmutadores MEMS que se emplean para seleccionar una de las dos líneas de transmisión para exhibir características de un filtro pasa banda conmutable. El filtro 1 se controla con los interruptores 1 y 3, y el filtro 2 con los interruptores 2 y 4. El filtro propuesto permite conmutar entre las frecuencias centrales 7.81 y 8.35 GHz. El filtro muestra un rechazo superior a 40 dB a la frecuencia de ($f_0 \pm 0.5$ GHz), y la pérdida de inserción es mayor a 3.4 dB en la banda de paso.

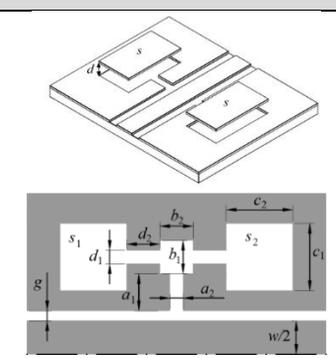
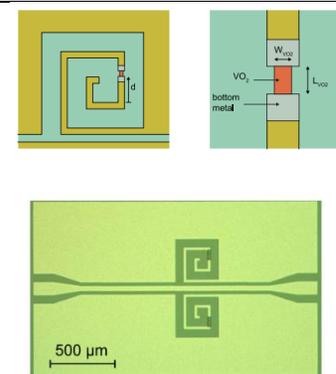
Los filtros supresores de banda son componentes esenciales para filtrar las señales espurias o que interfieren en los sistemas de comunicación inalámbricos. En [14] se presenta un filtro supresor doble banda sintonizable, controladas de forma independiente y anchos de banda absolutos (ABW) constantes. El filtro propuesto consiste de dos pares de resonadores en cortocircuito de $\lambda/4$ cargados con varactor y una línea de transmisión común. Cuatro varactores están conectados a los extremos en cortocircuito de los resonadores para lograr la sintonización frecuencia. Cada par de resonadores forman un filtro de supresor de banda de una sola banda. Se obtiene una primera banda de frecuencia en el rango de 1.27–1.57 GHz, con un nivel máximo de atenuación de 13.9 dB y un ancho de banda constante de 60 ± 3 MHz. Y una segunda banda en el rango de 1.98–2.34 GHz, un nivel máximo de atenuación de 14.3 dB y un ancho de banda constante 103 ± 5 MHz. Las pérdidas de inserción son de 0.4 dB.

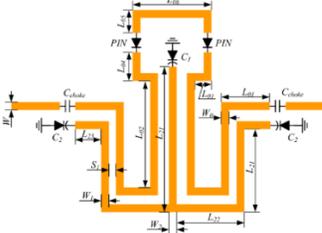
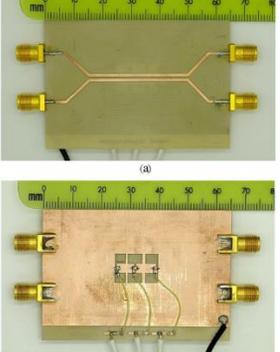
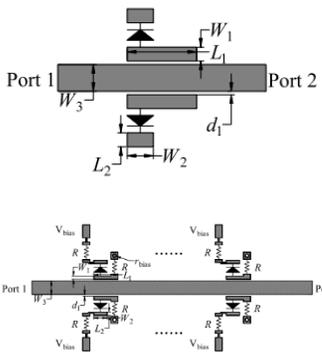
En [15] se propone un filtro reconfigurable que opera en dos bandas de frecuencia con la capacidad de sintonización selectiva de banda. La carga reactiva se logra colocando un conductor en espiral debajo de la línea de microcinta; el centro de la misma está cortocircuitado a tierra, mientras que el otro extremo está flotando. Se colocan dos varactores en diferentes posiciones en la línea espiral conectados a tierra para aplicar carga capacitiva. Este mecanismo de carga reactiva que comprende dos capacitancias combinadas con la longitud inductiva efectiva de la línea trae como resultado dos EBG distintos. Con la variación de un varactor mientras se mantiene el otro fijo, da como resultado la sintonización independiente de cada banda. Con el cambio en un varactor de 4,8 pF, el primer BG se mueve de 0,55 a 0,39 GHz casi sin cambio del segundo, mientras que el segundo BG se sintoniza de 1,61 a 1,29 GHz con un cambio de 1,8 pF en el otro varactor.

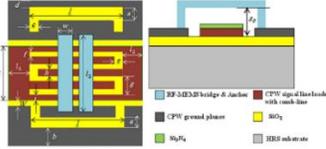
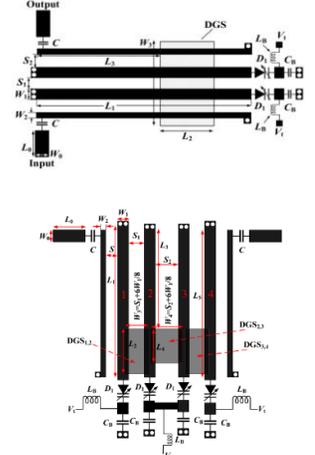
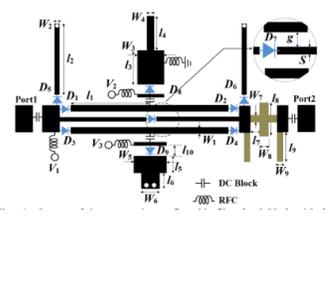
Se documenta en [16] un filtro supresor de banda reconfigurable en frecuencia, derivado de un resonador de parche elíptico con alimentación ortogonal modificado y con la implementación de estructuras DGS. El mismo puede conmutar de una banda suprimida amplia a doble banda suprimida, para esto utiliza dos diodos pin D_1 y D_2 conectados a tierra y polarizados con una corriente de 10 mA a 1.2 V. En la parte superior del filtro se coloca el parche elíptico al cual se le realizan dos ranuras S_1 y S_2 en forma de stub. El mecanismo de reconfiguración se realiza conectando o desconectando los terminales S_1 y S_2 en la ranura elíptica del plano de tierra. Cuando están conectados al plano de tierra, el filtro funciona como filtro de supresor de banda dual (DB-BSF) y cuando están desconectados, la estructura se comporta como un filtro de supresor de banda de banda ancha (WB-BSF). El prototipo del filtro tiene una dimensión de $0.74 \lambda_g \times 0.84 \lambda_g$ (λ_g es la longitud de onda guiada calculada para una línea de transmisión de 50Ω a 2.77 GHz) y se fabricó sobre un sustrato CMET LK4.3 de constante dieléctrica 4.3 y tangente de pérdidas 0.0018. Cuando los diodos están en estado encendido y el filtro actúa como un filtro de supresor de banda de doble banda, la primera en el rango de 1.31-2.62 GHz y la segunda en el rango de 3.72-4.76 GHz, con frecuencias centrales de 1.85 GHz y 4.2 GHz respectivamente y se obtiene una atenuación de 18.31 dB en la primera banda y 17.4 dB en la segunda. Cuando los diodos están en el estado apagado, el filtro actúa como un filtro supresor de banda con características de banda ancha en el rango de 1.75-4.40 GHz con una frecuencia central de 2.77 GHz, se obtiene una atenuación de 15 dB.

En las Tablas 1.2 y 1.3 se presentan las comparaciones de los filtros reconfigurables y/o sintonizables para una y dos bandas, respectivamente, que han sido reportados en la literatura.

Tabla 1.2. Estado del arte de filtros reconfigurables y/o sintonizables de una banda

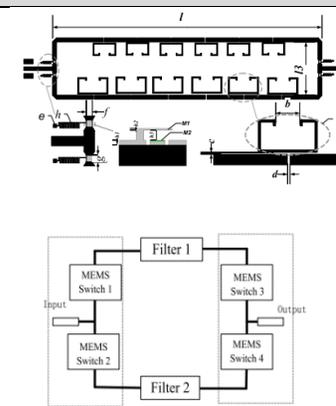
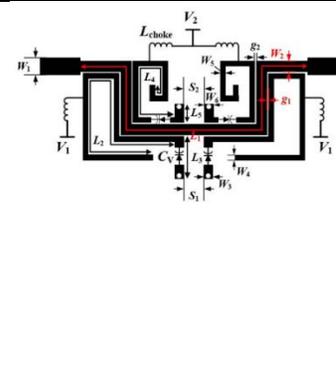
Título / Ref.	Año Pub.	Tipo de resp.	Principio de operación	Disp. p. reconfigurar	Características Reconfigurables	Figura	Resultados
[5] Continuously Tunable Band-stop Filter Based on Coplanar Waveguide with Defected Ground Structure *	2017	Filtro supresor de banda	Filtro sintonizable basado en guía de onda coplanar (CPW) con DGS	Varactor MEMS	Sintonización de la frecuencia de resonancia		Sintonización de la fr (GHz) en el rango de 2.25–3.6 con la variación del parámetro d, IL (dB): 1,
[6] Vanadium Oxide Bandstop Tunable Filter for Ka Frequency Bands Based on a Novel Reconfigurable Spiral Shape Defected Ground Plane CPW *	2018	Filtro supresor de banda	Filtro sintonizable basado en guía de onda coplanar (CPW) con DGS	Interruptor de óxido de vanadio (VO2)	Sintonización de la frecuencia de resonancia		Sintonización de la fr (GHz) en el rango de 28.2–35, IL (dB): a 20GHz en estado abierto de 1.9 y en estado cerrado de 1.2 y a 40GHz en estado abierto de 1 y en estado cerrado de 2.4.

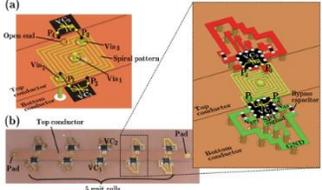
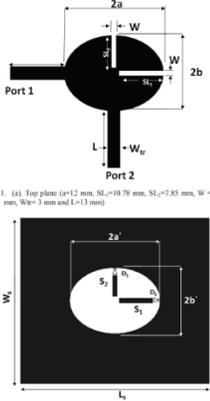
<p>[7] Compact Wide-Frequency Tunable Filter with Switchable Bandpass and Bandstop Frequency Response #</p>	<p>2019</p>	<p>Filtro de respuesta en frecuencia conmutable de supresor de banda y pasa banda</p>	<p>Filtro sintonizable que emplea diodos PIN para conmutar la respuesta en frecuencia pasa banda y supresión de banda</p>	<p>Varactor Diodo Pin</p>	<p>Sintonización de la frecuencia central</p>		<p>Sintonización de la frecuencia central (GHz) en el rango de 0.95–1.35. La atenuación medida dentro la banda de rechazo es superior a 13 dB, IL (dB): 1 para la respuesta en frecuencia de supresor de banda</p>
<p>[8] A Reconfigurable Filter Using Defected Ground Structure for Wideband Common-Mode Suppression #</p>	<p>2019</p>	<p>Modo común</p>	<p>Filtro reconfigurable basado en estructuras DGS</p>	<p>Varactor</p>	<p>Reconfiguración de la frecuencia central</p>		<p>Ajuste continuo de la frecuencia central (GHz) en el rango de 1.8-8.1, IL (dB): 1.4</p>
<p>[9] Tunable Bandstop Filter Using Distributed Coupling Microstrip Resonators with Capacitive Terminal *</p>	<p>2020</p>	<p>Filtro supresor de banda</p>	<p>Filtro sintonizable basado en resonadores de microcinta de acoplamiento distribuido con el terminal capacitivo</p>	<p>Varactor</p>	<p>Sintonización de la frecuencia central</p>		<p>Sintonización de la frecuencia central (GHz) en el rango de 11.3 (cuando la capacitancia del varactor es máxima) a 16.5 (cuando la capacitancia del varactor es mínima) y el nivel de supresión en la banda de rechazo es de 30 dB, IL (dB): 1.5 para la banda de paso</p>

<p>[10] High-quality coplanar waveguide tunable band-stop filter using defected ground structure and comb-line resonator with radio frequency microelectromechanical system varactors #</p>	<p>2020</p>	<p>Filtro supresor de banda</p>	<p>Filtro sintonizable basado en guía de onda coplanar (CPW) con DGS</p>	<p>Varactor MEMS</p>	<p>Sintonización de la frecuencia central</p>		<p>Sintonización de la frecuencia central (GHz) en el rango 29.8–35.6 con un rechazo de 37-45 dB, RL (dB): 0.51 (up-state) y 0.33 (down-state) para la frecuencia central, IL (dB): 0.51 (a 20GHz en up-state) y 0.78 (a 10GHz en down-state)</p>
<p>[11] Compact Planar Tunable Filter with Constant Absolute Bandwidth and Wide-Frequency Tuning Range Using DGS Coupling Structure #</p>	<p>2021</p>	<p>Filtro pasa banda</p>	<p>Filtro sintonizable planar que utiliza estructura DGS como estructura de acoplamiento</p>	<p>Varactor</p>	<p>Sintonización de la frecuencia central</p>		<p>Orden 2: Sintonización de la frecuencia central (GHz) en el rango de 0.68-1.05, IL (dB): 1.7-1.8 en la banda de paso y RL (dB): 15. Ancho de banda constante de 65 ± 4 MHz. Orden 4: Sintonización de la frecuencia central (GHz) en el rango de 0.7-1.03, IL (dB): 0.8, RL (dB): 10. Ancho de banda constante de 65 ± 3 MHz.</p>
<p>[12] A Bandwidth Reconfigurable Bandpass Filter for Ultra-Wideband and Wideband Applications #</p>	<p>2022</p>	<p>Filtro pasa banda</p>	<p>Filtro reconfigurable basado en stub en circuito abierto y cortocircuito de alta impedancia. Permite conmutar entre los modos de</p>	<p>Diodo Pin</p>	<p>Reconfiguración del ancho de banda</p>		<p>Conmutación entre los modos UWB y WB. UWB: ancho de banda de paso de 9,03 GHz (2,15 - 11,18 GHz), atenuación de banda suprimida superior de 15 dB hasta 18,5 GHz.</p>

			banda ancha y ultra ancha.				WB: ancho de banda de paso de 2,8 GHz, en el rango de 3,25 GHz a 6,05 GHz.
IL: insertion loss; RL: return loss; # nonperiodic; * periodic.							

Tabla 1.3. Estado del arte de filtros reconfigurables y/o sintonizables de dos bandas

Título / Ref.	Año Pub.	Tipo de resp.	Principio de operación	Disp. p. reconfigurador	Características Reconfigurables		Figura	Resultados
					Banda 1	Banda 2		
[13] A Switchable Bandpass Filter Employing RF MEMS Switches and Open-Ring Resonators *	2017	Filtro pasa banda	Filtro conmutable MEMS basado en 6 resonadores con dimensiones diferentes en cada línea de transmisión	Interruptor MEMS	Conmutador de banda			El filtro propuesto permite conmutar entre las frecuencias centrales 7.81 y 8.35 GHz. Muestra un rechazo superior a 40 dB a la frecuencia de $(f_0 \pm 0,5 \text{ GHz})$, y la pérdida de inserción es mayor a 3,4 dB en la banda de paso.
[14] Dual-Band Reconfigurable Bandstop Filter with Independently Controlled Stopbands and Constant Absolute Bandwidths #	2017	Filtro supresor de banda dual	Filtro reconfigurable basado en 2 pares de resonadores ubicados a ambos lados de la línea de transmisión	Varactor	Sintonización de la frecuencia central	Sintonización de la frecuencia central		Se obtiene una primera banda de frecuencia en el rango de 1.27–1.57 GHz, con un nivel máximo de atenuación de 13.9 dB y un ancho de banda constante de $60 \pm 3 \text{ MHz}$. Y una segunda banda en el rango de 1.98–2.34 GHz, un nivel máximo de atenuación de 14.3 dB y un ancho de banda constante $103 \pm 5 \text{ MHz}$. IL: 0.4 dB.

<p>[15] Band-Selectively Tunable Electromagnetic Bandgap Structures with Open-Circuit Lines and Variable Capacitors *</p>	<p>2017</p>	<p>Filtro supresor de banda dual</p>	<p>Filtro reconfigurable basado en estructura EBG</p>	<p>Varactor</p>	<p>Sintonización de la frecuencia central</p>	<p>Sintonización de la frecuencia central</p>		<p>Con el cambio en un varactor de 4,8 pF, el primer BG se mueve de 0,55 a 0,39 GHz casi sin cambio del segundo, mientras que el segundo BG se sintoniza de 1,61 a 1,29 GHz con un cambio de 1,8 pF en el otro varactor</p>
<p>[16] Reconfigurable Band Stop Filter Using Slotted Elliptical Patch Resonator with Defected Ground #</p>	<p>2021</p>	<p>Filtro supresor de banda</p>	<p>Filtro reconfigurable basado en un resonador de parche elíptico modificado y DGS. Emplea diodos PIN para conmutar la respuesta en frecuencia de una banda suprimida amplia a doble banda suprimida</p>	<p>Diodo Pin</p>	<p>Sintonización de la frecuencia central</p>	<p>Sintonización de la frecuencia central</p>	 <p>Fig. 1. (a). Top plane ($a=12$ mm, $SL=10.75$ mm, $SL_c=7.85$ mm, $W=1$ mm, $W_d=3$ mm and $L=13$ mm)</p>	<p>Diodos en estado "ON": filtro supresor de banda dual con frecuencias centrales de 1,85 GHz y 4,2 GHz respectivamente, con rechazo de 18,31 dB (1era) y 17,4 dB (2da). Diodos en estado "OFF": filtro supresor de banda de banda ancha con una frecuencia central de 2,77 GHz, con una atenuación de 15 dB.</p>

IL: insertion loss; RL: return loss; # nonperiodic; * periodic.

1.4 Conclusiones del capítulo 1

Con el rápido desarrollo de la tecnología 5G emergente, la demanda de velocidades de datos más altas y la asignación de un número creciente de bandas de frecuencia ha dado lugar a sistemas de comunicación inalámbrica complejos y dinámicos. Los filtros con la capacidad de reconfigurar sus funciones de transferencia entre las respuestas de paso de banda y supresión de banda son muy necesarios para incorporarse de manera efectiva al entorno con interferencias impredecibles. Algunos de los retos principales para un filtro es conseguir frecuencias de resonancia más bajas en el espectro de frecuencia con un rechazo más profundo, un corte brusco, una baja pérdida de inserción y también proporcionar un alto factor Q con tamaño pequeño y bajo costo. Se esperan filtros de microondas reconfigurables para facilitar el desarrollo de transceptores modernos multimodos que se adaptarán a varias bandas de frecuencias sin el uso de bancos de filtros conmutadores más complejos y de mayor volumen. En estos sistemas, son muy deseables las arquitecturas de filtros de RF que pueden reconfigurar sus funciones de transferencia entre filtro de pasa-banda (BPF) y las respuestas del filtro rechaza-banda (BSF). Puedan seleccionar dinámicamente señales de RF de interés y mitigar interferencias de frecuencia y potencia. Se pudo identificar en el estudio del estado del arte el hecho de que resulta necesario la aplicación de nuevas tecnologías para cumplir con los requerimientos técnicos que suponen los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Las estructuras DGS se presentan como una solución prometedora para el diseño de filtros reconfigurables debido a sus características pasa-banda o rechaza-banda dependiendo de su naturaleza, permitiendo reducir considerablemente las dimensiones de los circuitos para microondas. En comparación con el diseño de filtros sintonizables de banda única, ha habido pocos intentos de diseñar filtros sintonizables doble banda. La mayoría se trata de filtros con una banda fija y la otra banda controlable. Todavía es un verdadero desafío lograr un filtro multibanda sintonizable con estructura simple, tamaño compacto, buen aislamiento de banda a banda y frecuencias de trabajo personalizables. Por lo que el presente trabajo se basa en el diseño, fabricación y caracterización de filtros reconfigurables con dos bandas conmutables y sintonizables tanto en frecuencia como en ancho de banda; con características de banda de transición reducidas, alta rapidez de conmutación, bajas pérdidas de inserción, alta razón de reconfiguración y bajo costo, satisfaciendo así las altas demandas de operación en los sistemas de comunicaciones inalámbricas 5G.

CAPITULO 2 . MARCO TEÓRICO

Las guías de ondas coplanares son un tipo de línea de transmisión plana que se utiliza en los circuitos integrados de microondas (MIC), así como en los circuitos integrados de microondas monolíticos (MMIC). La característica única de esta línea de transmisión es que tiene una construcción uniplanar, lo que implica que todos los conductores están en el mismo lado del sustrato. Este atributo simplifica la fabricación y permite una caracterización rápida y económica [17]. En este capítulo se describen las características de las guías de onda coplanar y los aspectos generales de los filtros multibandas de microondas. Además, se presentan los conceptos básicos, principios de funcionamiento y modelos equivalentes de las estructuras DGS.

2.1 Líneas de transmisión coplanares

Cheng P. Wen, en el año 1969, propuso la guía de onda coplanar (CPW) como una alternativa para la construcción de circuitos de microondas. Una guía de onda coplanar consiste de un sustrato dieléctrico con conductores en la superficie superior. Los conductores forman una cinta delgada (conductor central) con ancho W , con dos planos de tierra paralelos al conductor central separados de este a una distancia G , como se observa en la Figura 2. 1 [17]. Esta estructura admite un modo de propagación cuasi-TEM.

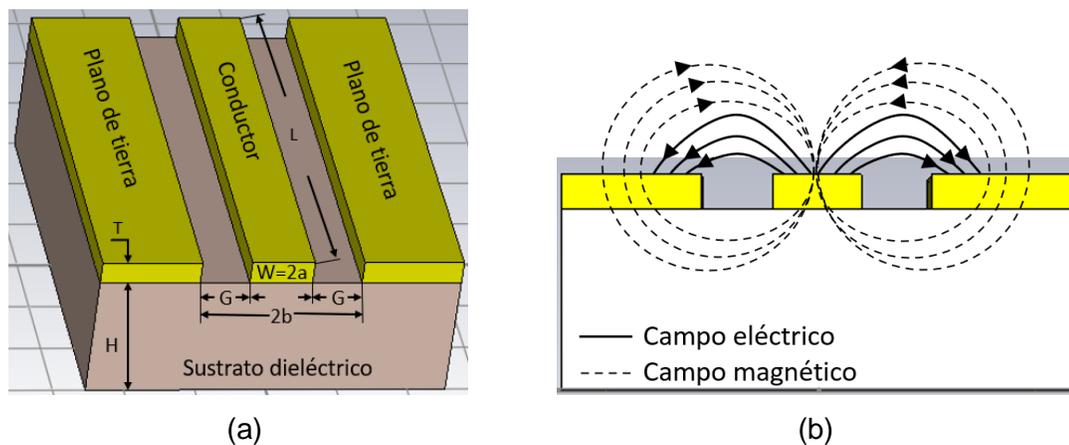


Figura 2. 1. Guía de onda coplanar (a) Geometría. (b) Líneas del campo eléctrico y magnético.

Los parámetros de diseño de esta línea y de los que depende su comportamiento electromagnético son: el ancho del conductor central ($W=2a$), el ancho de los espacios presentes entre el conductor y los planos de tierra (G), el grosor del sustrato (H) y del conductor (T), la tangente de pérdidas del dieléctrico y la conductividad del metal.

La línea coplanar tiene varias ventajas sobre la línea de microcinta convencional:

- fabricación simplificada;
- se evitan las perforaciones del sustrato para realizar conexiones en paralelo, lo que simplifica el diseño y reduce los efectos parásitos que introducen estas vías;
- facilita el montaje en derivación, así como el montaje superficial en serie de dispositivos activos y pasivos;
- reduce la pérdida de radiación.
- La disposición de los planos de tierra hace que éstos actúen como protectores frente al acoplamiento que pudiese aparecer por la presencia de otras líneas adyacentes.

Además, es posible la reducción de tamaño ya que la impedancia característica está determinada por la relación a/b , con la única penalización de mayores pérdidas. Además, existe un plano de tierra entre dos líneas adyacentes cualesquiera, por lo que los efectos de diafonía entre líneas adyacentes son muy débiles. Como resultado, los circuitos CPW se pueden hacer más densos que los circuitos de microcinta convencionales [17].

Las guías de onda coplanar se pueden clasificar de la siguiente forma:

- CPW convencional
- CPW con conductor debajo
- CPW micromecanizada

En el caso de la CPW convencional los planos de tierra tienen una extensión semi-infinita, pero en la práctica tienen una extensión finita. La CPW con conductor debajo tiene un plano de tierra adicional en la superficie inferior del sustrato, el mismo, no solo proporciona soporte mecánico al sustrato, sino que también actúa como disipador de calor para circuitos con dispositivos activos. Las CPW micromecanizadas son de dos tipos, la línea *microshield* y la CPW suspendida por una membrana de dióxido de silicio sobre una ranura micromecanizada [17].

2.1.1 CPW convencional

En la Figura 2. 2 se observa la geometría de una CPW convencional y se exponen a continuación las expresiones analíticas para ϵ_{eff} y Z_0 [17].

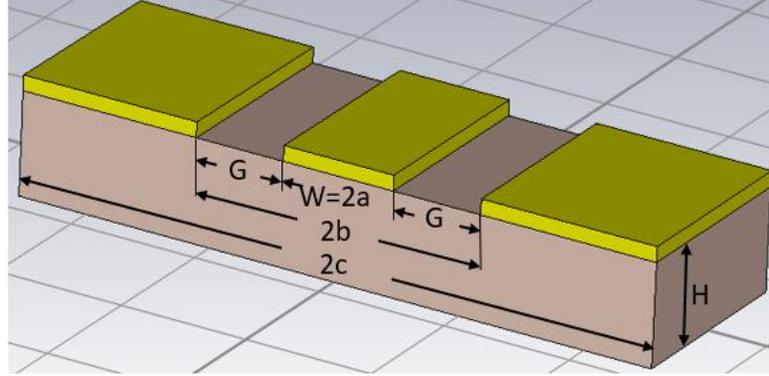


Figura 2. 2. Geometría de CPW convencional.

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \frac{K(k) K(k'_1)}{K(k') K(k_1)} \quad (2. 1)$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad (2. 2)$$

Donde:

$$k = \frac{c}{b} \sqrt{\frac{b^2 - a^2}{c^2 - a^2}}$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi c/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \sqrt{\frac{\sinh^2(\frac{\pi b}{2h}) - \sinh^2(\frac{\pi a}{2h})}{\sinh^2(\frac{\pi c}{2h}) - \sinh^2(\frac{\pi a}{2h})}}$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{c^2 - b^2}{c^2 - a^2}}$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2}$$

K es la integral elíptica completa de primera clase.

2.1.2 CPW con conductor debajo (CBCPW)

A continuación, se muestran las expresiones analíticas para ϵ_{eff} y Z_0 de la CBCPW, en función de la geometría de la Figura 2. 3 [17].

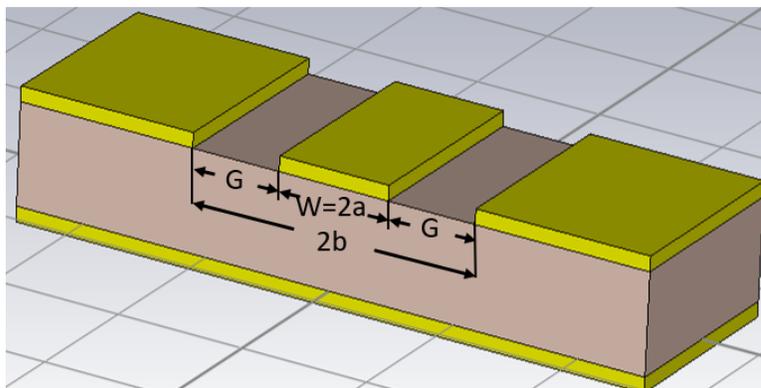


Figura 2. 3. Geometría de CBCPW.

$$\epsilon_{eff} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k') K(k_3)}{K(k) K(k'_3)}}{1 + \frac{K(k') K(k_3)}{K(k) K(k'_3)}} \quad (2.3)$$

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}} \quad (2.4)$$

Donde:

$$k = a/b$$

$$k_3 = \tanh(\pi a/2h) / \tanh(\pi b/2h)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}$$

$$k'_3 = \sqrt{1 - k_3^2}$$

$K(k)$ es la integral elíptica completa de primera clase.

2.2 Categorización de filtros

Los filtros de microondas se consideran redes de dos puertos, es decir, un sistema con una sola entrada y una sola salida, que tienen la característica de controlar la respuesta en frecuencia en un determinado punto de un sistema de microondas, con el objetivo de dejar

pasar las señales que se encuentran dentro de la banda de paso del filtro y de hacer lo contrario con las que se encuentran en la banda de rechazo del mismo. En otras palabras, el filtro atenúa las señales de entrada cuando están dentro del intervalo de frecuencias correspondientes a la banda de rechazo y deja pasar aquellas que estén en el intervalo de frecuencia de la banda de paso. Las respuestas típicas en frecuencias de un filtro en general y en particular, de los filtros de microondas son: paso-bajo, paso-alto, paso-banda y rechazo-banda.

2.2.1 Filtros paso-bajo

La función básica de un filtro paso-bajo es permitir el paso de las bajas frecuencias con muy pocas pérdidas y atenuar las altas frecuencias. Los requerimientos para este tipo de filtro se muestran en la Figura 2. 4, donde se requiere que el filtro deje pasar señales de corriente directa CD hasta la frecuencia de corte (ω_p), con A_{max} dB de atenuación. Esta banda de frecuencias, comprendida entre CD y ω_p , es conocida como la banda de paso. Frecuencias arriba de ω_s requieren tener al menos A_{min} dB de atenuación. La banda de frecuencias entre ω_s y el infinito es conocida como banda de rechazo y ω_s se conoce como la frecuencia de borde de la banda de rechazo. La banda de frecuencia comprendida entre ω_p y ω_s se conoce con banda de transición [18].

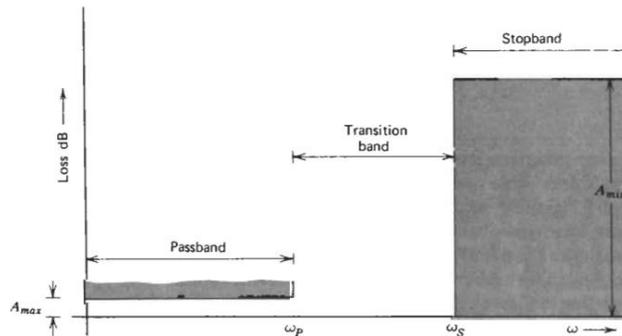


Figura 2. 4. Requerimientos de un filtro paso-bajo [18].

2.2.2 Filtros paso-alto

Un filtro paso-alto permite el paso de frecuencias por encima de su frecuencia de corte. En la Figura 2. 5 se muestran los requerimientos para este tipo de filtro. La banda de paso se extiende desde ω_p hasta infinito y la banda de rechazo de CD hasta ω_s [18].

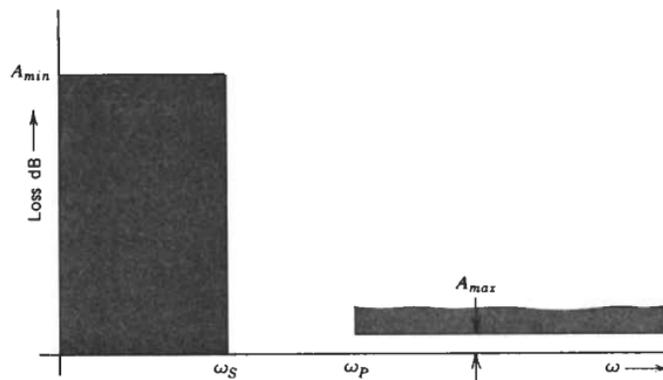


Figura 2. 5. Requerimientos de un filtro paso-alto [18].

2.2.3 Filtros paso-banda

Los filtros paso-banda permiten el paso de frecuencias en una banda de frecuencias con muy poca atenuación, mientras que rechazan las frecuencias a ambos lados de esta banda. La banda de paso comprendida entre ω_1 y ω_2 tiene un máximo de atenuación de A_{max} dB. Las dos bandas de rechazo desde CD a ω_3 y desde ω_4 a infinito tienen una atenuación mínima de A_{min} dB [18].

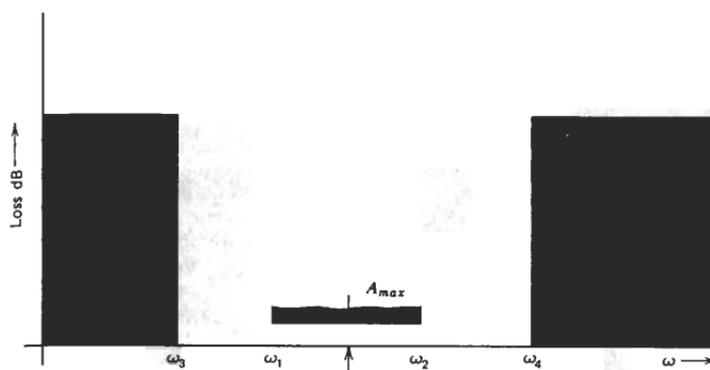


Figura 2. 6. Requerimientos de un filtro paso-banda [18].

2.2.4 Filtros rechazo de banda

Los filtros rechazo de banda son utilizados para rechazar una banda de frecuencia de una señal. En la Figura 2. 7 se muestran los requerimientos para los filtros rechazo-banda, la banda de rechazo se extiende desde ω_3 hasta ω_4 y la banda de paso comprende las frecuencias debajo de ω_1 y por encima de ω_2 [18].

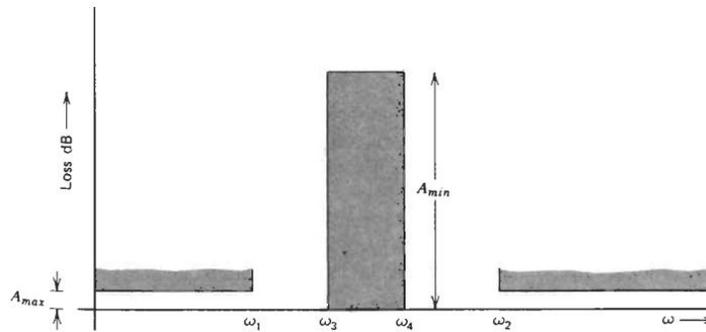


Figura 2. 7. Requerimientos de un filtro rechazo de banda [18].

2.2.5 Filtros multibandas

En la actualidad, los filtros juegan un papel primordial en los sistemas de RF y microondas. Con el rápido desarrollo y el uso de varios sistemas de comunicación inalámbrica, se imponen requisitos cada vez más estrictos a los filtros de RF/microondas, pues se requieren con un menor tamaño, bajo costo y mayor rendimiento. Recientemente se considera necesaria la operación multibanda para resolver los desafíos de la capacidad insuficiente de los diversos sistemas inalámbricos, por lo que se necesitan filtros de alto rendimiento que operen en dos o más frecuencias [19].

La tecnología PCB, desde el punto de vista de la complejidad de fabricación, representa el procedimiento menos exigente y más rentable para la construcción de filtros. Sin embargo, también se han propuesto filtros multibanda que se han realizado de una manera diferente: utilizando arquitectura multicapa o tecnologías de fabricación distintas de PCB o aplicando conceptos teóricos avanzados en la propagación de ondas electromagnéticas.

Uno de los principales aspectos del filtro es su tamaño, un método para hacer una configuración más compacta es realizarla como una estructura multicapa. La estructura multicapa permite que los elementos del filtro se apilen verticalmente en varias capas y de esa manera reducir las dimensiones generales. Las estructuras multicapa más simples se realizan en tecnología de placa de circuito impreso como estructuras de tierra defectuosa (DGS). Además de las líneas de transmisión y los resonadores que se realizan en una capa conductora estándar, también existen estructuras realizadas en la capa de tierra.

Las estructuras DGS se pueden dividir en dos grupos. El primer grupo comprende estructuras DGS en las que los resonadores se realizan tanto en la capa conductora como en la de tierra. Por otro lado, el segundo grupo incluye filtros DGS en los que los resonadores se han realizado solo en la capa de tierra [19].

2.3 Estructuras DGS

La estructura DGS es una configuración en cascada periódica o no periódica grabada en el plano de tierra de una línea de transmisión plana (por ejemplo, microcintas, guía de onda coplanar y guía de onda coplanar con conductor debajo). Cuando la corriente pasa a través de estas estructuras, éstas crean nuevos valores de capacidad e inductancia que se utilizan para el diseño de filtros. Cualquier ranura grabada en el plano de tierra de la línea de microcintas puede dar lugar a un aumento de la capacidad y la inductancia efectiva [20] [21].

2.3.1 Unidad DGS

El primer modelo DGS que se informó en la literatura fue un defecto en forma de mancuerna grabado en el plano de tierra debajo de la microcinta como se muestra en la Figura 2. 8. La DGS Dumbbell está compuesta por dos áreas rectangulares de dimensión $a \times b$, conectadas por una ranura estrecha de dimensión $g \times w$, de ese modo se asemeja a una mancuerna. Estas tienen las características de rechazar una banda determinada, tener un efecto de onda lenta y alta impedancia, son más fáciles de diseñar e implementar y tienen una mayor precisión si se emplean ranuras regulares [20].

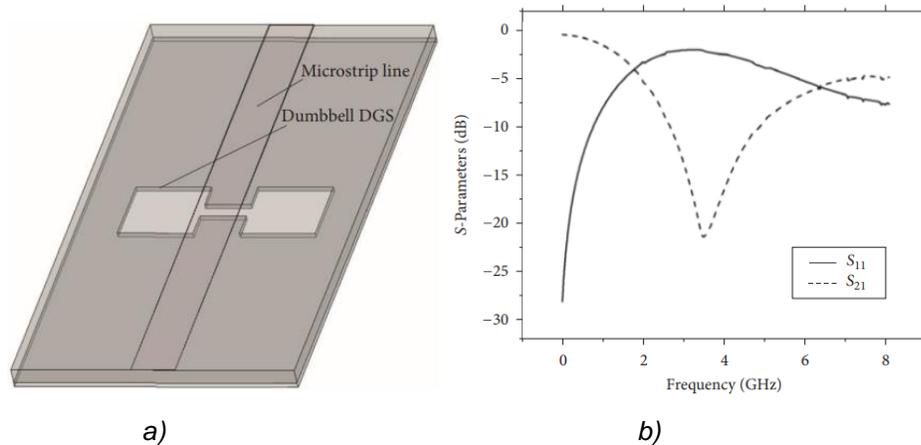


Figura 2. 8. Primera unidad DGS: a) DGS Dumbbell. b) Simulación de parámetros S para la unidad DGS Dumbbell [21].

Pueden diseñarse de cualquier forma geométrica por ejemplo rectangular, cuadrada, triangular, entre otras según sea el prototipo que se desee analizar. Por otra parte, los filtros convencionales, sufren el problema de tener gran tamaño, alta impedancia de las

microcintas y poca atenuación. Para contrarrestar estas limitaciones, el DGS provee los efectos inductivos y capacitivos extras y se pueden emplear para mejorar estas características [20].

En la literatura se ha informado sobre una variedad de formas diferentes de geometrías grabadas en el plano de tierra debajo de la línea de microcinta como se muestra en la Figura 2. 9. Estas formas incluyen mancuerna rectangular, mancuerna circular, espiral, “U”, “V”, “H”, cruz y anillos concéntricos. También se han estudiado algunas formas complejas como meanders, resonadores de anillo divididos y fractales.

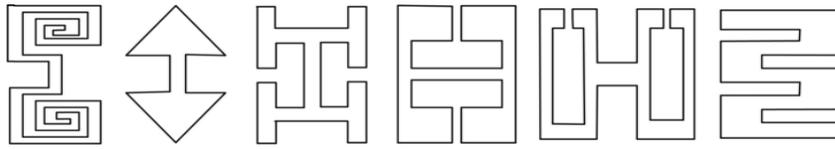


Figura 2. 9. Varias DGS [20].

Otras unidades DGS tienen más ventajas que las DGS Dumbbell [21]:

- 1) Un factor de onda lento más alto y circuito más compacto. El área circuital del filtro que usa la ranura en forma de "H" es mucho más pequeña, sobre el 26,3%, que la DGS Dumbbell.
- 2) Una banda suprimida estrecha y un rechazo más profundo.
- 3) Un factor Q externo ligeramente más grande.

Las DGS permiten el diseño de estructuras compactas de dispositivos pasivos y activos y la supresión de armónicos.

2.3.2 DGS periódica

Las estructuras periódicas para líneas de transmisión plana presentan un amplio interés por sus extensas aplicaciones en antenas y circuitos de microondas. Las líneas de transmisión con una estructura periódica tienen una banda de paso y rechazo finita como los filtros paso-bajo. El aumento del efecto de onda lenta y los componentes equivalentes adicionales son propiedades importantes de la estructura periódica que se pueden realizar y se pueden reducir los tamaños de los circuitos al utilizar estas propiedades. Al conectar en cascada los defectos (celdas resonantes) en el plano de tierra, el nivel de pérdida de retorno y el ancho de banda mejoran según la cantidad de períodos. Las ranuras periódicas se definen

por los parámetros que incluyen la forma de la unidad, la distancia entre dos unidades y la distribución de las diferentes DGS. Como se muestra en la Figura 2. 10, por ahora hay dos tipos de DGS periódicos: (a) DGS periódico horizontal (HPDGS, *Horizontally periodic DGS*), (b) DGS periódica vertical (VPDGS, *Vertically periodic DGS*) [20] [21].

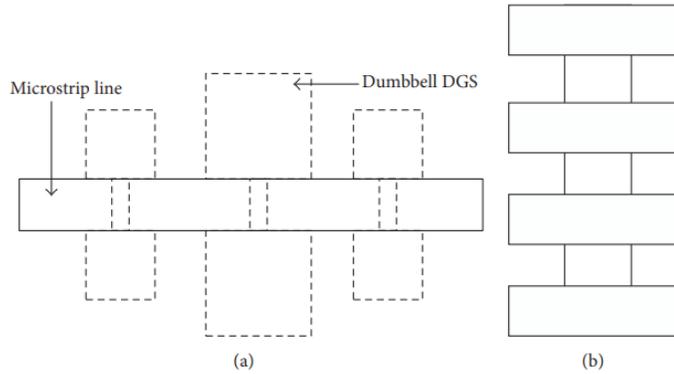


Figura 2. 10. DGS periódica: (a) HPDGS, (b) VPDGS [21].

La DGS convencional para líneas de transmisión plana solamente tiene HPDGS con una estructura en cascada que produce una ampliación de la banda de rechazo de la respuesta en frecuencia. Pocas ranuras uniformes que tienen un patrón cuadrado forman un DGS periódico, lo que proporciona excelentes características de banda de rechazo y de onda lenta, que es mayor para las ranuras periódicas verticales [20].

2.3.3 Circuito equivalente de una estructura DGS

En la actualidad, el circuito equivalente de estas estructuras se puede extraer mediante cuatro formas [21]:

- 1) Circuitos equivalentes LC y RLC.
- 2) Circuito equivalente π .
- 3) Circuito equivalente cuasi-estático.
- 4) Uso de transformador ideal.

2.3.3.1 Circuitos equivalentes LC y RLC

En la Figura 2. 11 se muestra el modelo de circuito equivalente de la DGS Dumbbell. La corriente aumenta debido a las ranuras rectangulares de la DGS; por lo tanto, varían la inductancia y capacitancia efectiva de la línea de microcinta. El área de la DGS es proporcional a la inductancia efectiva e inversamente proporcional a la capacitancia

efectiva. Un incremento en el área de la DGS da lugar a la inductancia efectiva, por lo que da como resultado una frecuencia de corte más baja. Una disminución en el área de la DGS reduce la capacitancia efectiva, aumentando así la frecuencia resonante.

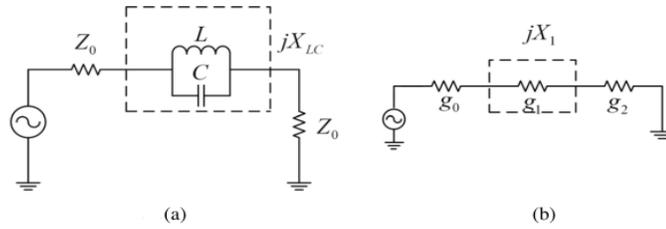


Figura 2. 11. Circuito LC equivalente: (a) Circuito equivalente de la DGS Dumbbell, (b) Circuito prototipo de un filtro paso bajo de Butterworth [20].

La reactancia serie del circuito equivalente de la celda de DGS es [20]:

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (2.5)$$

Donde ω_0 es la frecuencia angular de resonancia del circuito LC en paralelo.

La capacidad serie del circuito equivalente se calcula por:

$$C = \frac{\omega_c}{Z_0 g_1} * \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_c^2} \quad (2.6)$$

Y la inductancia serie se determina por:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \quad (2.7)$$

El valor de la impedancia de las microcintas se obtiene por:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98d}{0.8W + t} \right) \text{ ohms} \quad (2.8)$$

Con las ecuaciones (2. 6), (2. 7) y (2. 8) se pueden determinar los valores de la capacidad, inductancia e impedancia del DGS del circuito eléctrico equivalente que describe su comportamiento [20].

La unidad DGS se puede modelar de manera más eficiente por un circuito resonante R, L y C en paralelo con las líneas de transmisión conectadas a ambos lados, como se muestra en la Figura 2. 12. Esta resistencia corresponde a las pérdidas de radiación, conductores y dieléctricos en la ranura.

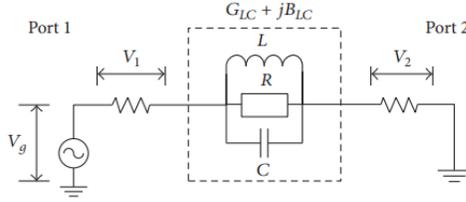


Figura 2. 12. Circuito RLC equivalente de una unidad DGS [21].

La capacitancia C, la inductancia L y la resistencia R se pueden calcular como:

$$C = \frac{\omega_c}{2Z_0(\omega_0^2 - \omega_c^2)} \quad (2.9)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \quad (2.10)$$

$$R(\omega) = \frac{2Z_0}{\sqrt{|s_{11}(\omega)|^2 - \left(2Z_0\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right)^2 - 1}} \quad (2.11)$$

2.3.3.2 Circuito equivalente π

En la Figura 2. 13 se muestra el modelo de circuito equivalente en forma de π , se propuso a partir del circuito equivalente LC y RLC. El circuito equivalente en forma de π es más complejo y difícil extraer sus parámetros; sin embargo, da resultados más precisos [21].

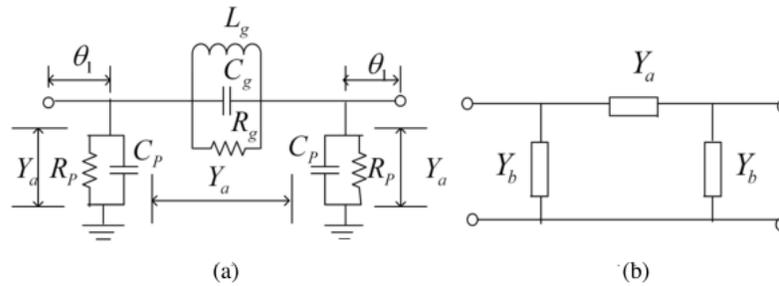


Figura 2. 13. Circuito equivalente en forma de π para una unidad DGS: (a) Circuito equivalente (b) Circuito en forma de π [20].

Este circuito que se basa en los parámetros de dispersión, es más exacto que el que se hace con circuitos resonantes equivalentes, pero su circuito es más difícil de sintetizar [20].

La matriz de los parámetros se puede obtener con la utilización de la expresión siguiente:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_b}{Y_a} & \frac{1}{Y_a} \\ 2Y_b + \frac{Y_b^2}{Y_a} & 1 + \frac{Y_b}{Y_a} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$Y_a = \frac{1}{R_g + jB_r} \quad (2.13)$$

$$Y_b = \frac{1}{R_p + jB_p} \quad (2.14)$$

$$C_g = \frac{B_r}{\omega_2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} \quad (2.15)$$

$$L_g = \frac{1}{\omega_2^2 C_g} \quad (2.16)$$

$$C_p = \frac{B_p}{\omega_1} \quad (2.17)$$

2.3.3.3 Circuito equivalente cuasi-estático

A diferencia de los dos circuitos equivalentes mencionados anteriormente, un modelo de circuito equivalente cuasi-estático de una DGS Dumbbell se deriva directamente de las dimensiones físicas de ésta, como se muestra en la Figura 2. 14.

Este enfoque da una comprensión del principio físico de las DGS y la forma en que se pueden obtener respuestas en frecuencia supresora de banda y pasa banda. En la actualidad los diseñadores tratan de obtener circuitos equivalentes en los que se tenga en cuenta las influencias de la adición de ranuras. Debido a que estas estructuras tienen características diferentes no se tiene un modelo de circuito equivalente uniforme ni una teoría matemática. La optimización basada en una red de circuito equivalente es mejor para el diseño y desarrollo de este tipo de circuito [20].

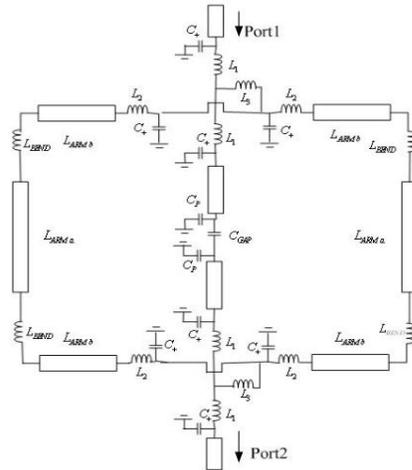


Figura 2. 14. Modelo del circuito equivalente cuasi-estático [20].

2.3.4 Aplicaciones de DGS en tecnologías de microondas

Cada DGS proporciona características distintivas en dependencia de las geometrías, si se colocan los patrones adecuados se pueden filtrar señales no deseadas y eliminar armónicos de orden mayor. Las DGS se ha utilizado en filtros, guías de ondas coplanares, amplificadores de microondas y antenas para mejorar su rendimiento. Se utilizan para miniaturizar el tamaño del circuito, mejorar el ancho de banda y la ganancia, reducir el acoplamiento mutuo entre dos redes, suprimir los armónicos de orden superior y la polarización cruzada no deseada, y también producir una banda de ranura para detener la interferencia con cualquier banda [21].

2.3.4.1 Efectos de la banda de rechazo

Las estructuras DGS proveen rechazo de cierta banda de frecuencia o efectos de banda prohibida, como se le conoce en la mayoría de las literaturas, por lo que se utilizan en la construcción de filtros. La banda de rechazo es útil para suprimir las ondas de superficie no deseadas y frecuencias. Ofrece excelentes prestaciones en términos de ondas en la banda de paso y selectividad aguda de la frecuencia de corte. Hay dos tipos de diseño de filtros: uno es directamente a través de la selectividad de frecuencia que ofrecen estas estructuras [22] [23] y el otro con ranuras en el plano de tierra de las líneas de microcintas convencionales con el fin de mejorar el rendimiento [24] [25] [26]. La segunda forma de diseño trata de explotar tanto el plano de tierra como la línea de microcintas, que es el punto de acceso de más reciente investigación. Con la utilización de estas ranuras en el plano de

tierra metálico se pueden obtener dispositivos con mejores características entre las que se pueden encontrar [20]:

- 1) Aumento de la atenuación en la banda de rechazo.
- 2) Supresión de señales espurias en la respuesta en frecuencia del filtro.
- 3) Mejora de las características en las bandas de paso y de rechazo. En algunos casos intentan también combinar nuevos materiales y nuevas tecnologías para el diseño de filtros.

2.3.4.2 Efecto de ondas lentas

Una de las ventajas más importantes de la DGS es el efecto de onda lenta que es causada por los componentes LC equivalentes. Las líneas de transmisión con ranuras en el plano de tierra tienen una impedancia mucho más alta y un mayor factor de onda lenta que las líneas convencionales. Así que el tamaño del circuito se puede reducir con estas propiedades, tales como amplificadores de microondas y acopladores híbridos *Rat-race*. Otra aplicación atractiva se encuentra en el direccionamiento del haz de una antena de arreglos de fase. Se puede mejorar el rendimiento de ésta, eliminar armónicos y reducir el acoplamiento mutuo de un arreglo mediante la supresión de las ondas de superficie.

2.3.4.3 Alta impedancia característica

Un problema para el caso de la línea de microcintas convencional es que su impedancia generalmente está entre 100 y 130 Ω . Mediante la adopción de ranuras en el plano de tierra es posible aumentar la inductancia y disminuir la capacidad, por lo que se puede aumentar la impedancia de la línea a más de 200 Ω [20].

2.4 Conclusiones del capítulo 2

El crecimiento de las aplicaciones de las microondas se ha basado en tecnología como líneas de transmisión, cables coaxiales etc. Las líneas de transmisión son un medio utilizado para transportar señales de energía de microondas de un punto a otro. Puede ser modelado por elementos concentrados, donde R, L, C y G se conocen como parámetros primarios de una línea de transmisión. Existen líneas de transmisión de diferentes tipos como: bifilar, coaxial, microcinta, coplanar, guías de onda rectangular y circular. Algunas propiedades de la línea de transmisión son las impedancias, velocidad de fase y constante de propagación.

Los filtros reducen o eliminan las señales. Existen diferentes tipos de filtros: paso-banda, rechazo de banda, paso-alto y paso-bajo; sus principales características son: frecuencia de corte, pérdidas por inserción, atenuación, rechazo de un filtro y ancho de banda.

Una guía coplanar consiste de una cinta delgada de película metálica (conductor) sobre un sustrato dieléctrico, con dos planos de tierra paralelos al conductor separados de este a una distancia. Los parámetros eléctricos y geométricos del sustrato son su permitividad ϵ_r también conocida como constante dieléctrica relativa, espesor del dieléctrico H , espesor del conductor T y pérdidas tangenciales $\tan \delta$.

En los últimos años se ha propuesto el diseño de circuitos en tecnología planar, líneas de microcinta o CPW, con DGS cuya respuesta es de tipo paso-banda o rechazo de banda. En el diseño de las estructuras se pueden utilizar figuras geométricas sencillas, como rectángulos o espirales, o bien estructuras más complejas.

Por lo anterior, la CPW con DGS de geometrías multiresonantes representa una alternativa interesante en el desarrollo de filtros multibanda. Adicionalmente, la inclusión de elementos electrónicos de control permitirá el desarrollo de filtros de microondas sintonizables y/o reconfigurables.

CAPITULO 3 . DISEÑO Y SIMULACIÓN

En este capítulo se describe el proceso de diseño y simulación de filtros con geometrías multiresonantes reconfigurables y/o sintonizables. Se exponen los diseños intermedios con los que se trabajó hasta llegar al prototipo final. Cada uno de estos diseños van acompañados de gráficas que facilitarán la comprensión y muestran los resultados obtenidos de cada uno de ellos.

Para realizar la simulación de las estructuras electromagnéticas se empleó el software de Tecnología de Simulación en Computadora Studio Suite – CST STUDIO SUITE (CST)™, este es un software para el análisis electromagnético 3D de alto rendimiento que permite diseñar, analizar y optimizar componentes y sistemas electromagnéticos (EM). Esta herramienta computacional permite el análisis preciso de los dispositivos de alta frecuencia, como, por ejemplo, antenas, filtros, acopladores, estructuras planas y de múltiples capas y efectos SI (integración de la señal), PI (integración de la potencia) y EMC (compatibilidad electromagnética) en placas de circuito impreso. Los análisis pueden incluir efectos térmicos y mecánicos, realizando un diseño y optimización que operan en una amplia gama de frecuencias estáticas a ópticas.

Además, se propone un modelo de circuito eléctrico equivalente del filtro para el mismo, se empleó el software ADS- *Advanced Design System* de Keysight™. Este software es un software de automatización de diseño electrónico líder en el mundo para RF, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad. Ofrece un diseño completo basado en estándares y verificación de información con una plataforma integrada. El objetivo de este software es realizar simulaciones avanzadas con elevada precisión sobre modelos circuitales constituidos principalmente por tipo de elementos pertenecientes a las extensas librerías de componentes que posee ADS. Mediante simulaciones sucesivas y con la ayuda de diversas herramientas de análisis de circuitos podemos refinar el circuito de acuerdo a nuestra necesidad. ADS implementa además algoritmos de simulación con respecto a otros programas semejantes.

3.1 Primer diseño

3.1.1 Filtro con doble anillo ranurado

Para el primer diseño se tomaron en cuenta algunas dimensiones para la línea coplanar empleadas en [27], se utilizó el sustrato dieléctrico con una constante dieléctrica $\epsilon_r=11.7$ y un grosor de 525 μm , el resto de los parámetros se detallan a continuación en la Tabla 3. 1.

Tabla 3. 1. Parámetros de diseño.

Parámetros	Dimensiones en micrómetros (μm)
Ancho del sustrato	1328
Largo del sustrato	1800
Grosor del sustrato	525
Grosor de la capa conductora (Aluminio)	2
Ancho de la tierra	620
Ancho conductor central	40
Gap	24
Radio anillo1	200
Radio anillo2	185
Radio anillo3	170
Radio anillo4	155
Ancho de las ranuras	30

Primeramente, se simuló la estructura con dos anillos como se observa en la Figura 3. 1, se obtienen dos resonancias, aproximadamente en 42 y 56 GHz con una profundidad de -30 dB como se muestra en la Figura 3. 2.

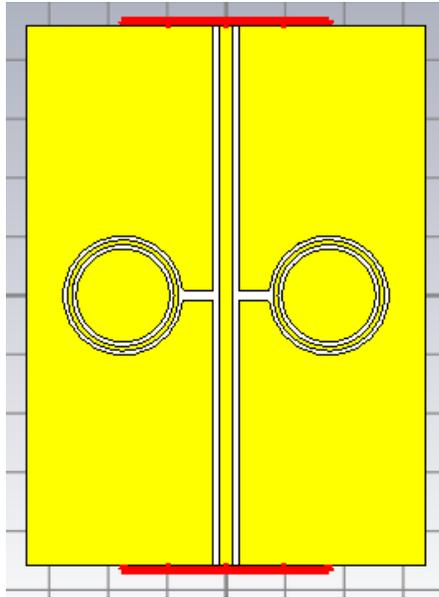


Figura 3. 1. Estructura con doble anillo.

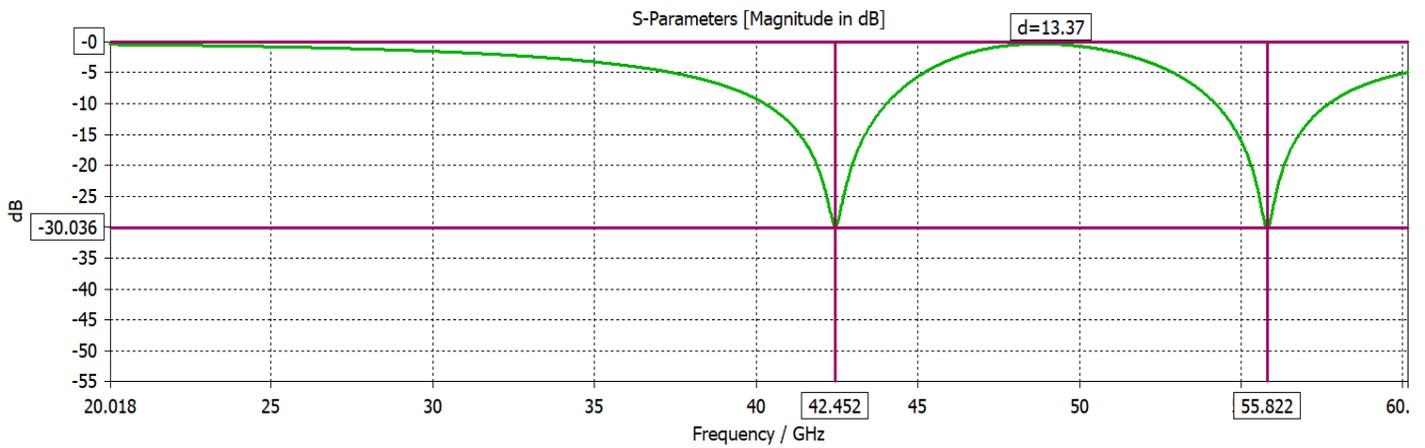


Figura 3. 2. Coeficiente de transmisión (S_{21}) obtenido de la simulación de la estructura con doble anillo presentada en la Figura 3. 1.

Luego se le realizó una ranura a cada anillo con un ancho de 30 μm . En la Figura 3. 3 se muestra el prototipo del filtro y en la Figura 3. 4 se exponen las características de transmisión y reflexión obtenidas de la simulación de la estructura con doble anillo ranurado. Se observan las dos frecuencias de resonancia en 31 y 38 GHz.

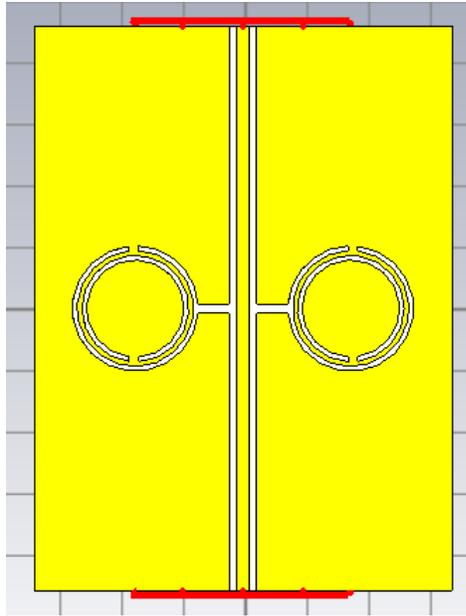


Figura 3. 3. Estructura con doble anillo ranurado.

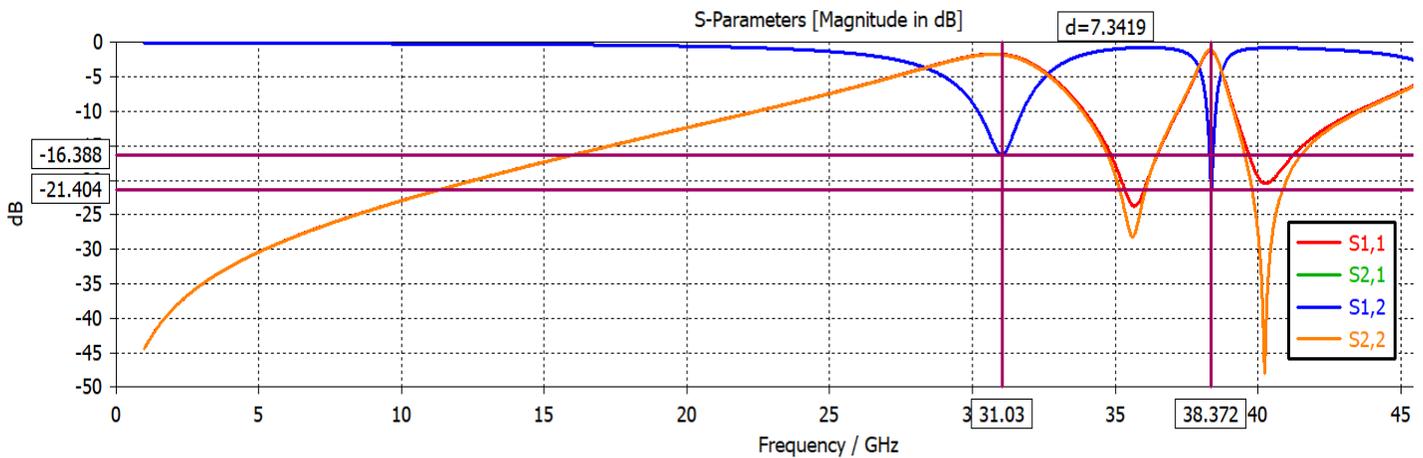


Figura 3. 4. Características de transmisión y reflexión (coeficientes S_{11} y S_{21}) obtenidas de la simulación de la estructura con doble anillo ranurado de la Figura 3. 3.

3.1.2 Filtro con doble anillo ranurado con cargas reactivas

Se presentó una estructura de doble resonancia que consiste en modificar los planos de tierra de una línea coplanar con una estructura multiresonante que consiste en dos anillos cortocircuitados cercanamente espaciados. El medio para modificar esta resonancia consiste en cargar estos anillos con cargas reactivas de tipo capacitivo.

Uno de los objetivos planteados inicialmente en el desarrollo del proyecto se basa en el desarrollo de filtros multiresonantes sintonizables y reconfigurables. Para ello, se añade al diseño un nuevo componente: el diodo varactor.

Los varactores, también conocidos como diodos de capacidad variable, son dispositivos semiconductores que permiten controlar su valor de capacidad en función de la tensión aplicada en polarización inversa. Esto quiere decir que, cuando el diodo está en polarización inversa no existe corriente eléctrica a través de la unión, la zona de depleción funciona como el dieléctrico de un condensador y las secciones del semiconductor P y N del diodo hacen de las placas del capacitor. Con la variación de la tensión de polarización inversa aplicada al diodo, la zona de depleción varía de igual forma. Los diodos varactores pueden manejarse a través de la tensión que se les aplica; por lo que, los cambios de capacitancia pueden realizarse mediante otro circuito de control, que puede ser analógico o digital.

Al diseño implementado anteriormente se le colocan cuatro diodos varactores, dos en los anillos externos y dos en los anillos internos. Para simular el funcionamiento de estos diodos varactores, se incluyen en el modelo CST unos capacitores en su lugar. Se observa la posición de los mismos en la Figura 3. 5. Los capacitores externos que representan los elementos 3 y 4 tienen los valores de C2 y los capacitores internos que representan los elementos 1 y 2 corresponden a los valores de C1, la variación de estos valores de capacitancia se muestra en la Tabla 3. 2.

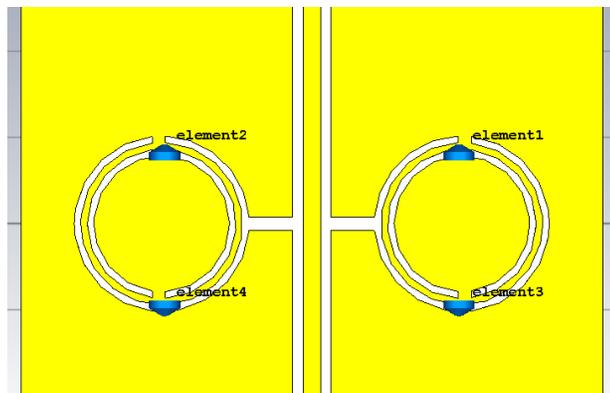


Figura 3. 5. Estructura con doble anillo ranurado con cargas reactivas.

Tabla 3. 2. Variación de los valores de capacitancia.

	C1 (F)	C2 (F)
1	9e-14	1.2e-13
2	1.1e-13	1.3e-13

3	1.3e-13	1.5e-13
4	1.5e-13	1.7e-13

En la Figura 3. 6 se muestra el coeficiente de transmisión S21 obtenido de la simulación de la estructura con doble anillo ranurado con cargas reactivas de la Figura 3. 5 al variar los valores de capacitancia C1 y C2 como se muestra en la Tabla 3. 2, se puede observar que el efecto de la carga reactiva en el circuito es una disminución de la frecuencia con el aumento de la capacitancia.

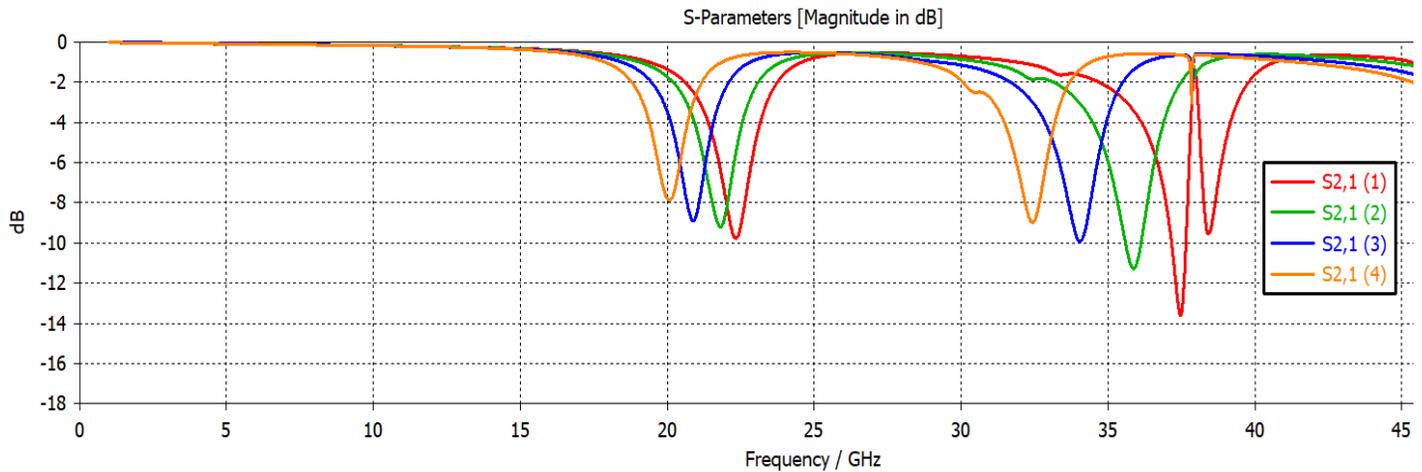


Figura 3. 6. Coeficiente de transmisión S21 obtenido de la simulación de la estructura con doble anillo ranurado con cargas reactivas de la Figura 3. 5 al variar los valores de capacitancia C1 y C2 como se muestra en la Tabla 3. 2.

Con el desarrollo de este primer diseño se comprobó que al colocar los diodos varactores en la estructura es posible sintonizar su respuesta en frecuencia, aunque en este caso no se obtuvieron los resultados deseados con respecto a las pérdidas, ya que se observa poca profundidad en la respuesta.

3.2 Diseño de la línea coplanar

La línea coplanar debe tener una impedancia característica de 50Ω , para que la línea quede completamente normalizada y adaptada, reduciendo las posibles pérdidas de potencia debidas a reflexiones. La impedancia de la línea coplanar varía en función del ancho, la altura y la constante dieléctrica del substrato como se expuso en la sección 2.1. Además, también se ha de tener en cuenta la separación entre el conductor central y los planos de tierra, denominada gap y el grosor del metal.

Para el diseño de la línea coplanar se empleó la herramienta Calculadora de síntesis/análisis de guía de ondas coplanares [28]. Se tomaron en cuenta las propiedades del material dieléctrico RO 4003C de Rogers, que posee un grosor de 510 μm , una constante dieléctrica de 3.55 y una tangente de pérdidas de 0.0027. Este material presenta dos capas de cobre una a cada lado con un grosor de 17 μm . La Figura 3. 7 muestra los resultados para una frecuencia de diseño de 3.5 GHz.

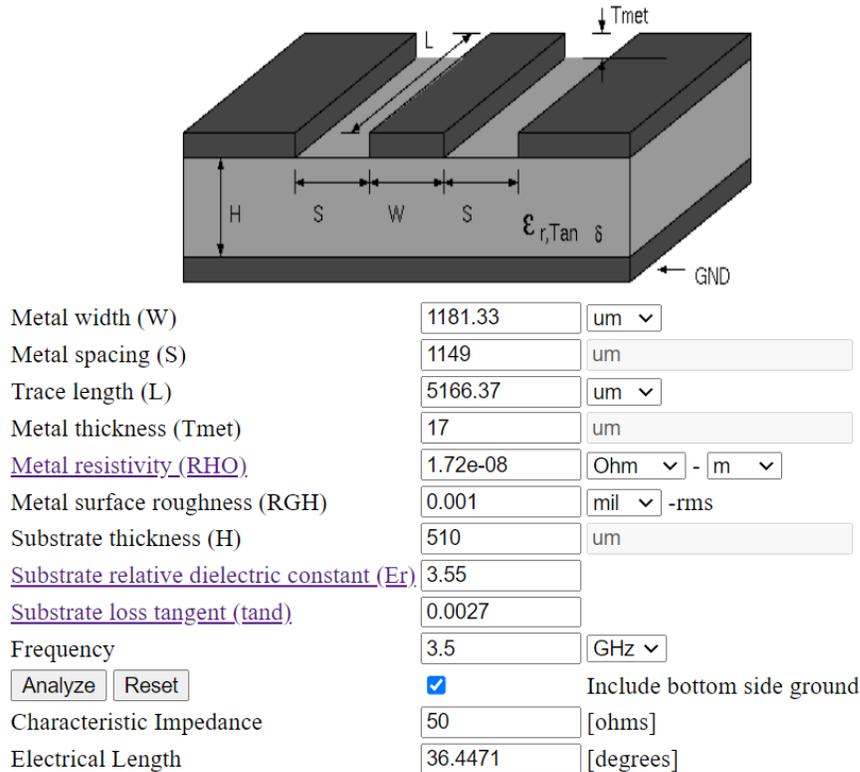


Figura 3. 7. Resultados obtenidos con la Calculadora de síntesis/análisis de guía de ondas coplanares.

Para comprobar estos resultados se diseñó un código en Matlab capaz de brindarme los valores del ancho del conductor central y el gap para obtener una impedancia característica de 50 Ω , me permita además el cálculo de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} . La Figura 3. 8 muestra la gráfica de colores resultado de este código. La misma arrojó que para los valores de $w=1416 \mu\text{m}$ y $\text{gap}=1149 \mu\text{m}$ se obtiene una $Z_0= 50 \Omega$.

Para el cálculo de del ancho total de la línea coplanar se tiene en cuenta la longitud de onda de trabajo λ_g . Primeramente, se calcula la longitud de onda en el vacío λ_0 y a partir de este valor y el de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} se obtiene λ_g .

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{3.5 \times 10^9} = 8.57 \times 10^{-2} \text{ m} = 85.7 \text{ mm}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{8.57 \times 10^{-2}}{\sqrt{2.9611}} = 4.98 \times 10^{-2} \text{ m} = 49.8 \text{ mm}$$

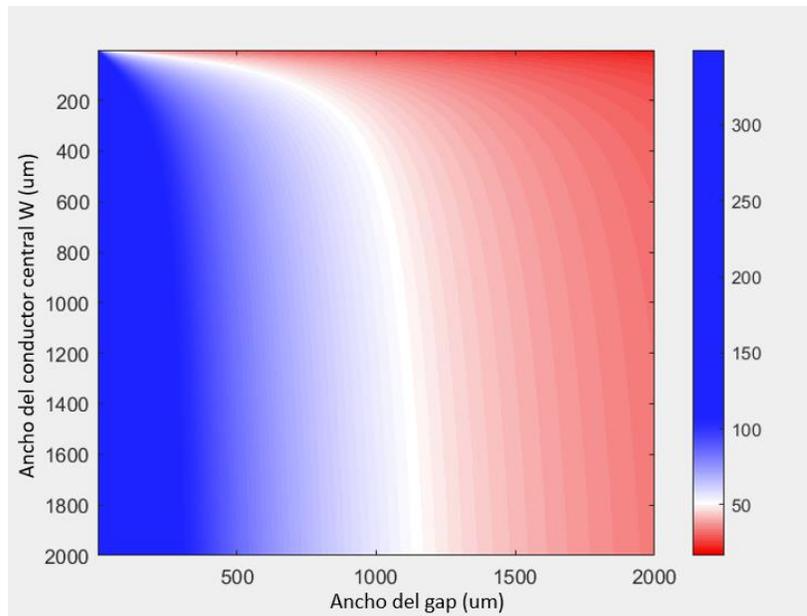


Figura 3. 8. Gráfica de colores obtenida en el Software Matlab, que muestra la impedancia característica de la línea coplanar.

Se procedió entonces al diseño de la misma en el software CST y al análisis de los resultados. La Figura 3. 9 muestra la estructura de la línea coplanar y la Tabla 3. 3 muestra los parámetros de diseño de la misma en milímetros.

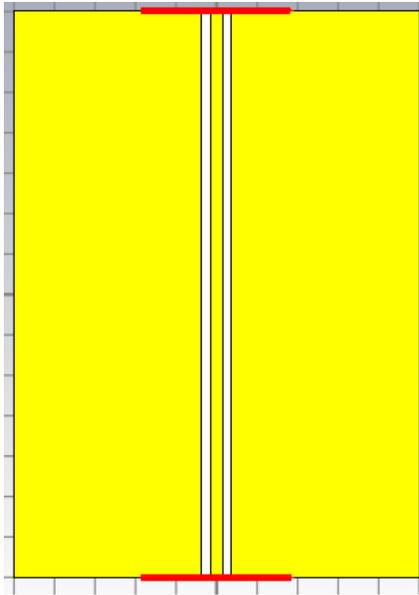


Figura 3. 9. Diseño de la línea coplanar.

Tabla 3. 3. Parámetros de diseño.

Parámetros	Dimensiones en milímetros (mm)
Ancho del sustrato	50
Largo del sustrato	70
Grosor del sustrato	0.51
Grosor de la capa conductora (cobre)	0.017
Ancho conductor central	1.416
Gap	1.149

Para estas dimensiones no se obtuvo una respuesta limpia para frecuencias debajo de 3.5 GHz como se observa en la Figura 3. 10.

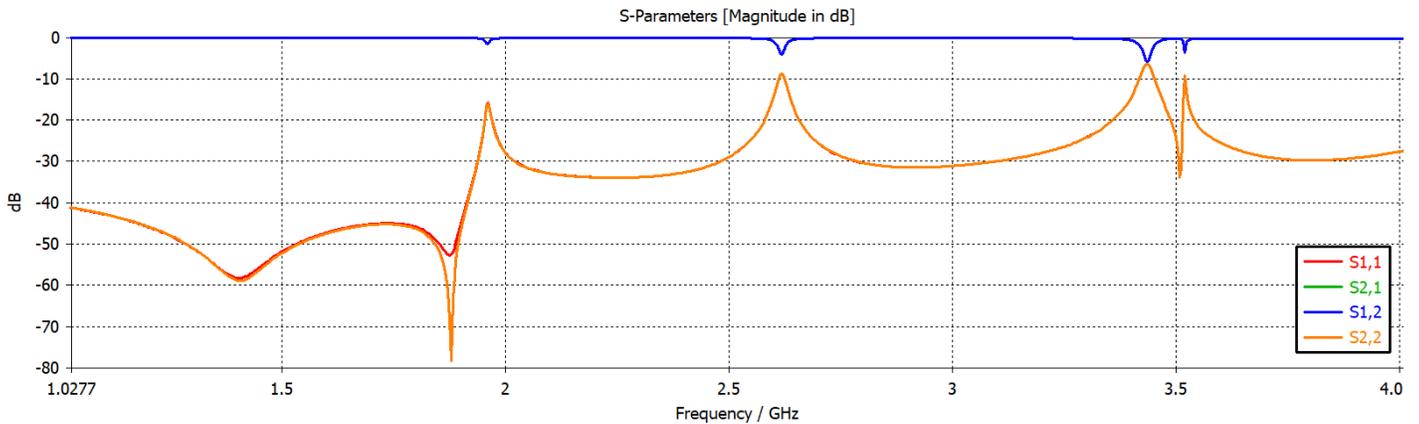


Figura 3. 10. Características de transmisión y reflexión obtenidas de la simulación de la línea coplanar de la Figura 3. 9.

Debido a esto se realiza la prueba de una variante recortando el ancho de las tierras superiores, este diseño se muestra en la Figura 3. 11.

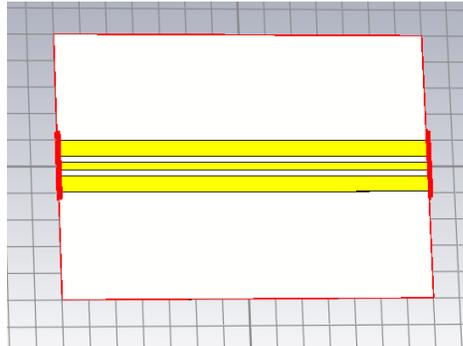
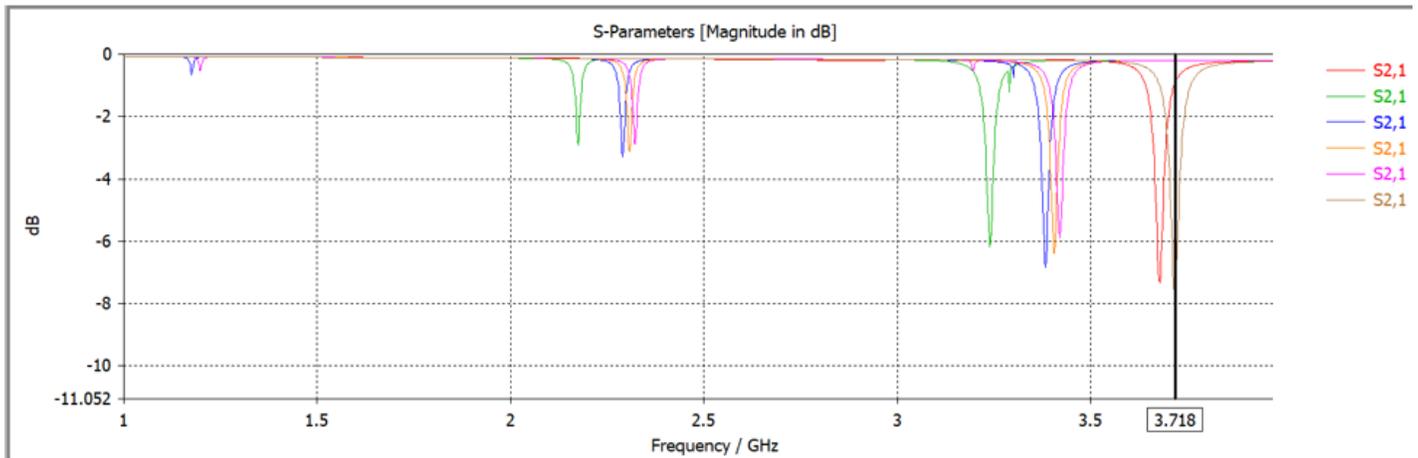


Figura 3. 11. Variante de tierra superior recortada.

La Figura 3. 12 muestra el resultado de la simulación de la estructura con tierra superior recortada, variando el ancho de las tierras W_{tierra} en milímetros y la

Figura 3. 13 muestra el coeficiente de transmisión obtenido variando el ancho del sustrato W_s en milímetros.

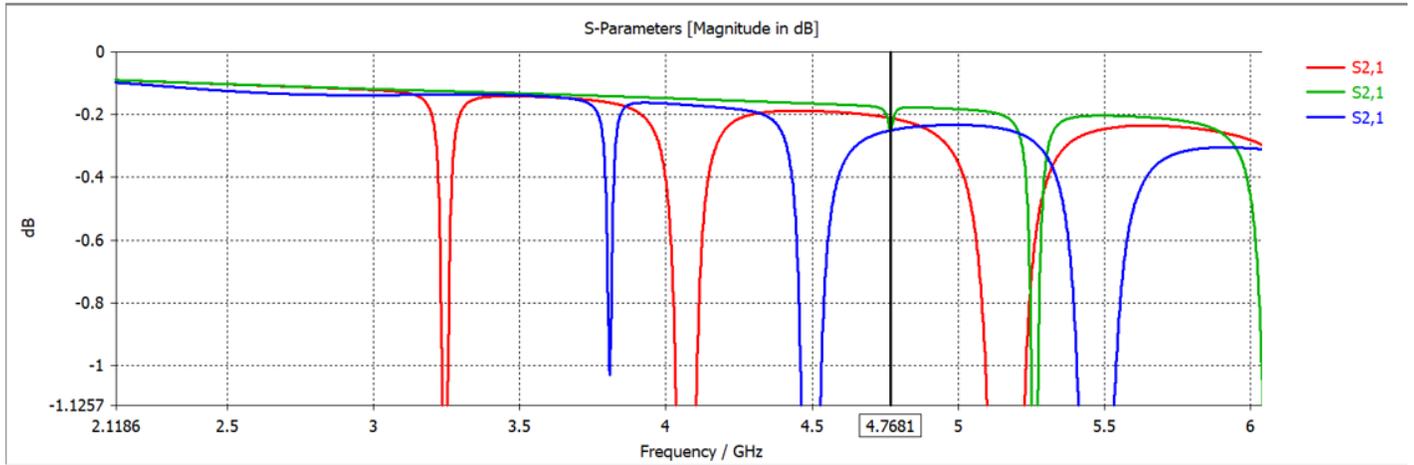


Leyenda

Simulaciones	W_{tierra} en milímetros (mm)
1	4
2	5
3	10
4	15
5	20

6	3
---	---

Figura 3. 12. Resultados obtenidos de la simulación de la estructura con tierra superior recortada de la Figura 3. 11, variando el ancho de las tierras W_{tierra} en mm.

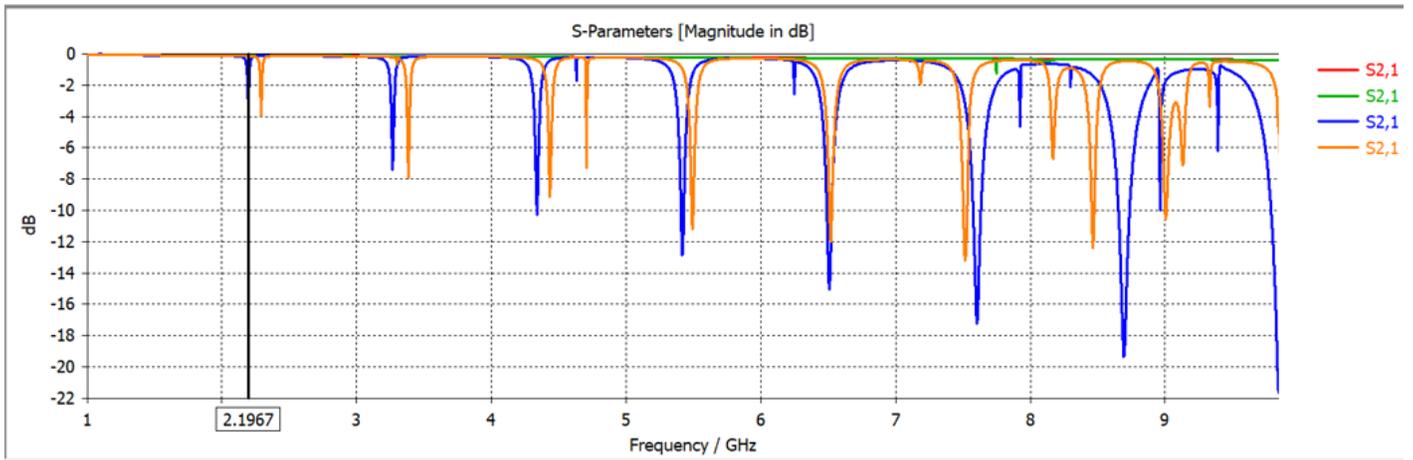


Leyenda

Simulaciones	W_s en milímetros (mm)
1	30
2	20
3	25

Figura 3. 13. Coeficiente de transmisión obtenido variando el ancho del sustrato W_s (mm).

Se realizaron simulaciones con la variante de tierras superiores recortadas y sin tierra inferior, observándose los mejores resultados con los valores de 3 mm y 4 mm como se observa en la Figura 3. 14 y la Figura 3. 15.



Leyenda

Simulaciones	Wtierra en milímetros (mm)
1	3
2	2
3	5
4	10

Figura 3. 14. Resultados obtenidos variando el ancho de las tierras Wtierra (mm).

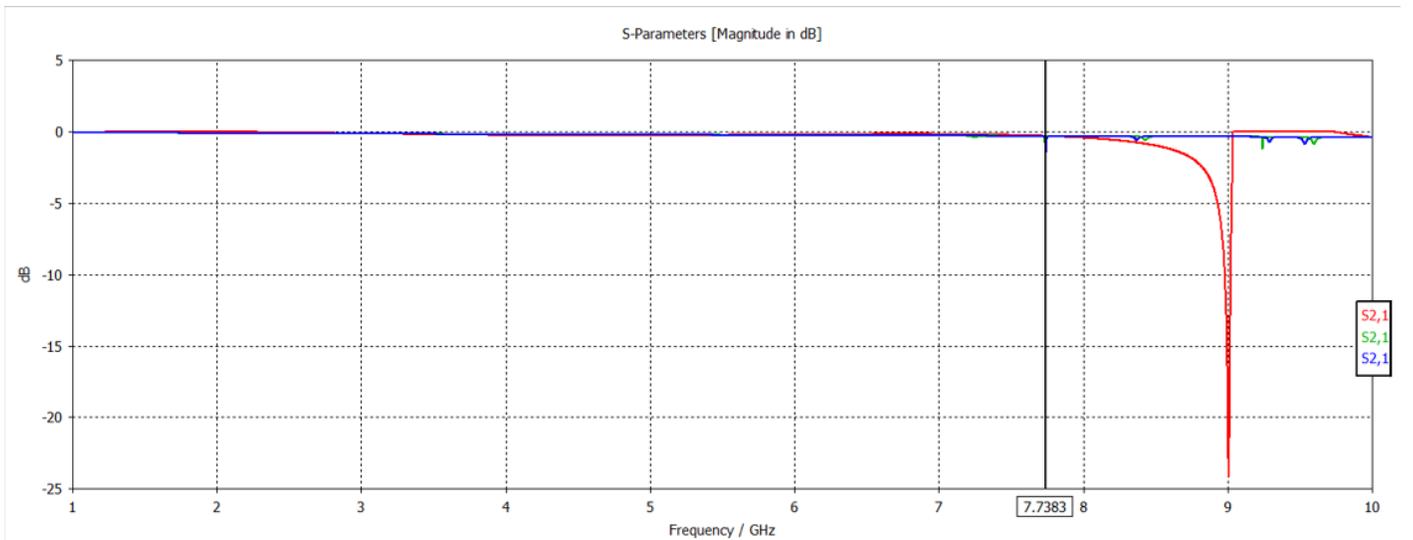


Figura 3. 15. Resultados obtenidos variando el ancho de las tierras Wtierra con los valores de 2 mm (curva roja), 3 mm (curva verde) y 4 mm (curva azul).

Se realizaron algunas simulaciones y se identificó que el problema era que se estaba trabajando con dimensiones demasiado grandes, por lo que las resonancias que aparecían son resonancias propias de la línea debido a que los tamaños trabajados contienen varias

longitudes de onda. Se decidió reducir la longitud y ancho del sustrato, y se aumentó el ancho de la tierra y las resonancias se fueron a frecuencias más altas. Se realizó la simulación con las dimensiones largo del sustrato=25 mm, ancho del sustrato=22 mm y ancho de las tierras=9 mm. La Figura 3. 16 muestra el coeficiente de transmisión obtenido para estos valores.

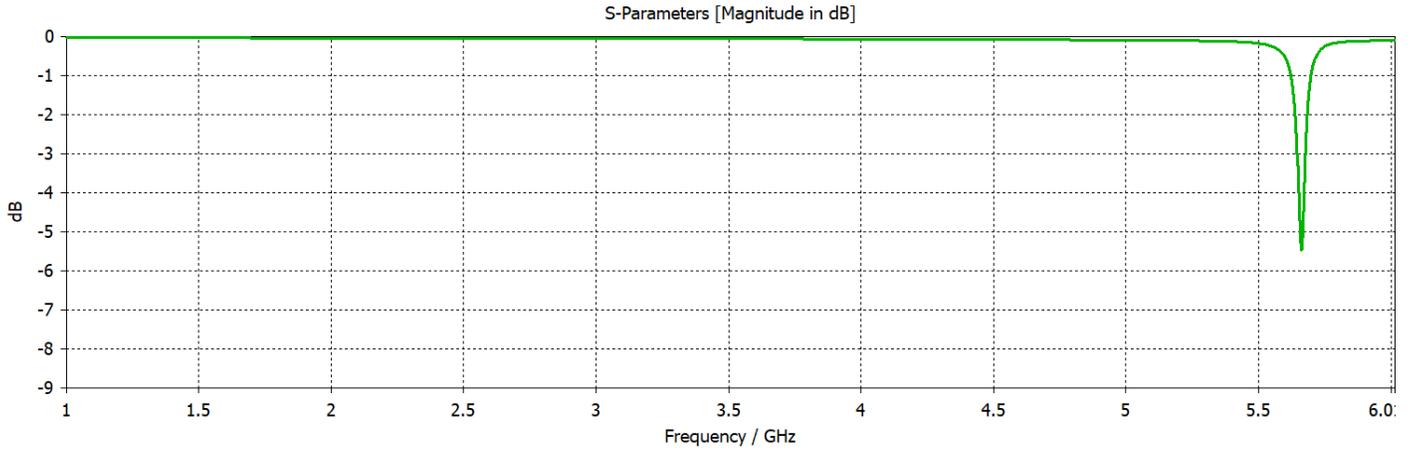


Figura 3. 16. Coeficiente de transmisión S_{21} obtenido de la simulación de la línea coplanar con las dimensiones largo del sustrato $L_s = 25$ mm, ancho del sustrato $W_s = 22$ mm y ancho de las tierras $W_{tierra} = 9$ mm.

Finalmente se decidió tomar los valores de 25 mm para el ancho y de 10 mm para el largo del material dieléctrico, dimensiones que se emplean en el próximo diseño. También se realizaron algunos cambios en las dimensiones del ancho del conductor central y el gap ajustándose al tamaño del conector SMA que se utilizará en el montaje para la medición.

3.3 Segundo diseño

Para el diseño del prototipo del filtro que se muestra en la Figura 3. 17 se utilizó el sustrato dieléctrico de Rogers RO3210 con una constante dieléctrica $\epsilon_r=10.8$, una tangente de pérdidas de 0.0027 y un grosor de 0.64 mm, el resto de los parámetros se detallan a continuación en la Tabla 3. 4. En la Figura 3. 18 se observan las características de dispersión de la estructura para diferentes valores de capacitancia C_1 .

Tabla 3. 4. Parámetros de diseño.

Parámetros	Dimensiones en milímetros (mm)
Ancho del sustrato	25

Largo del sustrato	10
Grosor del sustrato	0.64
Grosor de la capa conductora (cobre)	0.017
Ancho conductor central	1
Gap	0.3
Radio anillo1	4.5
Radio anillo2	4.2
Radio anillo3	3.9
Radio anillo4	3.6
Ancho de la unión	0.6

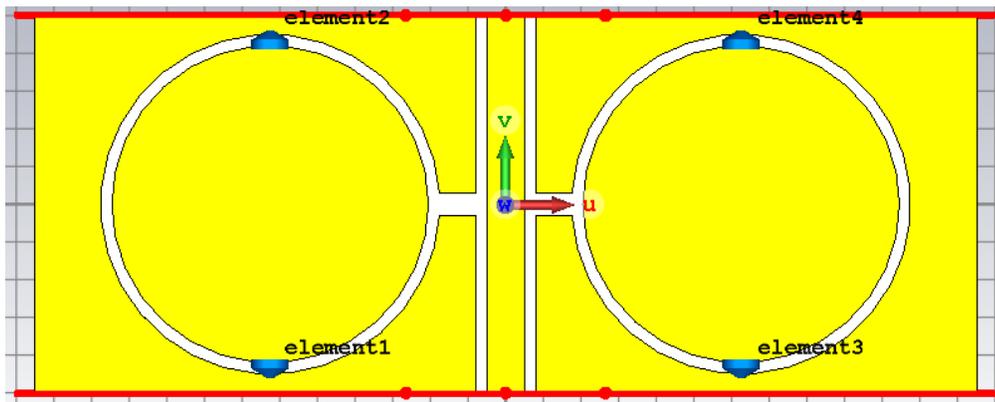


Figura 3. 17. Diseño del filtro con anillo exterior y cargas reactivas.

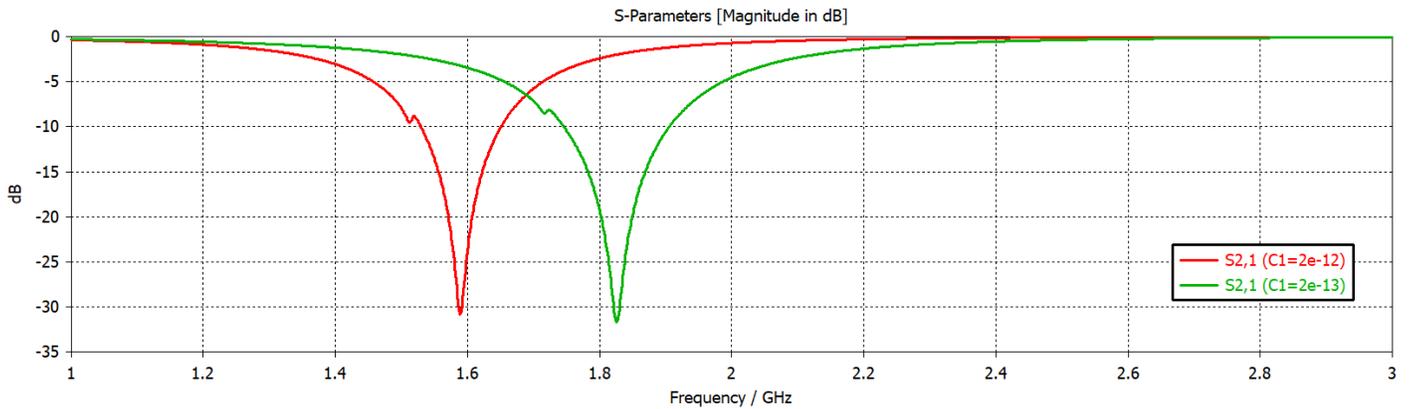


Figura 3. 18. Características de dispersión de la estructura mostrada en la Figura 3. 17 para diferentes valores de capacitancia $C1$.

3.3.1 Anillo exterior con las cargas reactivas y con la implementación de meanders

Primeramente, se simuló el anillo exterior con las cargas reactivas y con la implementación de meanders como se muestra en la Figura 3. 20. Se implementaron los meanders para

lograr una miniaturización, reducir la frecuencia de resonancia manteniendo la misma área de la estructura, dado que aumenta la longitud de onda, las dimensiones de los mismos se muestran en la Figura 3. 19.

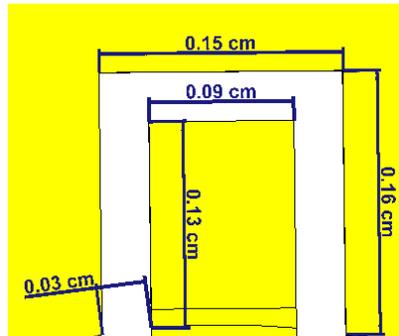


Figura 3. 19. Dimensiones de los meanders implementados.

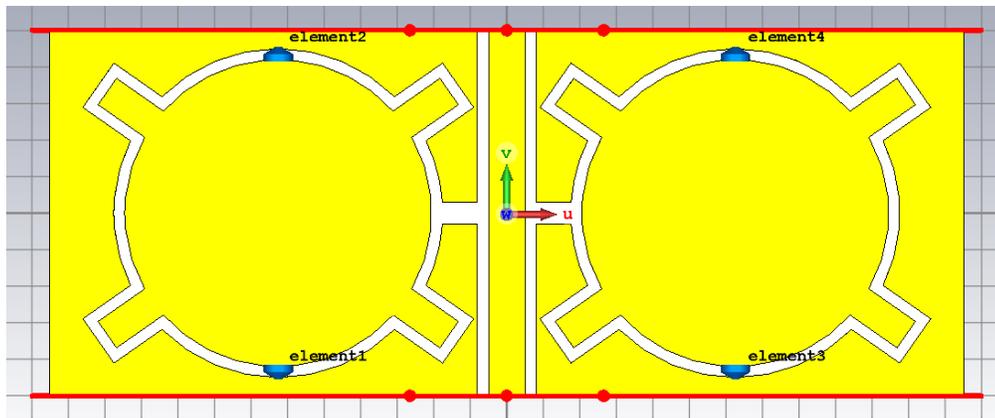


Figura 3. 20. Simulación del anillo exterior con meanders.

Se variaron los valores de las cargas reactivas como se muestra en la Figura 3. 21, con valores de 0.2 pF, 0.5 pF y 1 pF. Se observa una disminución de la frecuencia con el aumento de la capacitancia.

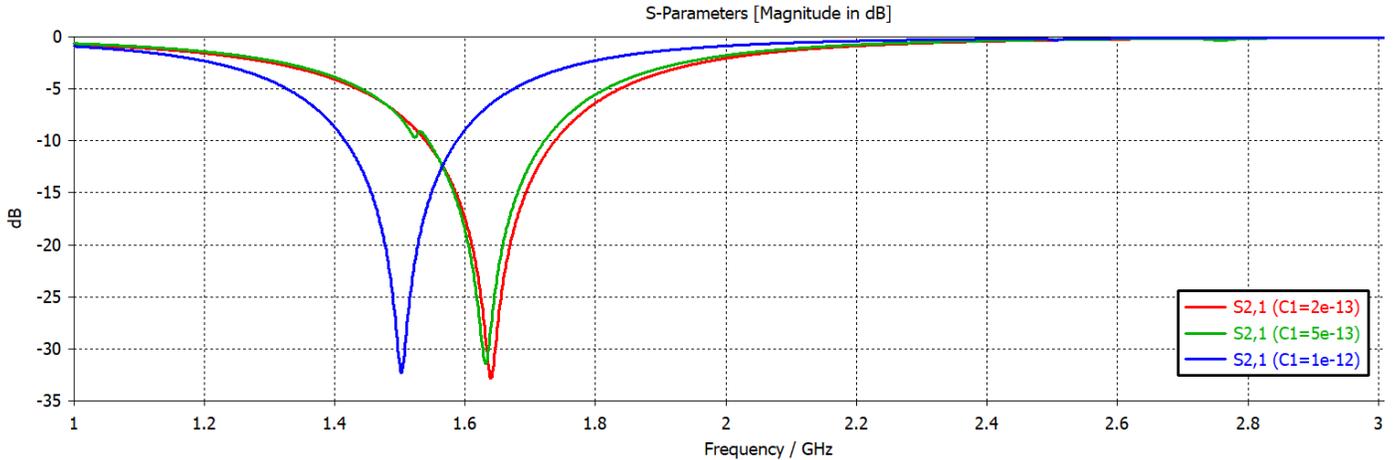


Figura 3. 21. Características de dispersión de la estructura mostrada en la Figura 3. 20 para diferentes valores de capacitancia C_1 .

3.3.2 Dos anillos con cargas reactivas: exterior con meanders e interior con la forma original

Luego para una segunda configuración se simuló con dos anillos ambos con cargas reactivas: el anillo exterior con la implementación de meanders y el interior con la forma original como se observa en la Figura 3. 22.

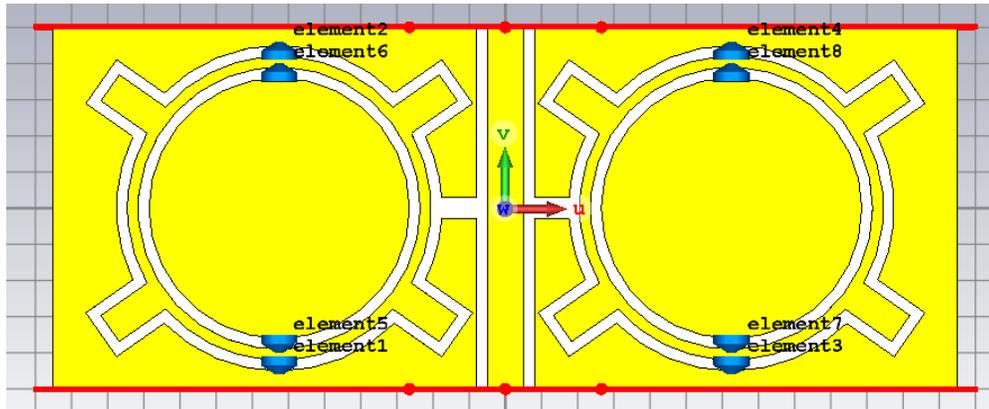


Figura 3. 22. Dos anillos: exterior con meanders e interior con la forma original.

Tabla 3. 5. Variación de la capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	0.2	0.8
2	0.2	2
3	0.8	2
4	2	2

5	2	1.5
---	---	-----

Con esta configuración no se observa una buena profundidad de la respuesta de la segunda resonancia, solo se logró esta resonancia aumentando el valor de la capacitancia como muestra la Figura 3. 23.

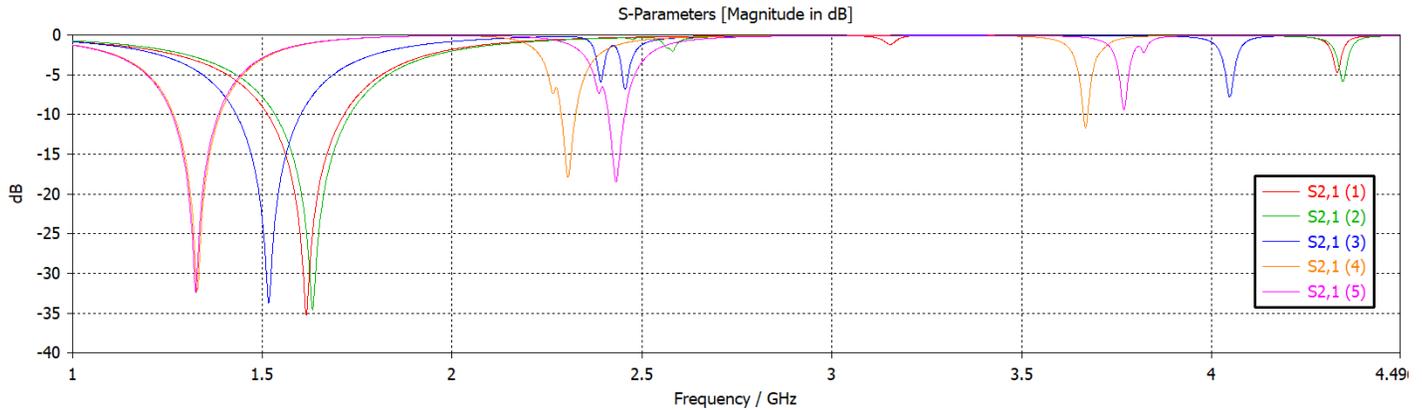


Figura 3. 23. Características de dispersión de la estructura de dos anillos mostrada en la Figura 3. 22 para diferentes valores de capacitancia $C1$ y $C2$ que se muestran en la Tabla 3. 5.

3.3.3 Dos anillos con cargas reactivas y cortocircuitados: exterior con meanders e interior con la forma original

Para una tercera configuración se simuló con dos anillos ambos con cargas reactivas y cortocircuitados: el anillo exterior con la implementación de meanders y el interior con la forma original como se observa en la Figura 3. 24.

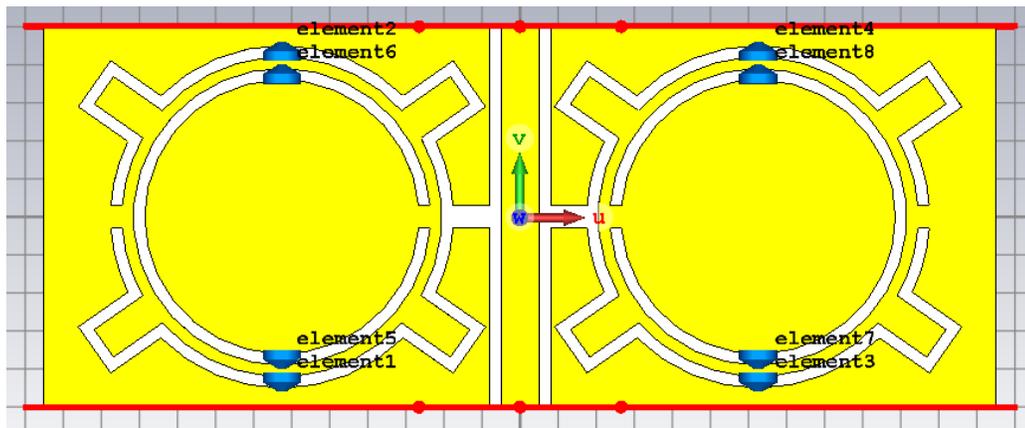


Figura 3. 24. Dos anillos: exterior con meanders e interior con la forma original, ambos cortocircuitados.

En la Figura 3. 25 se muestra el resultado obtenido al variar el valor de la capacitancia C1 de 2 pF a 0.2 pF, manteniendo fijo el valor de C2 de 1.5 pF. En la primera curva obtenida (roja) con el valor de 2 pF se observan las frecuencias en 1.31 GHz y 2.42 GHz con profundidad de -32.04 dB y -18.49 dB respectivamente. En la segunda curva (verde) no se observa una buena respuesta, aunque con la disminución del valor de C1 ocurrió un corrimiento en frecuencia, en este caso un aumento de la misma a 1.65 GHz, no se logra la segunda frecuencia de resonancia.

Se evidencia que no existe un control individual de las frecuencias al variar el valor de los diodos y, además, se necesitó un valor más alto de capacitancia para obtener una buena respuesta.

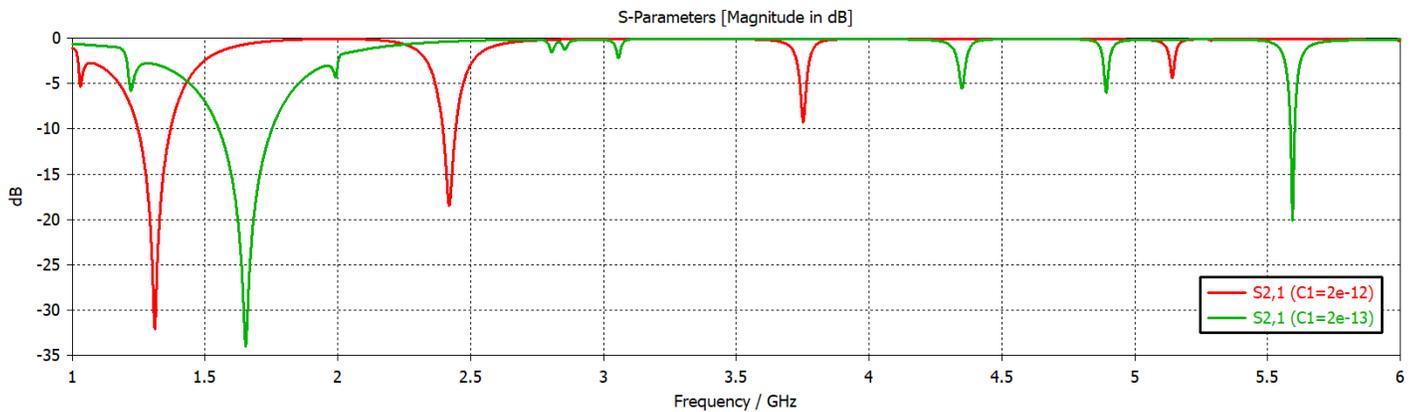


Figura 3. 25. Coeficiente de transmisión obtenido de la simulación de la estructura que se muestra en la Figura 3. 24 para diferentes valores de capacitancia C1.

3.3.4 Dos anillos con cargas reactivas y cortocircuitados: ambos con meanders

Para la cuarta configuración se simuló con dos anillos ambos con cargas reactivas, cortocircuitados y con la implementación de meanders como se observa en la Figura 3. 26.

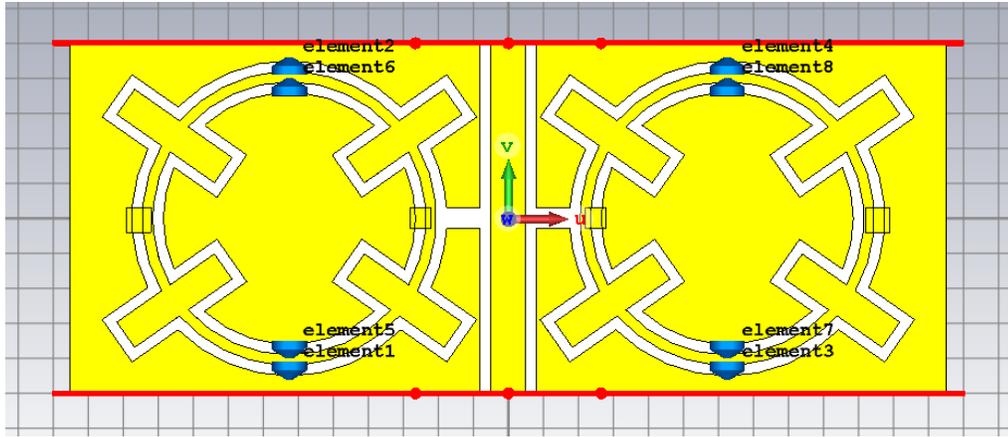


Figura 3. 26. Dos anillos: ambos con meanders y cortocircuitados.

Tabla 3. 6. Variación de la capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	2	3
2	2	2
3	1	2
4	1	1

Con esta configuración tampoco se logra un control individual de las frecuencias al variar el valor de los diodos y, al igual que las anteriores, se necesitó un valor más alto de capacitancia para obtener una buena respuesta como se observa en la Figura 3. 27.

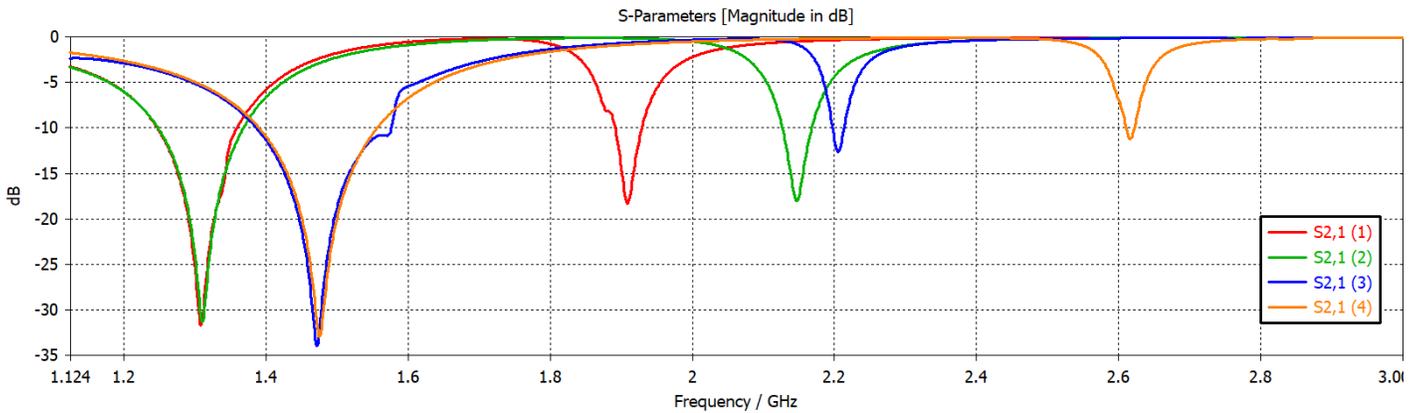


Figura 3. 27. Características de dispersión de la estructura de dos anillos con meanders mostrada en la Figura 3. 26 para diferentes valores de capacitancia C1 y C2 que se muestran en la Tabla 3.

3.3.5 Dos anillos con cargas reactivas: ambos con meanders e interior cortocircuitado

Para la quinta configuración se simuló con dos anillos ambos con cargas reactivas y con la implementación de meanders y el interior cortocircuitado como se observa en la Figura 3. 28.

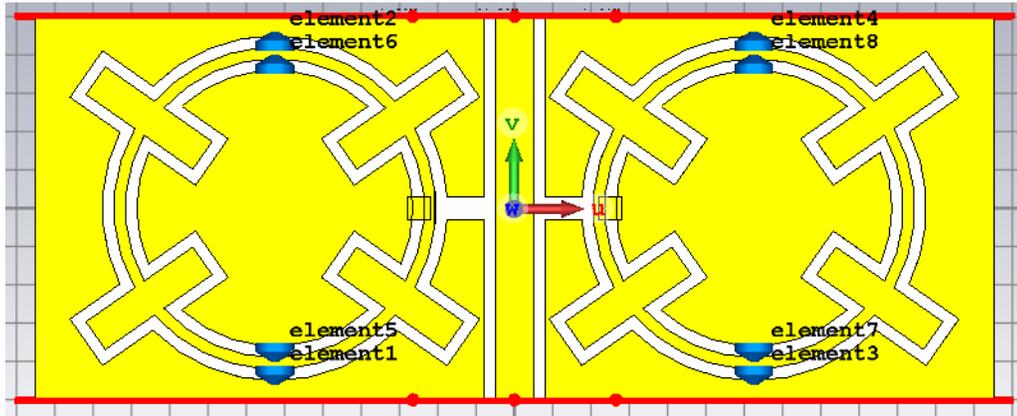


Figura 3. 28. Dos anillos con cargas reactivas: ambos con meanders e interior cortocircuitado.

Tabla 3. 7. Variación de la capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	0.2	0.5
2	0.2	1
3	1	1
4	1	2.5

La Figura 3. 29 muestra las características de dispersión obtenidas en la simulación de la estructura mostrada en la Figura 3. 28 para diferentes valores de capacitancia C1 y C2 que se muestran en la Tabla 3. 7.

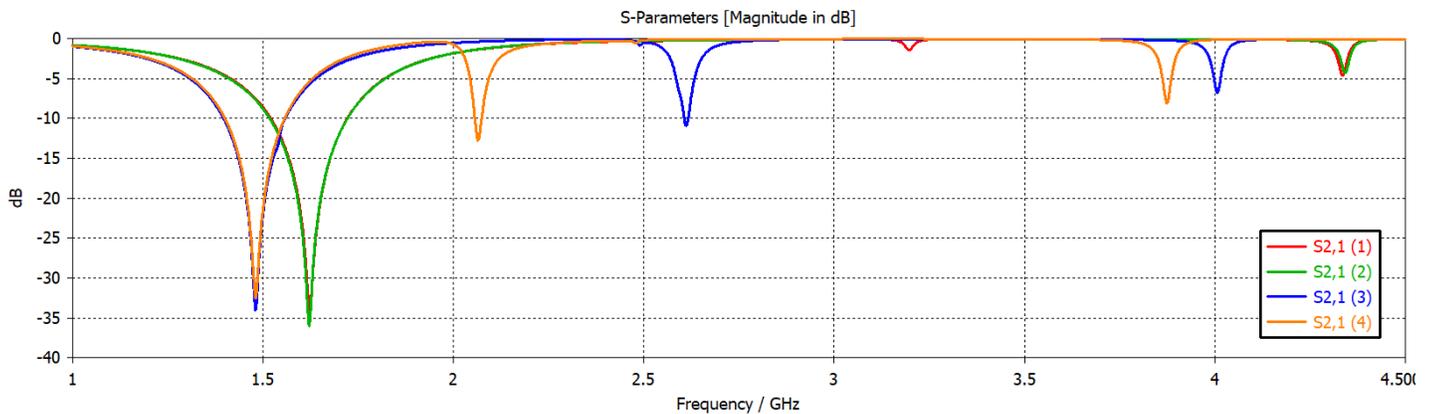


Figura 3. 29. Características de dispersión de la estructura de dos anillos con meanders mostrada en la Figura 3. 28 para diferentes valores de capacitancia C_1 y C_2 que se muestran en la Tabla 3.

7.

En todas las configuraciones planteadas hasta el momento al variar el valor de los diodos no se obtiene un control individual de las frecuencias y se necesitó un valor más alto de capacitancia para obtener una buena profundidad en la respuesta, especialmente en la segunda resonancia.

3.4 Tercer diseño

El tercer diseño consiste en anillos de forma cuadrada, en la Tabla 3. 8 se muestran los parámetros de diseño del filtro, se utilizó también el sustrato dieléctrico Rogers RO3210, se realizaron algunas pruebas para observar el comportamiento de su respuesta.

Tabla 3. 8. Parámetros de diseño.

Parámetros	Dimensiones en milímetros (mm)
Ancho del sustrato	25
Largo del sustrato	10
Grosor del sustrato	0.64
Grosor de la capa conductora (cobre)	0.017
Ancho conductor central	1
Gap	0.3
Largo rectángulo1	7
Ancho rectángulo1	9.5
Separación entre rectángulos	0.3
Largo de la unión	1
Ancho de la unión	0.6

Primeramente, se simuló con un solo anillo con cargas reactivas de valor $C_1=2$ pF como se muestra en la Figura 3. 30, se obtiene una frecuencia de resonancia en 1.42 GHz con una profundidad de -33.53 dB como se observa en la Figura 3. 31.

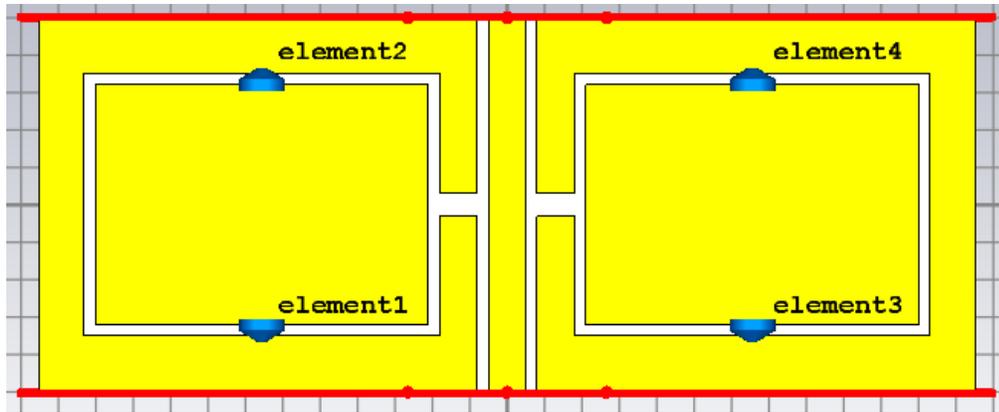


Figura 3. 30. Diseño del filtro con anillo exterior de forma cuadrada con cargas reactivas.

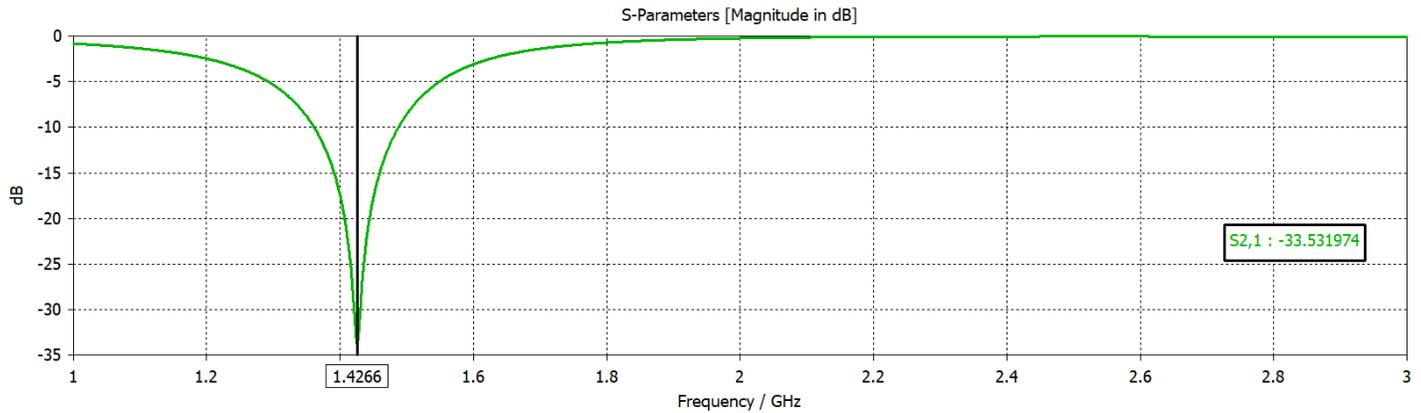


Figura 3. 31. Coeficiente de transmisión S_{21} obtenido de la simulación del filtro con anillo exterior de forma cuadrada que se muestra en la Figura 3. 30.

Se realizó la simulación variando el valor de C_1 , como se observa en la Figura 3. 32, C_1 toma valores de 2 pF, 1.5 pF, 0.5 pF y 0.2 pF. Se evidencia que con la disminución del valor de la capacitancia ocurre un corrimiento de la frecuencia que se manifiesta en un aumento de la misma, en este caso se observan las frecuencias de resonancia en 1.42 GHz, 1.49 GHz, 1.64 GHz y 1.74GHz.

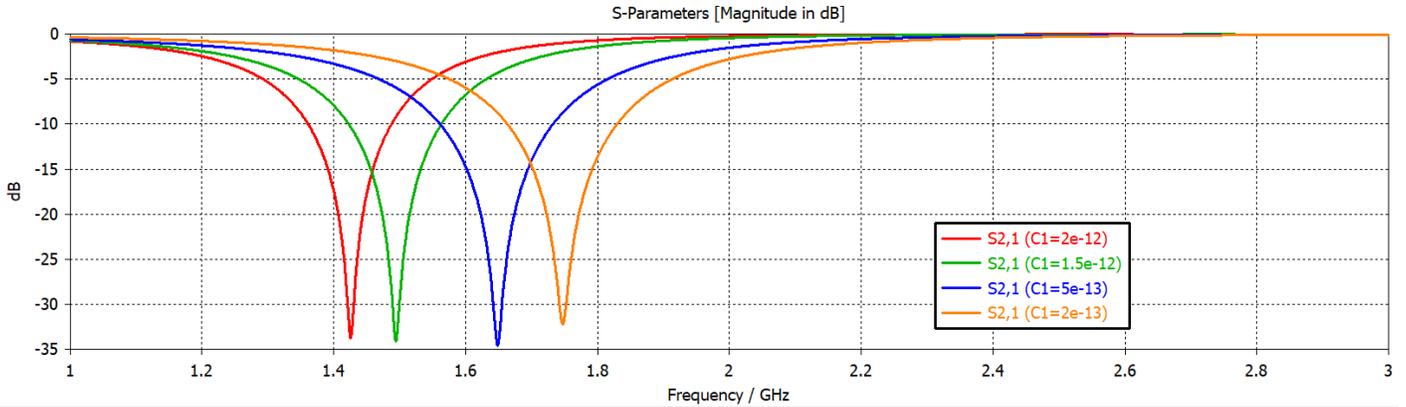


Figura 3. 32. Características de dispersión de la estructura mostrada en la Figura 3. 30 para diferentes valores de capacitancia C_1 .

3.4.1 Anillo exterior de forma cuadrada cortocircuitado

Posteriormente se simuló el diseño con los anillos cortocircuitados como muestra la Figura 3. 33. Se utilizaron los mismos valores anteriores de capacitancia, pero en este caso no se obtuvo una buena respuesta como se observa en la Figura 3. 34.

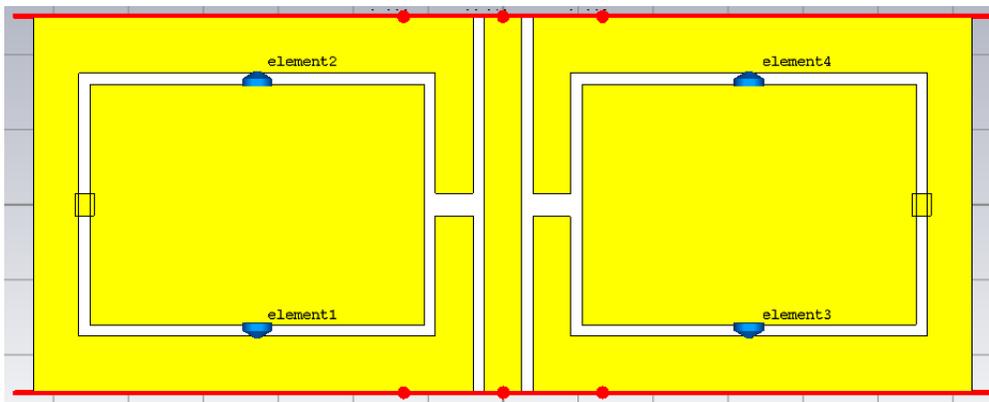


Figura 3. 33. Diseño del filtro con anillo exterior de forma cuadrada con cargas reactivas y cortocircuitado.

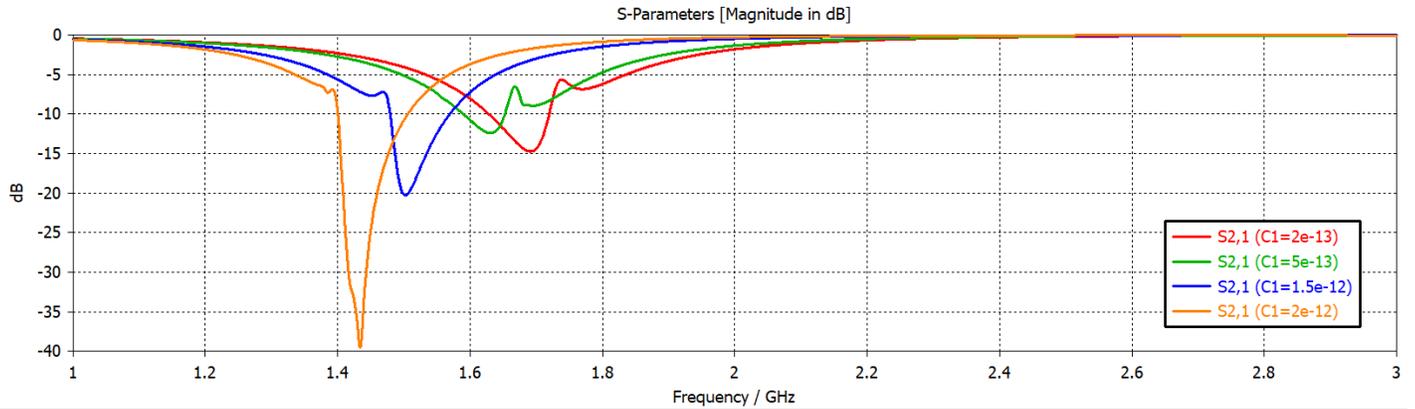


Figura 3. 34. Características de dispersión obtenida de la simulación de la estructura mostrada en la Figura 3. 33 para diferentes valores de capacitancia C_1 .

3.4.2 Dos anillos de forma cuadrada

Posteriormente se simuló con dos anillos de forma cuadrada y ambos con cargas reactivas como se observa en la Figura 3. 35.

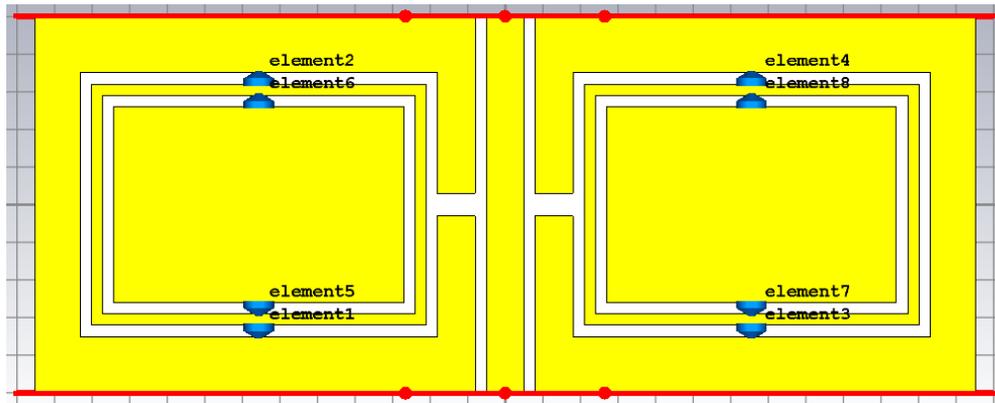


Figura 3. 35. Diseño del filtro con anillos de forma cuadrada con cargas reactivas.

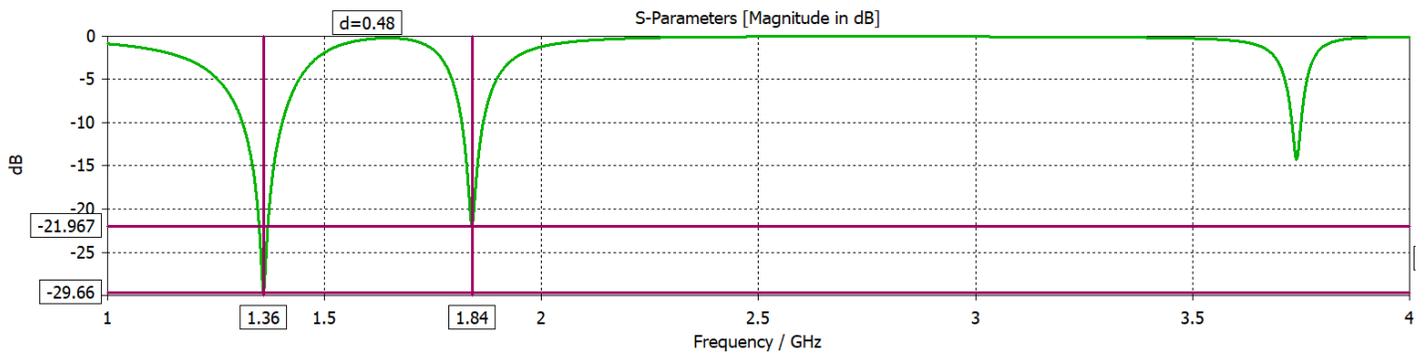


Figura 3. 36. Coeficiente de transmisión S_{21} obtenido de la simulación de la estructura mostrada en la Figura 3. 35 con los valores de capacitancia $C_1=2$ pF y $C_2=3$ pF.

Luego de obtener la curva con los valores de $C_1=2$ pF y $C_2=3$ pF, mostrada en la Figura 3. 36, se mantuvo el valor de C_1 fijo y se varió el valor de C_2 a 2.5 pF, observándose en la Figura 3. 37 que se mantiene constante la primera frecuencia de resonancia correspondiente al anillo externo y se corrió la segunda frecuencia correspondiente al anillo interno aumentando hasta 1.94 GHz.

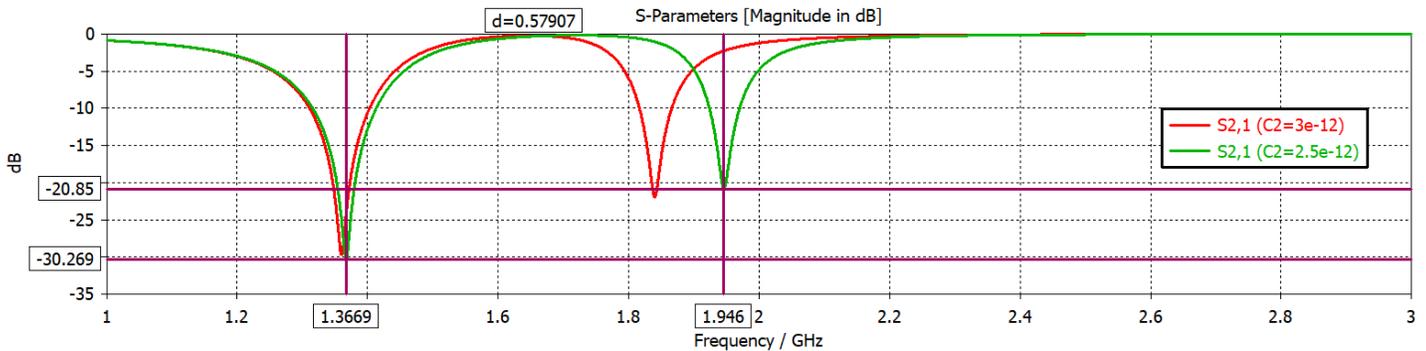


Figura 3. 37. Resultados obtenidos al mantener fijo C_1 y variar C_2 .

Se simuló variando las capacitancias, pero esta vez con valores más pequeños, como muestra la Tabla 3. 9.

Tabla 3. 9. Variación de la capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	2	3
2	2	2
3	1	0.8
4	0.8	0.5

La Figura 3. 38 muestra el coeficiente de transmisión obtenido al variar la capacitancia según la tabla anterior, se observa un buen comportamiento en la primera y segunda simulación, en el caso de la tercera y cuarta mejora la profundidad en la primera frecuencia de resonancia, pero la segunda frecuencia disminuyó considerablemente la profundidad y se alejó a frecuencias de 2.65 GHz (f_2 curva azul) y 2.91 GHz (f_2 curva naranja), las mismas debían estar cercanamente espaciadas con la primera.

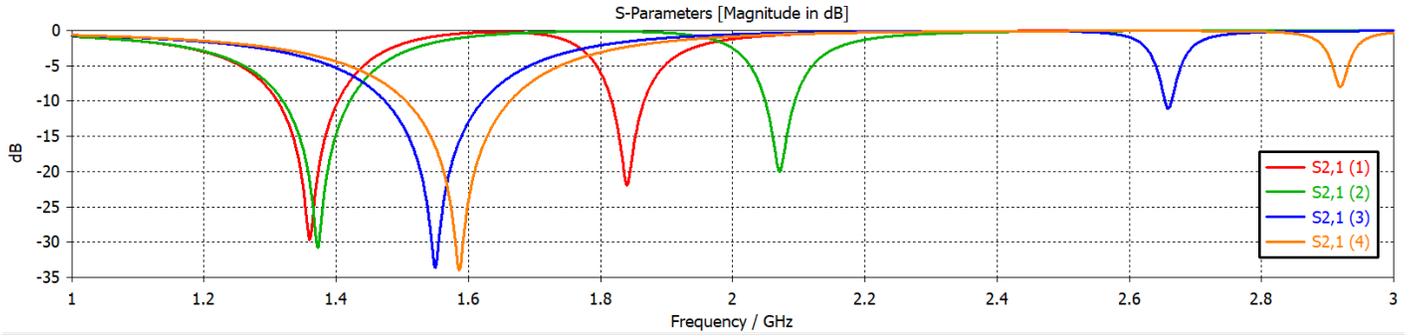


Figura 3. 38. Características de dispersión de la estructura mostrada en la Figura 3. 35 para diferentes valores de capacitancia $C1$ y $C2$ que se muestran en la Tabla 3. 9.

3.4.3 Dos anillos de forma cuadrada cortocircuitados

Luego se simularon los dos anillos con forma cuadrada cortocircuitados y con cargas reactivas como muestra la Figura 3. 39.

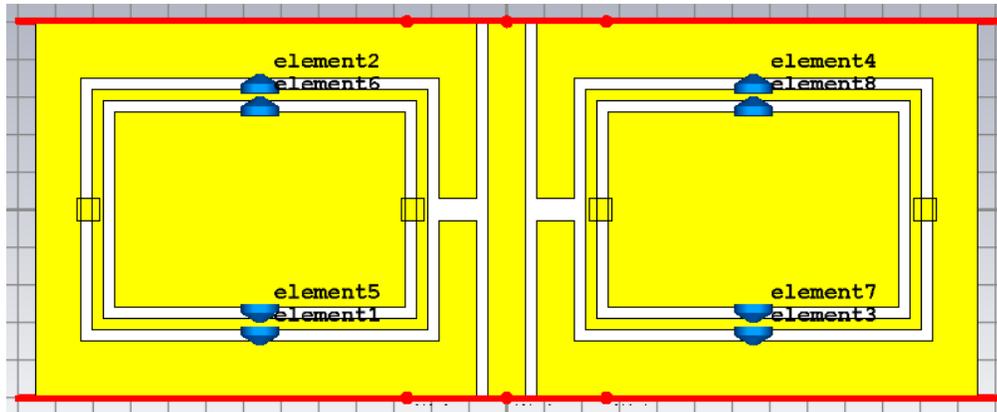


Figura 3. 39. Diseño del filtro con anillos de forma cuadrada con cargas reactivas y cortocircuitados.

Se realiza la simulación variando los valores de capacitancia según la Tabla 3. 10, los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3. 40. En la segunda simulación se mantiene constante $C1$ y disminuye el valor de $C2$ a 2 pF, el resultado muestra un corrimiento de la segunda frecuencia aumentando de 1.92 GHz a 2.15 GHz. En la tercera simulación se mantiene constante el valor de $C2$ y se disminuyó $C1$ a 0.2 pF, en este caso aumentó $f1$ de 1.4 GHz a 1.7 GHz, pero la segunda frecuencia de resonancia se alejó demasiado observándose un pico en 3.19 GHz, la cual debía mantenerse en 2.15 GHz, por lo que al variar la primera capacitancia correspondiente al anillo externo se ve afectada la respuesta del segundo anillo, lo que evidencia que no existe aún un control individual de las

frecuencias. Para la cuarta simulación se mantiene todavía constante el valor de $C_2= 2$ pF y varía C_1 aumentando a 1 pF, se observa como resultado el corrimiento de $f_1= 1.56$ GHz y aparece $f_2= 2.23$ GHz con baja profundidad. En la quinta y sexta simulación se mantuvo constante del valor de $C_2= 1$ pF y al variar el valor de C_1 se afectó la respuesta de f_2 , aumentando de 2.65 GHz a 2.70 GHz y obteniendo muy poca profundidad.

Tabla 3. 10. Variación de la capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	2	3
2	2	2
3	0.2	2
4	1	2
5	1	1
6	0.8	1

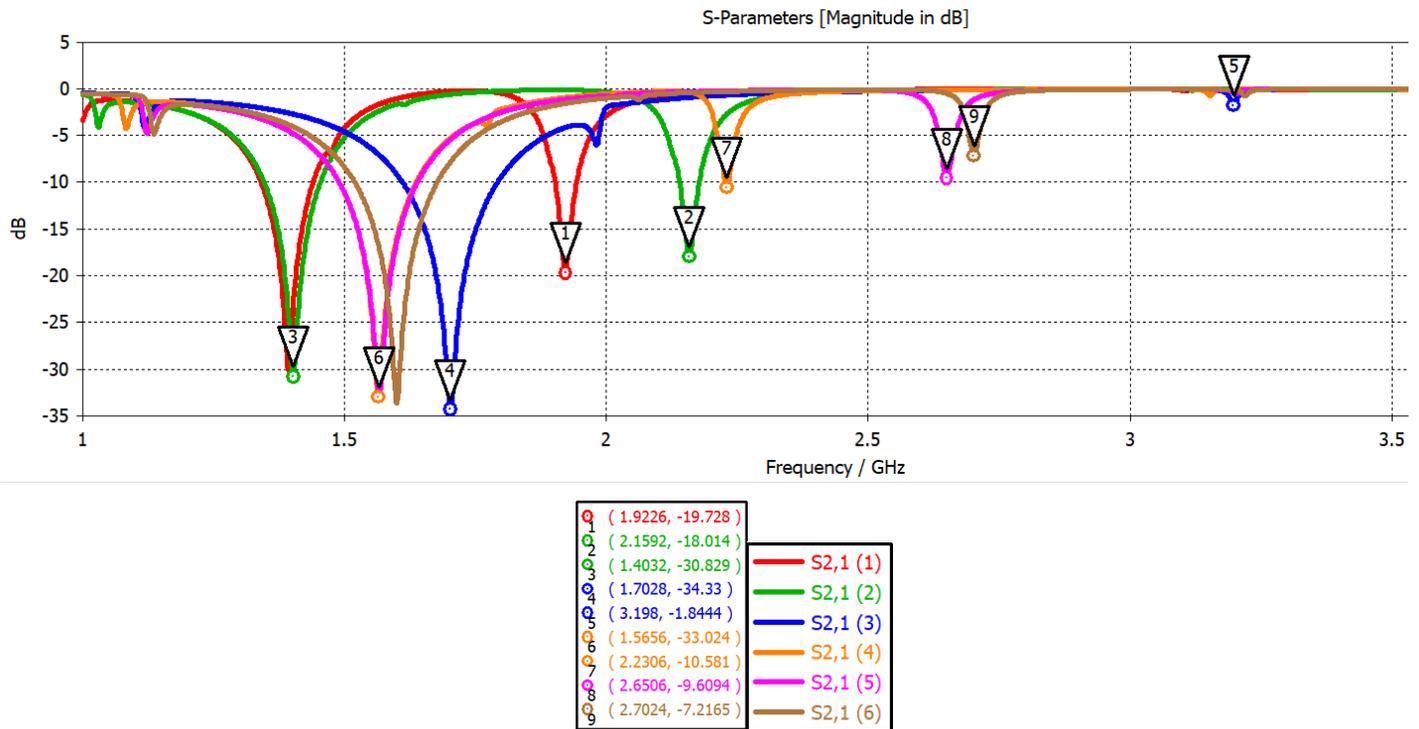


Figura 3. 40. Características de dispersión de la estructura mostrada en la Figura 3. 39 para diferentes valores de capacitancia C_1 y C_2 que se muestran en la Tabla 3. 10.

Se concluye con este diseño que al realizar las simulaciones con valores de capacitores altos se obtiene una buena respuesta, al tratar de disminuir los valores de los mismos, en

el caso de la primera frecuencia mejoró la profundidad de la respuesta, pero la segunda si disminuyó la profundidad y se alejó mucho y no se logró un control individual de las mismas.

3.5 Cuarto diseño

Para el cuarto diseño se tomó en cuenta el segundo diseño y se implementaron dos meanders en el anillo interior en la misma posición de los diodos, el prototipo del mismo se muestra en la Figura 3. 41.

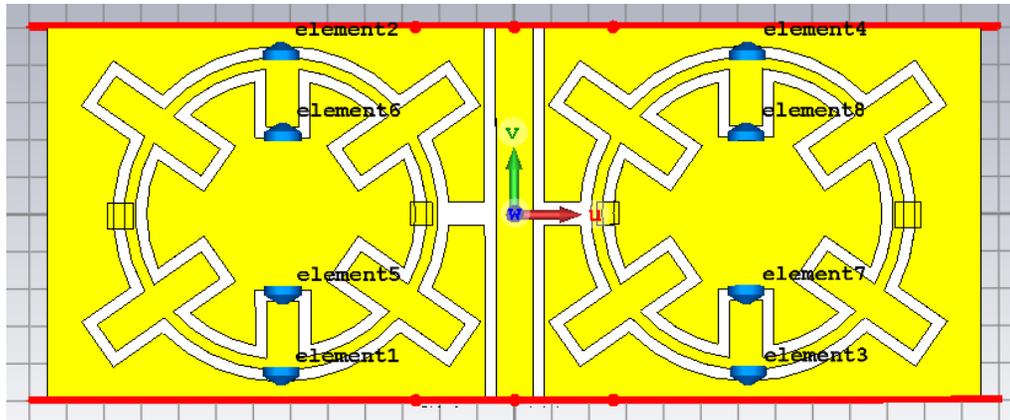


Figura 3. 41. Filtro en línea de onda coplanar con estructuras DGS cortocircuitadas con elementos de control integrado.

Se simuló el diseño con los valores de $C1=0.8$ pF y $C2=1$ pF. Se obtienen las dos frecuencias de resonancia en 1.51 GHz y 1.48 GHz como se muestra en la Figura 3. 42, en este caso tampoco se logra una buena profundidad en la respuesta de la segunda resonancia.

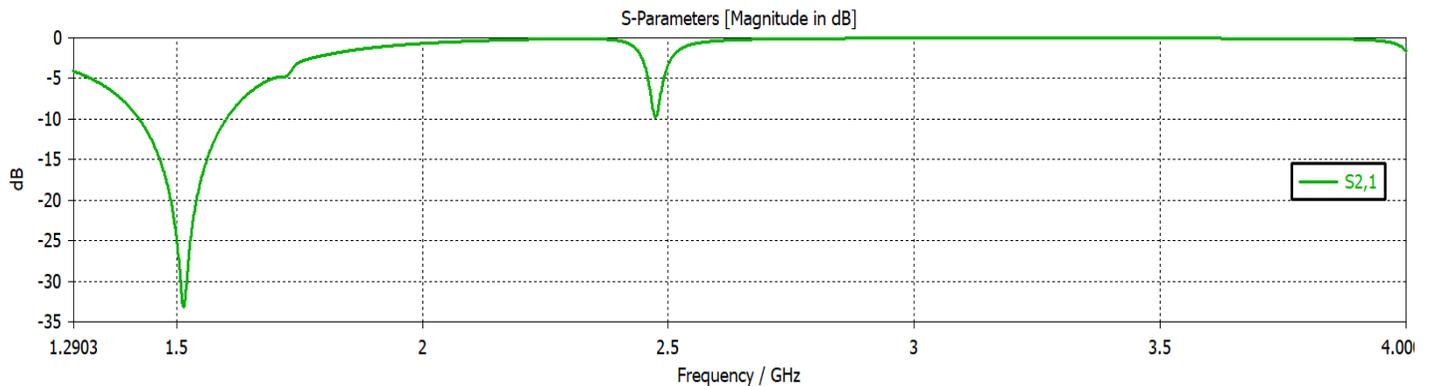


Figura 3. 42. Coeficiente de transmisión S21 simulado para el diseño de la Figura 3. 41.

3.5.1 Análisis del campo eléctrico y las corrientes superficiales

Uno de los objetivos principales consiste en tener un control individual de las frecuencias al variar el valor de los diodos, pero con las configuraciones propuestas no se obtuvo este resultado, por lo que se realizó un análisis del campo eléctrico y las corrientes superficiales para observar su comportamiento.

Se tomó en cuenta para el análisis el prototipo del filtro de la Figura 3. 41 y dos puntos de frecuencia de referencia: $f_1=1.51$ GHz y $f_2=2.48$ GHz.

La Figura 3. 43 muestra el comportamiento de campo eléctrico para $f_1=1.51$ GHz. Se observa una fuerte excitación del campo en el anillo externo.

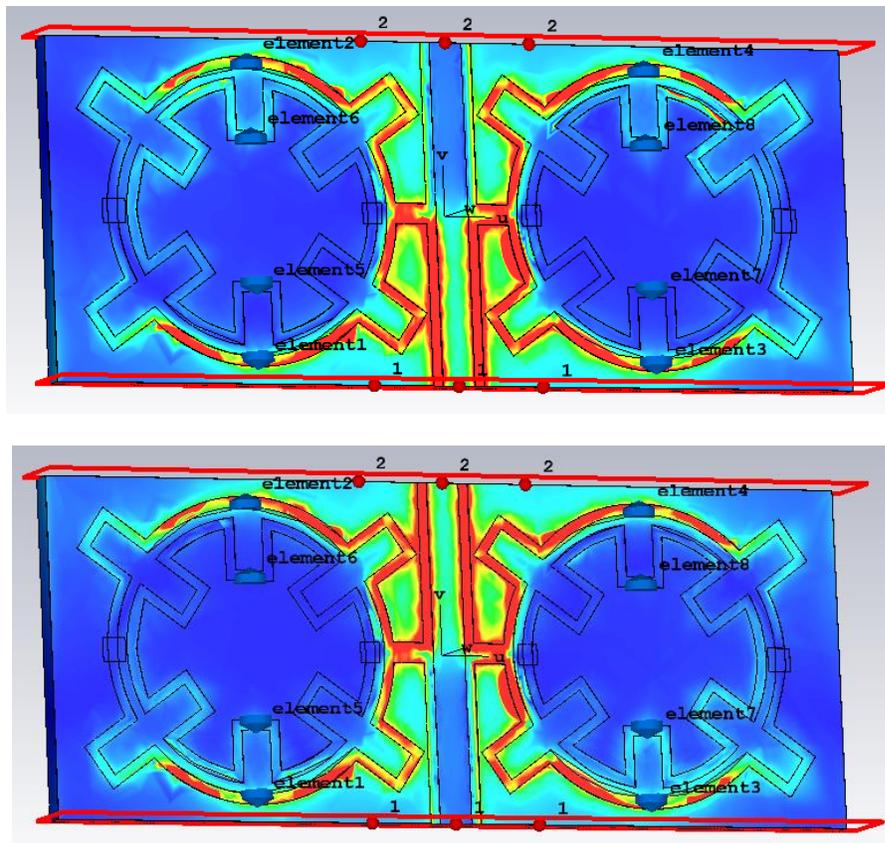


Figura 3. 43. Comportamiento de campo eléctrico para $f_1=1.51$ GHz, para los puertos 1 y 2.

La Figura 3. 44 muestra el comportamiento de campo eléctrico para $f_2=2.48$ GHz. Se observa una fuerte excitación del campo en ambos anillos precisamente en la posición de los diodos, por lo que los mismos están ubicados en un área de alto acoplamiento.

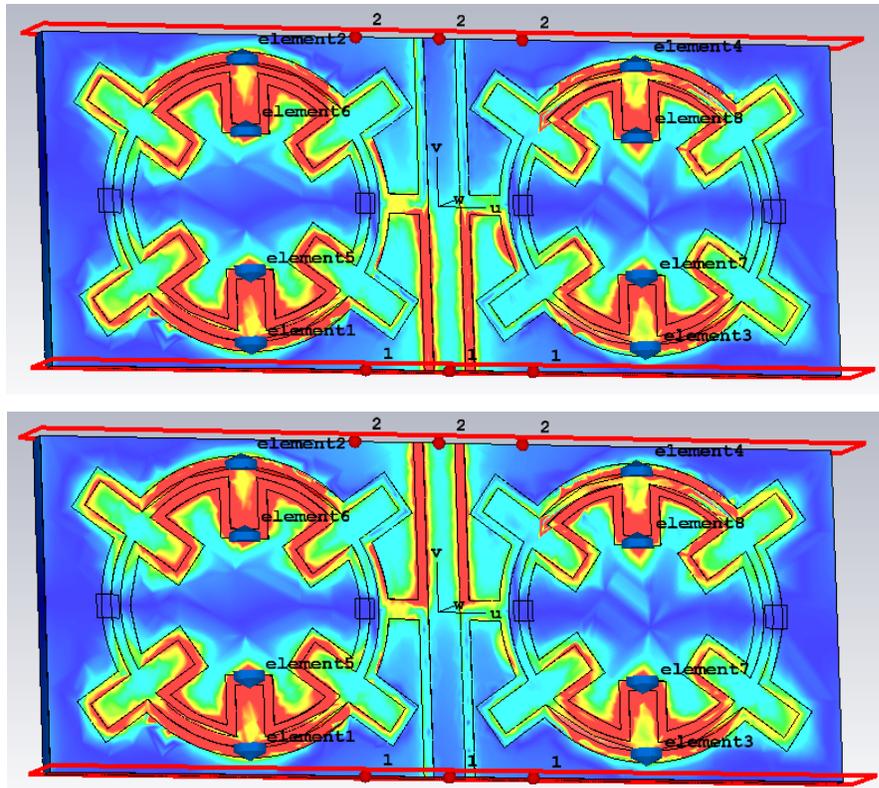
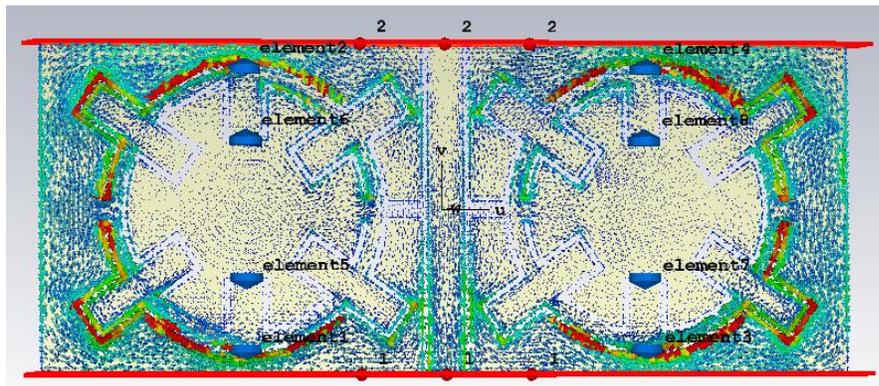


Figura 3. 44. Comportamiento de campo eléctrico para $f_2=2.48$ GHz, para los puertos 1 y 2.

La Figura 3. 45 muestra el comportamiento de corrientes superficiales para $f_1=1.51$ GHz. Se puede observar la concentración de las corrientes en los bordes del anillo externo principalmente en la mitad del anillo donde está colocado el corte incluyendo el área donde están ubicadas las cargas reactivas.



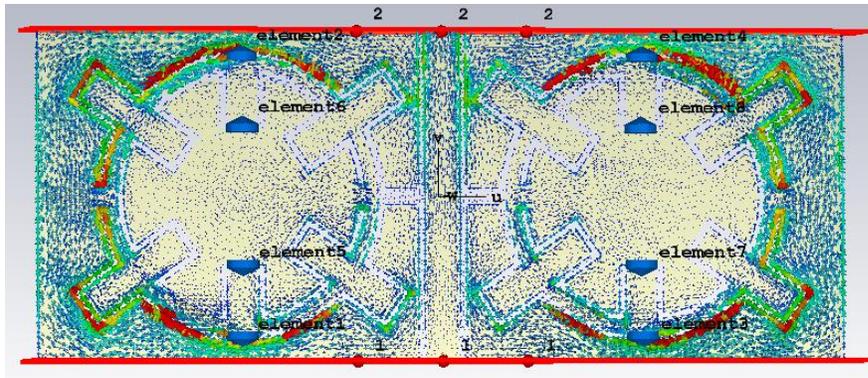


Figura 3. 45. Comportamiento de corrientes superficiales para $f_1=1.51$ GHz, para los puertos 1 y 2.

La Figura 3. 46 muestra el comportamiento de corrientes superficiales para $f_2=2.48$ GHz. Se puede observar la concentración de las corrientes a lo largo de los bordes de ambos anillos, no existe alta concentración en los meanders del anillo externo, pero si donde están ubicadas las cargas del anillo interno, lo que evidencia un acoplamiento mutuo entre los dos anillos.

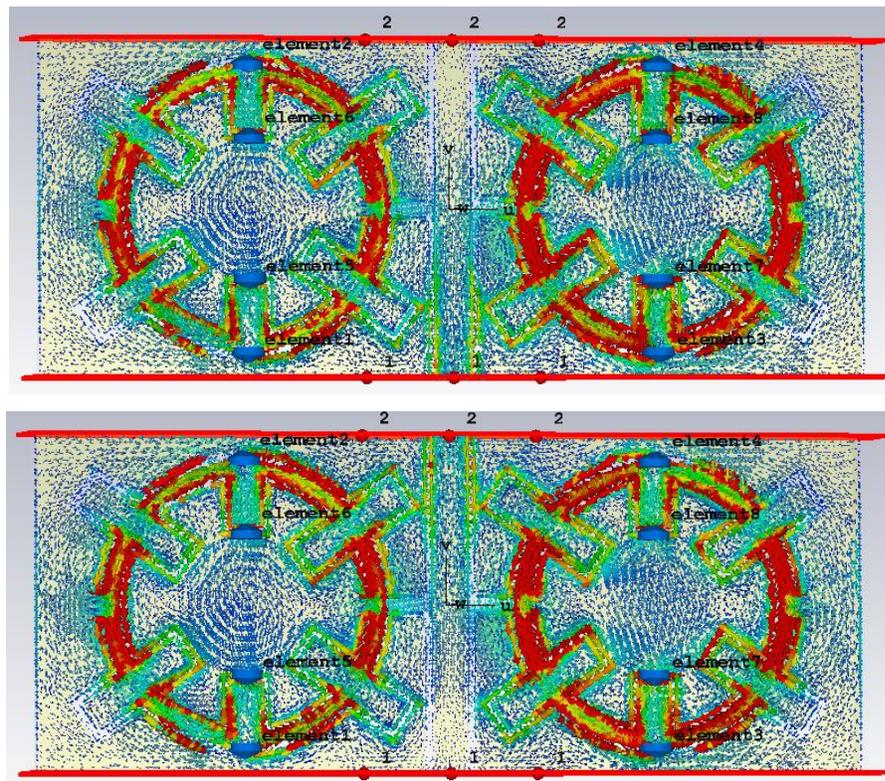


Figura 3. 46. Comportamiento de corrientes superficiales para $f_2=2.48$ GHz, para los puertos 1 y 2.

El análisis del campo eléctrico y las corrientes superficiales arrojó que existía un fuerte acoplamiento mutuo entre los dos anillos, el diodo interno incidía en la respuesta del anillo externo, por lo que los diodos exteriores se colocaron en un área de bajo acoplamiento, donde no hay una fuerte excitación del campo en este caso en los meanders cercanos a los gaps, la posición de los mismos se muestra en la Figura 3. 47.

A continuación, se muestran los resultados obtenidos de dos variantes, una sin cortocircuitar los anillos y la otra cortocircuitando el anillo externo.

3.5.2 Variante A

En esta variante no se cortocircuitaron los anillos para observar su comportamiento.

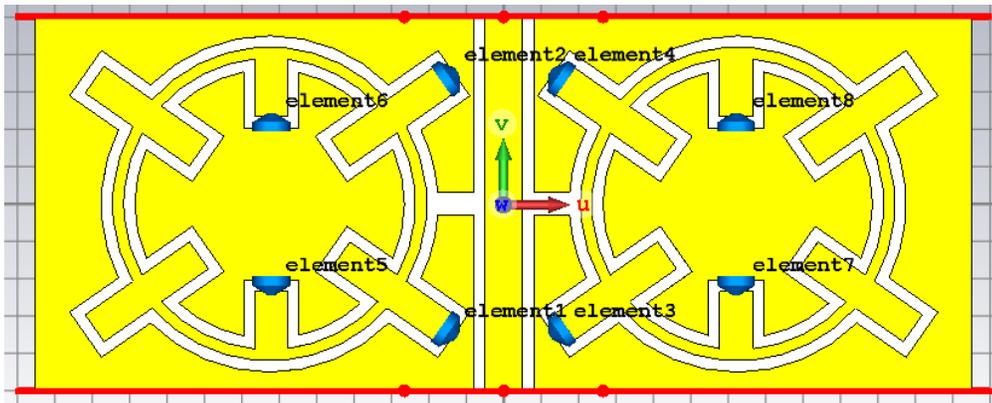


Figura 3. 47. Filtro en línea de onda coplanar con estructuras DGS con elementos de control integrado.

Se simuló la estructura variando la capacitancia de la forma que describe la Tabla 3. 11. En la segunda simulación se mantuvo constante el valor de C2 y se aumentó el valor de C1, en la gráfica de la Figura 3. 48 se observa una disminución de la primera frecuencia de resonancia, en la tercera simulación se mantuvo constante el valor de C1 y disminuyó el valor de C2, evidenciándose un aumento de la segunda frecuencia de resonancia.

Tabla 3. 11. Variación de la capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	1.2	1
2	1.6	1
3	1.6	0.9

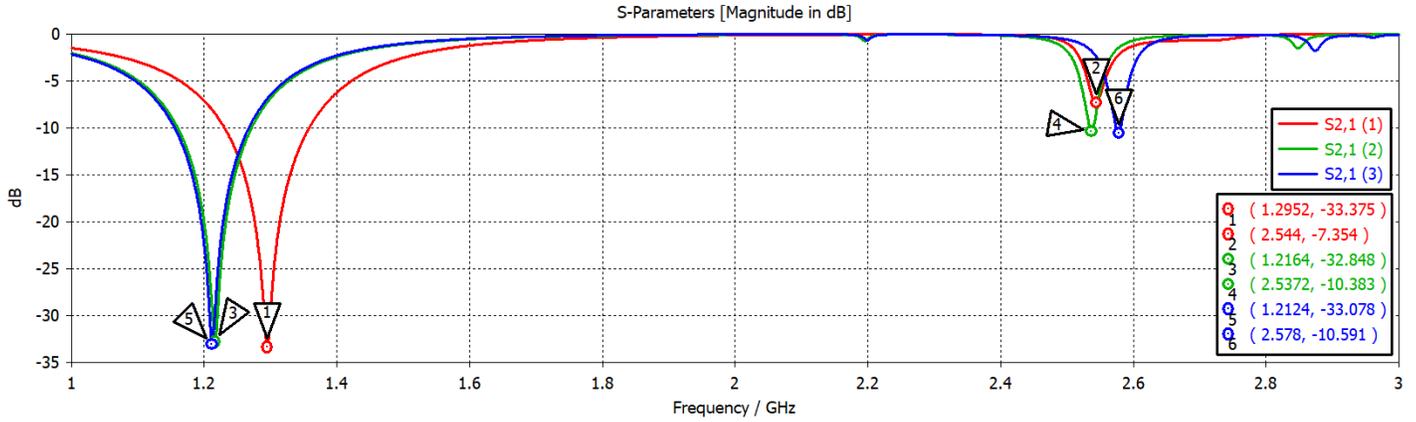


Figura 3. 48. Parámetros de dispersión obtenidos de la simulación de la estructura mostrada en la Figura 3. 47 para diferentes valores de capacitancia C_1 y C_2 que se muestran en la Tabla 3. 11.

3.5.3 Variante B

En esta variante solo se cortocircuitó el anillo externo como se observa en la Figura 3. 49.

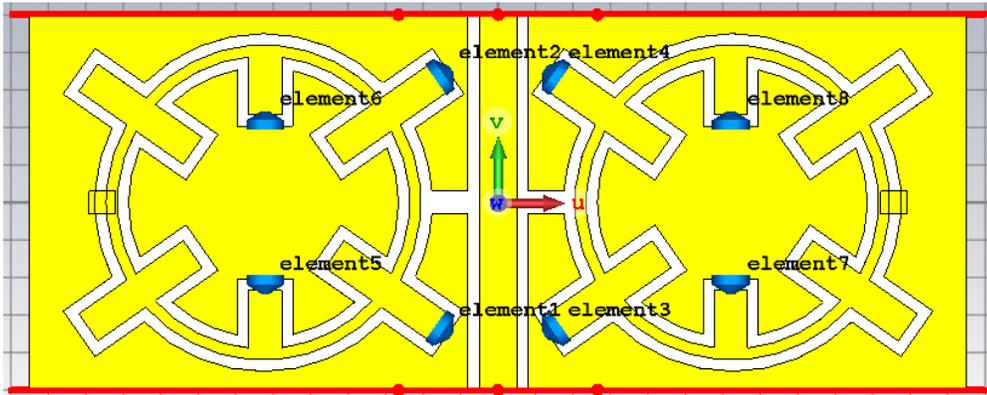


Figura 3. 49. Filtro en línea de onda coplanar con estructuras DGS cortocircuitadas con elementos de control integrado.

Se simuló la estructura variando la capacitancia de la misma forma que en la Variante A, y se obtiene una respuesta muy similar a la anterior.

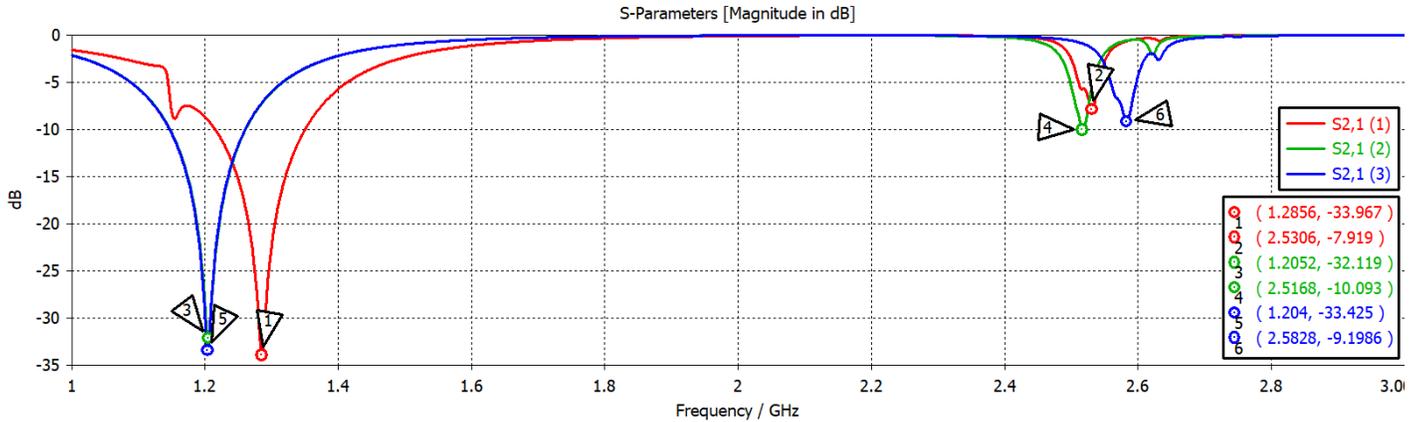


Figura 3. 50. Parámetros de dispersión obtenidos de la simulación de la estructura mostrada en la Figura 3. 49 para diferentes valores de capacitancia $C1$ y $C2$ que se muestran en la Tabla 3. 11.

Se concluye que para esta configuración de los diodos varactores se logra un control individual de las frecuencias, pero aún no se obtiene una profundidad adecuada para la segunda frecuencia de resonancia

3.6 Quinto diseño

Luego de los análisis realizados se pudo identificar que ambos anillos debían conectarse por lo que se simuló la estructura abriendo una vía a la segunda ranura como se muestra en la Figura 3. 51.

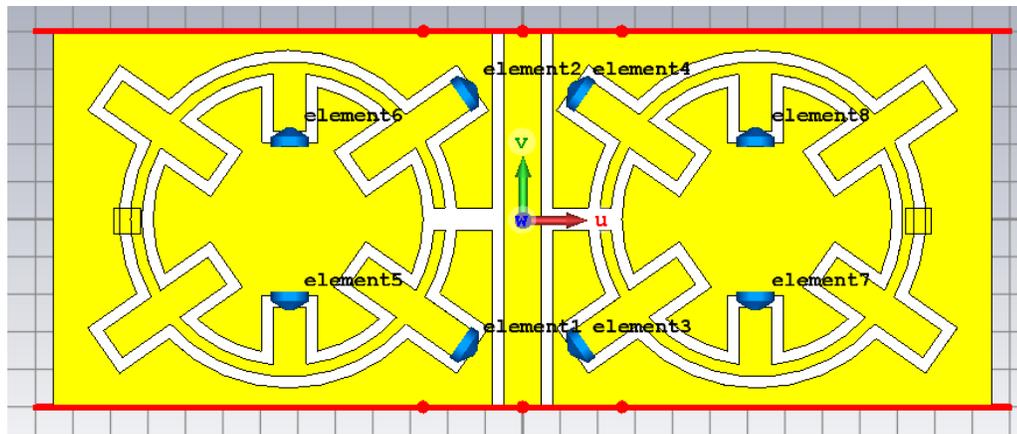


Figura 3. 51. Filtro en línea de onda coplanar con estructuras DGS cortocircuitadas con elementos de control integrado.

A continuación, se muestran los resultados de dos casos al variar la capacitancia de diferentes formas.

3.6.1 Caso 1

Tabla 3. 12. Valores de capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	0.8	0.8
2	1	1
3	1.2	1.2

En la gráfica de la Figura 3. 52 se muestra la variación de las dos frecuencias de resonancia al variar simultáneamente y con el mismo valor los capacitores de carga. Se observa que con el aumento de los valores de capacitancia ocurre una disminución en frecuencia, además, se obtiene una buena profundidad en la respuesta. En la Tabla 3. 13 se muestran los valores de frecuencia y profundidad de la respuesta.

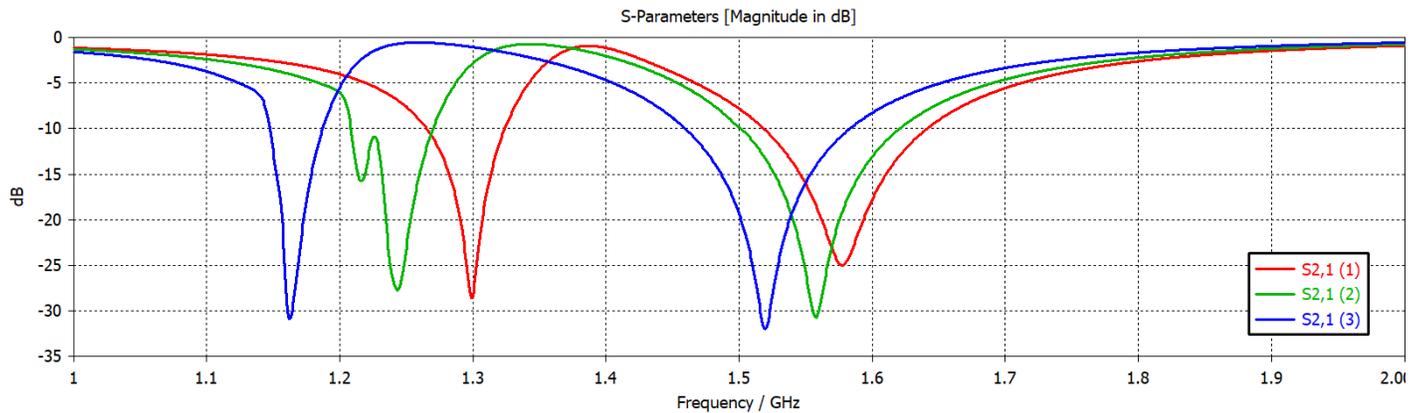


Figura 3. 52. Parámetros de dispersión simulados para la estructura mostrada en la Figura 3. 51 para diferentes valores de capacitancia C1 y C2 que se muestran en la Tabla 3. 12.

Tabla 3. 13. Frecuencias de resonancia y profundidad de la respuesta.

Valor de capacitancia (pF)	Frecuencia (GHz)	Profundidad (dB)
0.8	1.29	-28.58
	1.57	-24.98
1	1.24	-27.74
	1.55	-30.71
1.2	1.16	-30.87
	1.52	-31.93

3.6.2 Caso 2

Tabla 3. 14. Valores de capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	1.2	1.2
2	1.2	0.8
3	0.8	1.2

En este caso se realizó una primera simulación con valores iguales de capacitores. Para el segundo paso se mantuvo constante el valor de C1 y se disminuyó el valor de C2, como se observa en la curva 2, ocurre un aumento de la frecuencia de resonancia que corresponde al anillo interno. En el tercer paso se aumentó el valor de C2 y se disminuyó la capacitancia C1, como se muestra en la tercera curva ocurre un aumento de la frecuencia de resonancia correspondiente al anillo externo.

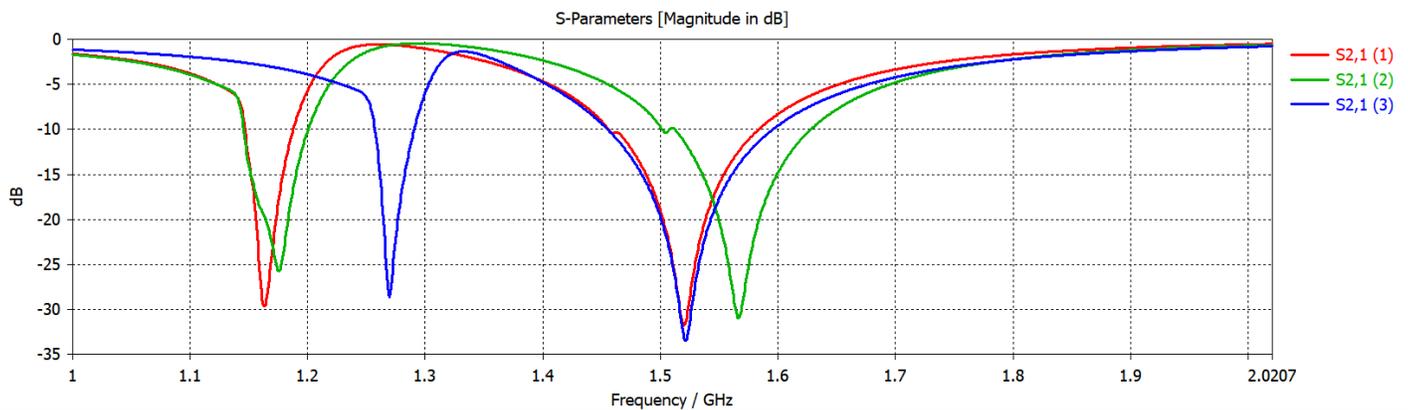


Figura 3. 53. Parámetros de dispersión simulados para la estructura mostrada en la Figura 3. 51 para diferentes valores de capacitancia C1 y C2 que se muestran en la Tabla 3. 14.

Con este diseño se logra tener un control individual de las frecuencias de resonancia con la variación de los valores de capacitancia y se obtiene una buena profundidad en la respuesta con valores de más de 25 dB.

3.6.3 Análisis del campo eléctrico y las corrientes superficiales

Se realizó nuevamente un análisis del campo eléctrico y las corrientes superficiales para observar su comportamiento. Se tomó en cuenta para el análisis dos puntos de frecuencia de referencia: $f_1=1.16$ GHz y $f_2=1.52$ GHz.

La Figura 3. 54 muestra el comportamiento de campo eléctrico para $f_1=1.16$ GHz. Se observa excitación del campo en el anillo externo.

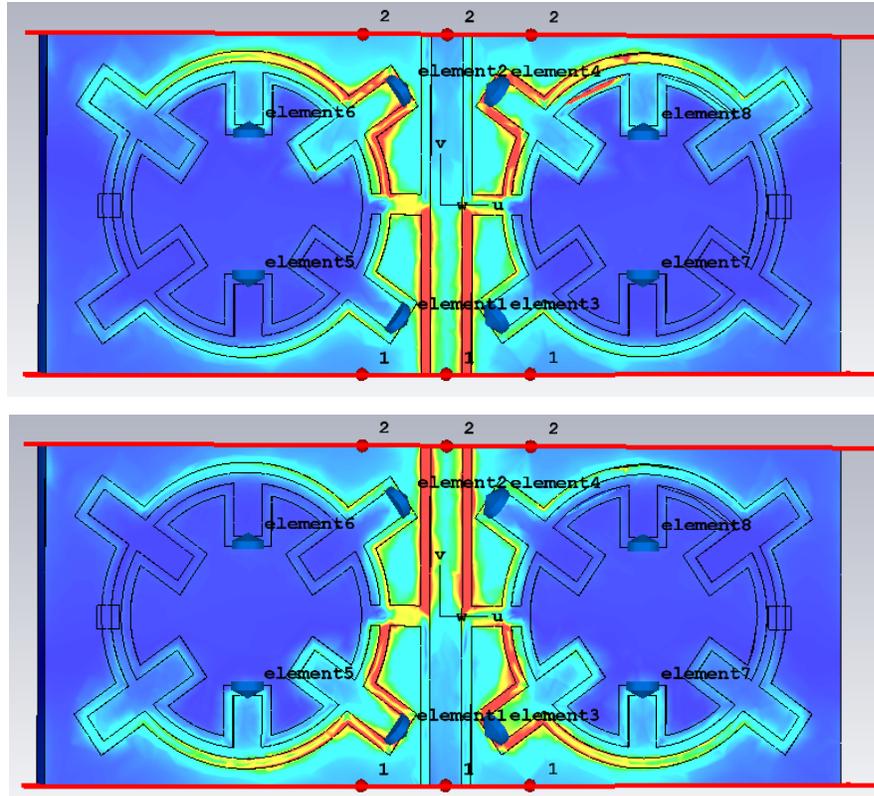


Figura 3. 54. Comportamiento de campo eléctrico para $f_1=1.16$ GHz, para los puertos 1 y 2.

La Figura 3. 55 muestra el comportamiento de campo eléctrico para $f_2=1.52$ GHz. Se observa excitación del campo en el anillo interno, este resultado en comparación con el obtenido en la sección 3.5.1, no presenta un acoplamiento mutuo entre los anillos.

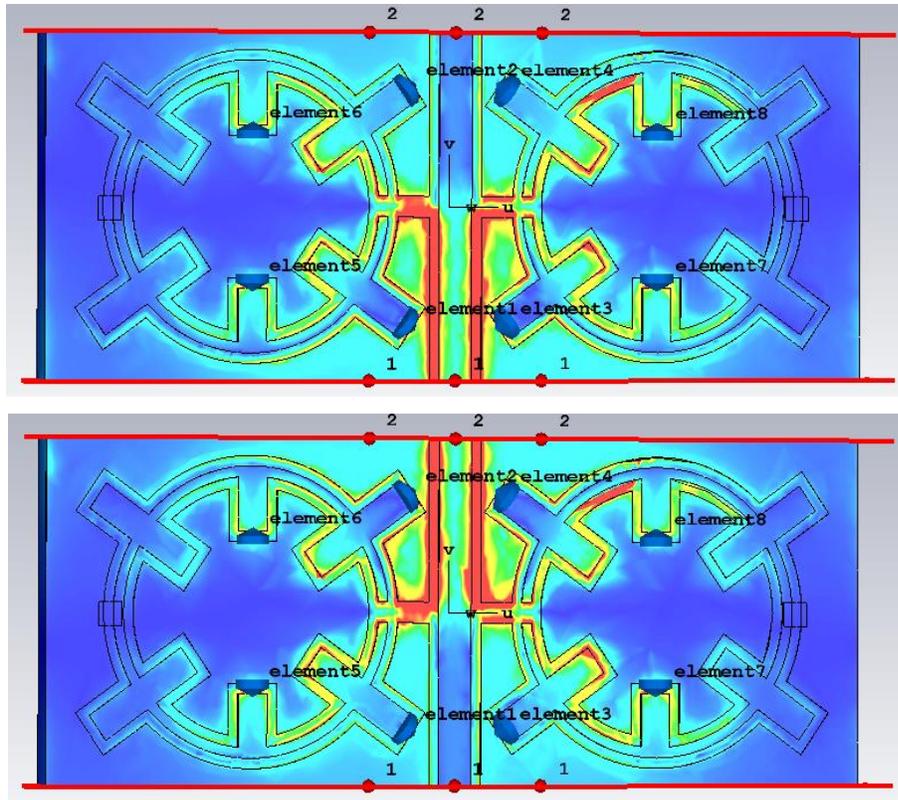
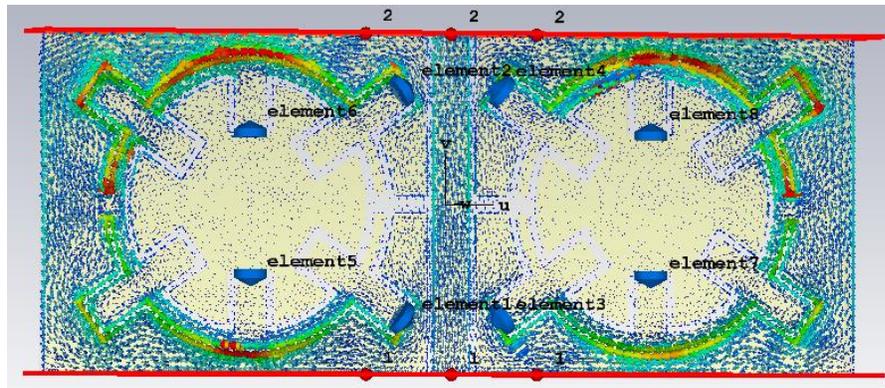


Figura 3. 55. Comportamiento de campo eléctrico para $f_2=1.52$ GHz, para los puertos 1 y 2.

La Figura 3. 56 muestra el comportamiento de corrientes superficiales para $f_1=1.16$ GHz. Se observa la concentración de las corrientes en los bordes del anillo externo principalmente en la mitad del anillo donde está colocado el corto.



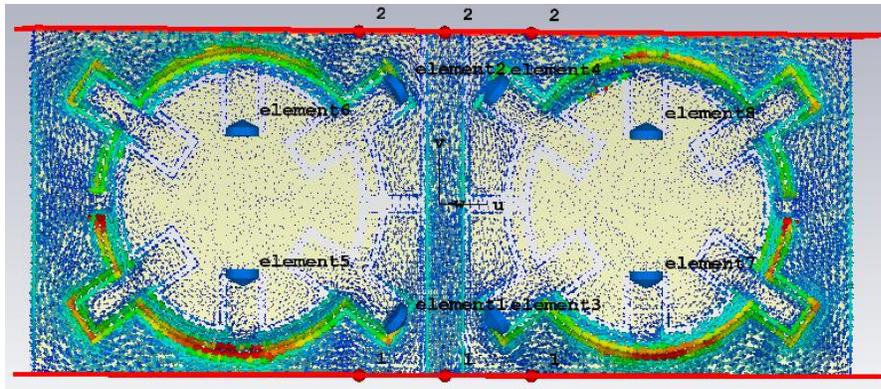


Figura 3. 56. Comportamiento de corrientes superficiales para $f_1=1.16$ GHz, para los puertos 1 y 2.

La Figura 3. 57 muestra el comportamiento de corrientes superficiales para $f_2=1.52$ GHz. Se observa la concentración de las corrientes a lo largo de los bordes de ambos anillos, pero en mayor medida en la mitad donde se encuentra el corto, no existe alta concentración en los meanders donde están ubicadas las cargas reactivas del anillo externo.

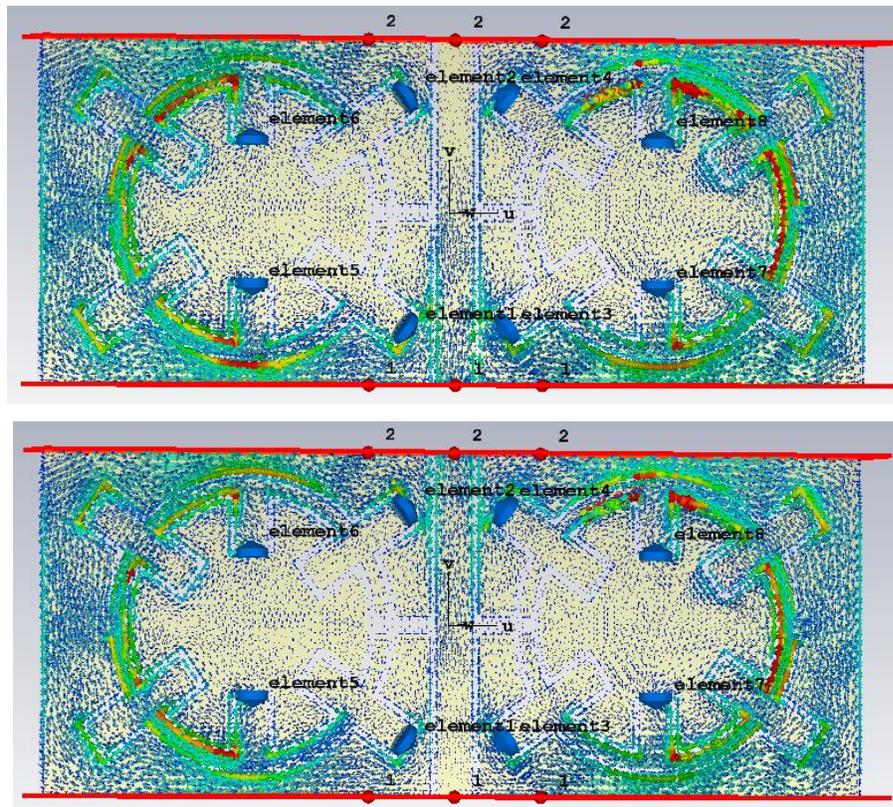


Figura 3. 57. Comportamiento de corrientes superficiales para $f_2=1.52$ GHz, para los puertos 1 y 2.

Por consiguientemente, se identificó con el análisis realizado que al colocar los diodos en los meanders externos cercanos a los gaps, se obtiene un acoplamiento mutuo insignificante, lo que permite frecuencias resonantes estrechamente espaciadas y una sintonía independiente de las mismas con la ayuda de los diodos varactores.

3.6.4 Variación del ancho de las uniones

Se realizó una prueba variando el ancho de las uniones para observar el comportamiento de la respuesta del circuito.

3.6.4.1 Prueba 1

La Tabla 3. 15 resume el ancho de las uniones, la unión 1, que va desde el gap hasta el anillo externo y la unión 2, que une los dos anillos. Para esta primera prueba se tomó la unión 2 con un ancho mayor que la unión 1 como se muestra en la Figura 3. 58.

Tabla 3. 15. Ancho de las uniones.

Parámetros	Dimensiones en milímetros (mm)
Ancho unión 1 (u1)	0.5
Ancho unión 2 (u2)	1.2

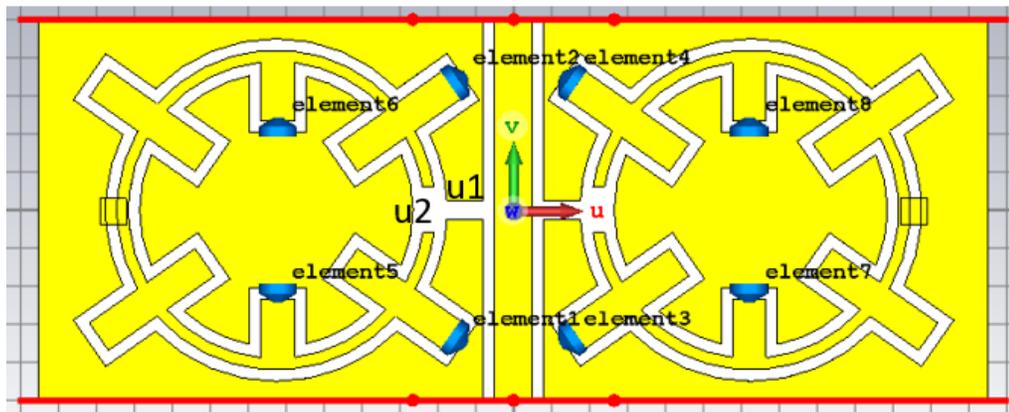


Figura 3. 58. Variación del ancho de las uniones.

Tabla 3. 16. Variación de la capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	1.2	1.2
2	1.2	0.8
3	0.8	0.8

En la Figura 3. 59 se muestra el resultado obtenido al variar la capacitancia, se evidencia que no existe gran variación en la respuesta, ya que se obtiene una respuesta similar en comparación con el prototipo sin variar el ancho de las uniones.

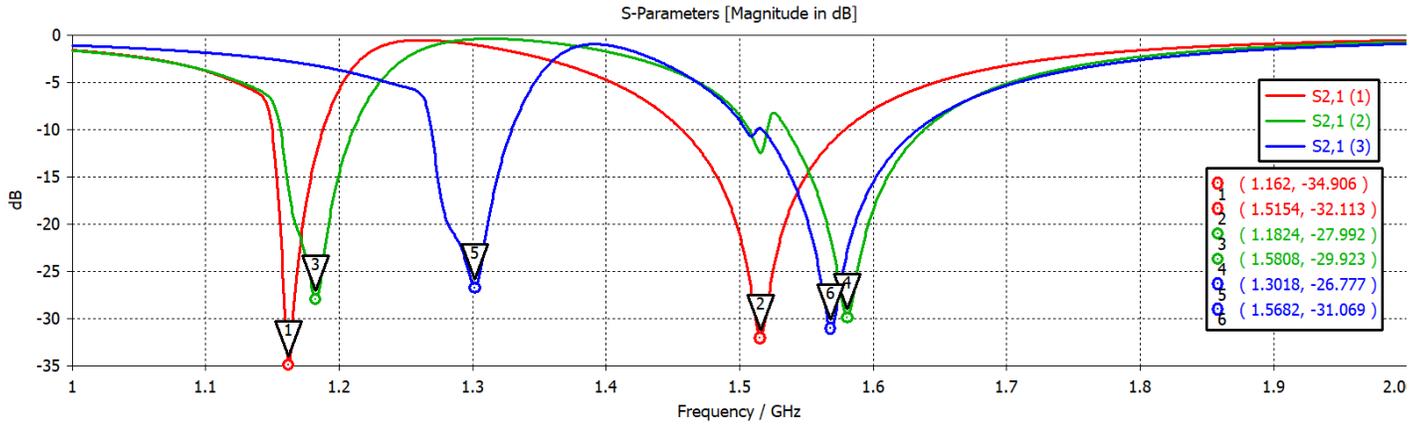


Figura 3. 59. Parámetros de dispersión simulados para el diseño de la Figura 3. 58 para diferentes valores de capacitancia C1 y C2 que se muestran en la Tabla 3. 16.

3.6.4.2 Prueba 2

Para la segunda prueba también se tomó la unión 2 con un ancho mayor que la unión 1 como se observa en la Figura 3. 60, la Tabla 3. 17 resume las dimensiones de las uniones.

Tabla 3. 17. Ancho de las uniones.

Parámetros	Dimensiones en milímetros (mm)
Ancho unión 1 (u1)	0.3
Ancho unión 2 (u2)	1

Para esta prueba no se cortocircuitaron los anillos, en la Figura 3. 61 se observa la gráfica del coeficiente de transmisión S21 con los valores de capacitancia de C1=0.8 pF y C2=1.2 pF. Con esta variación se obtiene prácticamente la misma respuesta de la prueba anterior $f_1=1.31$ GHz y $f_2=1.54$ GHz, en comparación con los marcadores de frecuencia 5 y 2 de la Figura 3. 59.

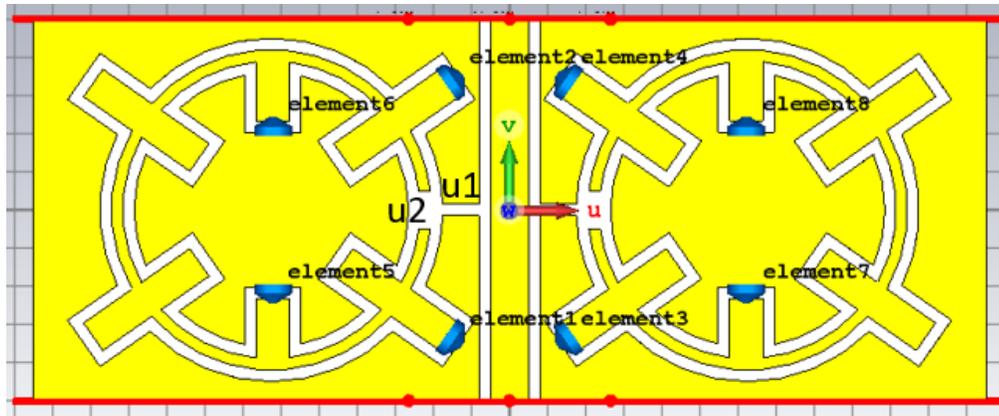


Figura 3. 60. Variación del ancho de las uniones.

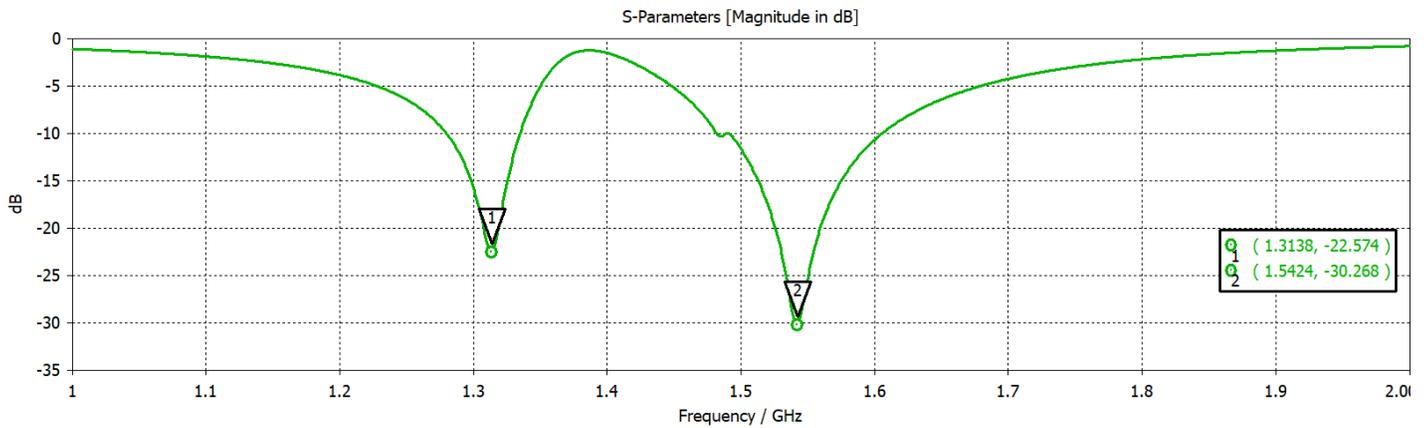


Figura 3. 61. Coeficiente de transmisión S_{21} simulado para el diseño de la Figura 3. 60 para los valores de capacitancia de $C_1=0.8$ pF y $C_2=1.2$.

3.6.4.3 Prueba 3

Para la tercera prueba se tomó la unión 1 con un ancho mayor que la unión 2 como se muestra en la Figura 3. 62.

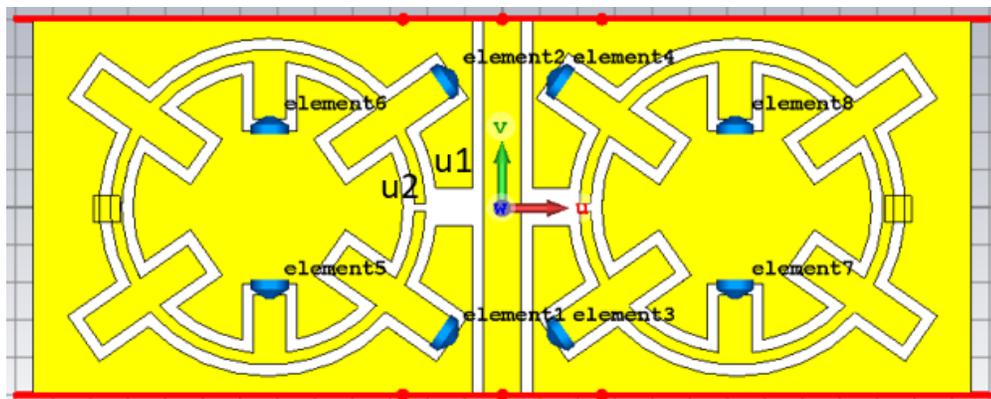


Figura 3. 62. Variación del ancho de las uniones.

La Tabla 3. 18 muestra las dimensiones de las uniones, en este caso se realizaron tres simulaciones variando el ancho de las mismas manteniendo siempre los valores de capacitancia $C1=1.2$ pF y $C2=0.8$ pF.

Tabla 3. 18. Ancho de las uniones.

	Ancho unión 1 (mm)	Ancho unión 2 (mm)
1	0.8	0.3
2	0.8	0.2
3	1	0.2

Con esta prueba no se observa variación en la respuesta, se obtiene para las tres curvas aproximadamente las frecuencias $f1=1.17$ GHz y $f2=1.56$ GHz, en comparación con los marcadores de frecuencia 1 y 6 de la Figura 3. 59.

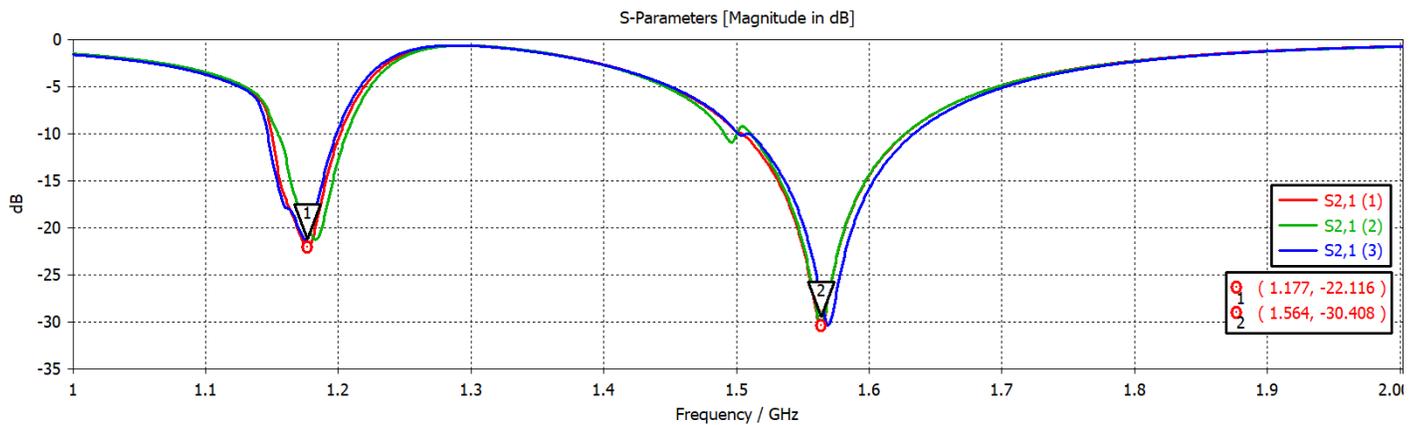


Figura 3. 63. Parámetros de dispersión simulados para el diseño de la Figura 3. 62 variando el ancho de las uniones $u1$ y $u2$ en milímetros como muestra la Tabla 3. 18.

Se simuló variando la capacitancia de la forma que describe la Tabla 3. 19 y como se observa en la Figura 3. 64 se obtienen resultados similares a los anteriores.

Tabla 3. 19. Variación de la capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	1.2	0.8
2	1.2	1.2
3	0.8	1.2
4	0.8	0.8

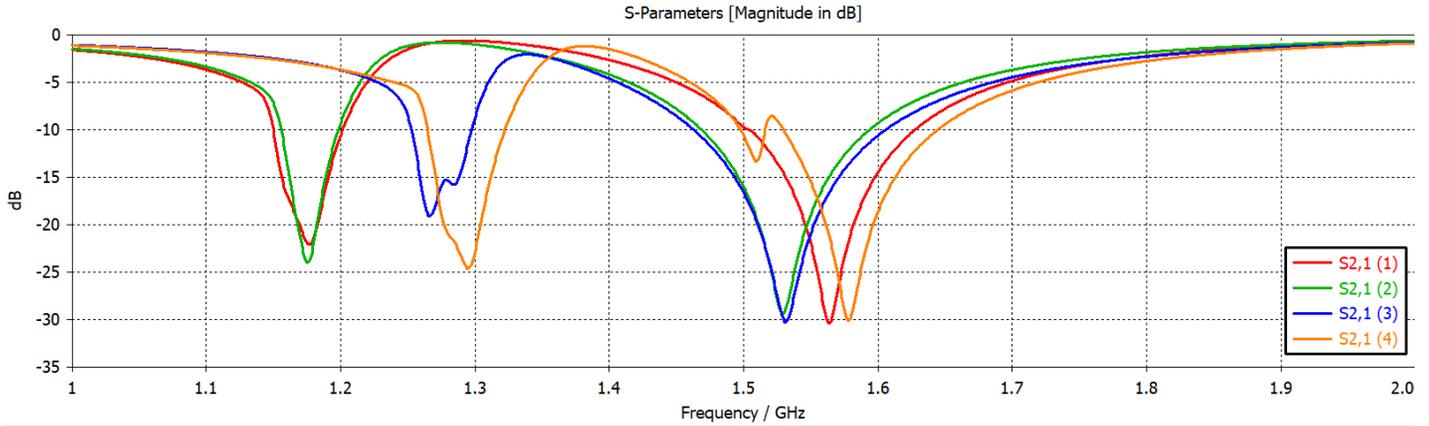


Figura 3. 64. Parámetros de dispersión simulados para el diseño de la Figura 3. 62 para diferentes valores de capacitancia C_1 y C_2 que se muestran en la Tabla 3. 19.

3.6.4.4 Prueba 4

Para esta simulación se cortocircuitó el anillo exterior y se variaron los anchos de las uniones simultáneamente y con el mismo valor como se observa en la Figura 3. 65. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3. 66, se pudo identificar que no hay mucha variación en la respuesta en frecuencia, solo un pequeño corrimiento en frecuencia.

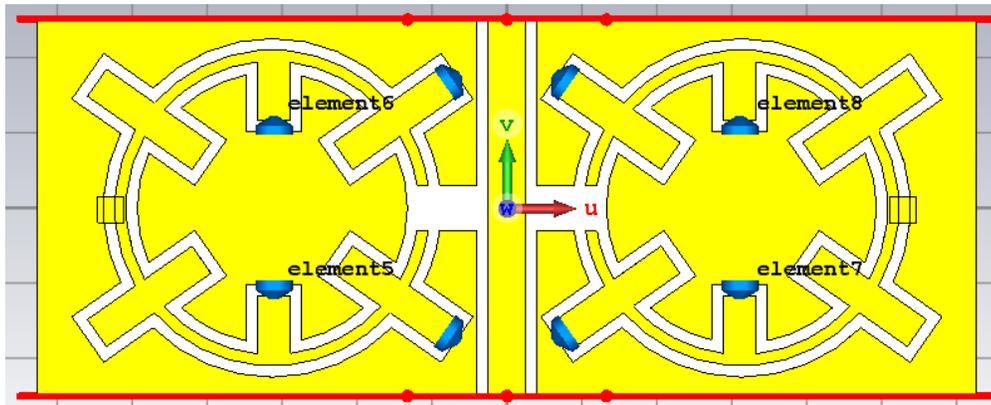


Figura 3. 65. Variación del ancho de las uniones.

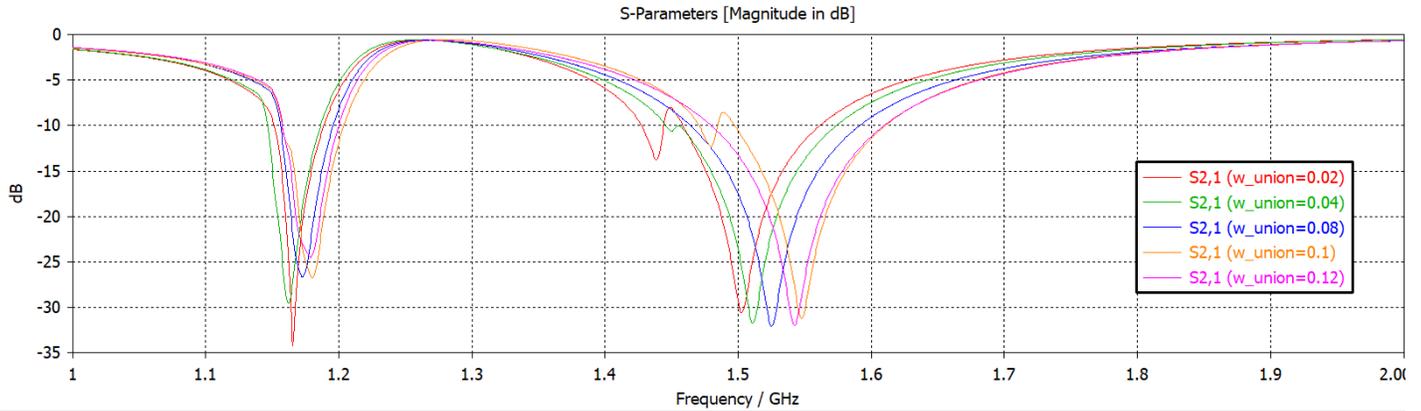


Figura 3. 66. Características de dispersión simuladas para el diseño de la Figura 3. 65 al variar el ancho de las uniones w_{union} , simultáneamente y con el mismo valor.

Se concluyó que como los resultados arrojados de las pruebas realizadas no mostraron mucha variación se decidió tomar el valor del ancho de la unión como se planteó inicialmente en el diseño de 0.6 mm.

3.7 Circuito equivalente propuesto

Dado que se hace más complejo el análisis de la estructura y tardamos mucho tiempo en obtener el modelo 3D, se propone un modelo de circuito equivalente para describir y modelar las propiedades eléctricas del circuito. Permite modelar la estructura de una forma más sencilla y en menos tiempo para así facilitar su análisis.

Se propone en la Figura 3. 67 un modelo eléctrico equivalente en ADS (*Advanced Design System*), donde se colocan dos circuitos resonantes paralelos conectados en serie entre una terminal inicial y una terminal final, ambas conectadas a una línea de transmisión con una impedancia de 50 Ohms.

Este es un modelo aproximado donde se ajustaron las frecuencias de resonancia, dado que no existe un modelo exacto para modelar estas estructuras DGS, para lograr ajustar toda la respuesta del circuito incluyendo el ancho de banda, se necesitan modelos de mayor orden.

En la Tabla 3. 20 se observan los valores de los parámetros del circuito equivalente propuesto, C3 y C4 representan los diodos varactores.

Tabla 3. 20. Parámetros del circuito equivalente.

Parámetros	Valores
C1	0.94 pF
C2	3.76 pF
L1	8.7 nH
L2	2.24 nH

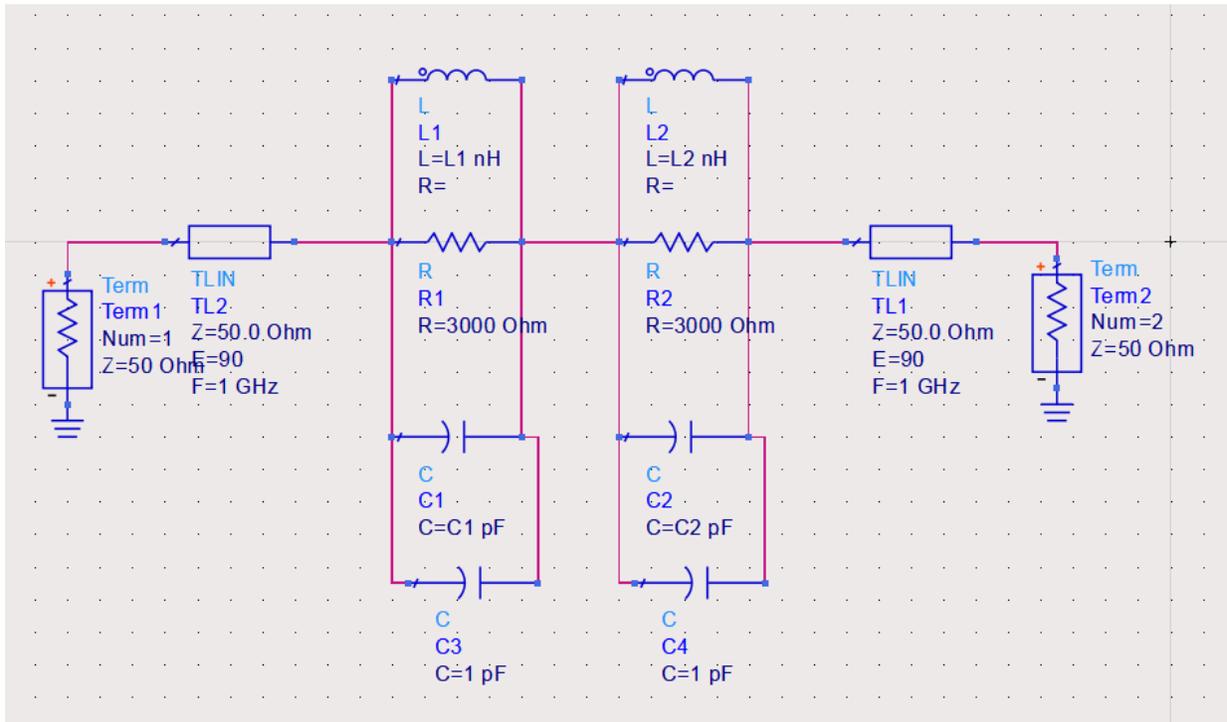


Figura 3. 67. Modelo de circuito eléctrico equivalente propuesto en el software ADS.

La Figura 3. 68 muestra el resultado del coeficiente de transmisión al realizar la simulación del modelo eléctrico equivalente en ADS, para la misma se variaron C3 y C4 simultáneamente tomando los valores de 0.8 pF, 1 pF y 1.2 pF. Esto nos permite comparar los resultados con los obtenidos en la Figura 3. 52 expuestos anteriormente en la sección 3.6.1.

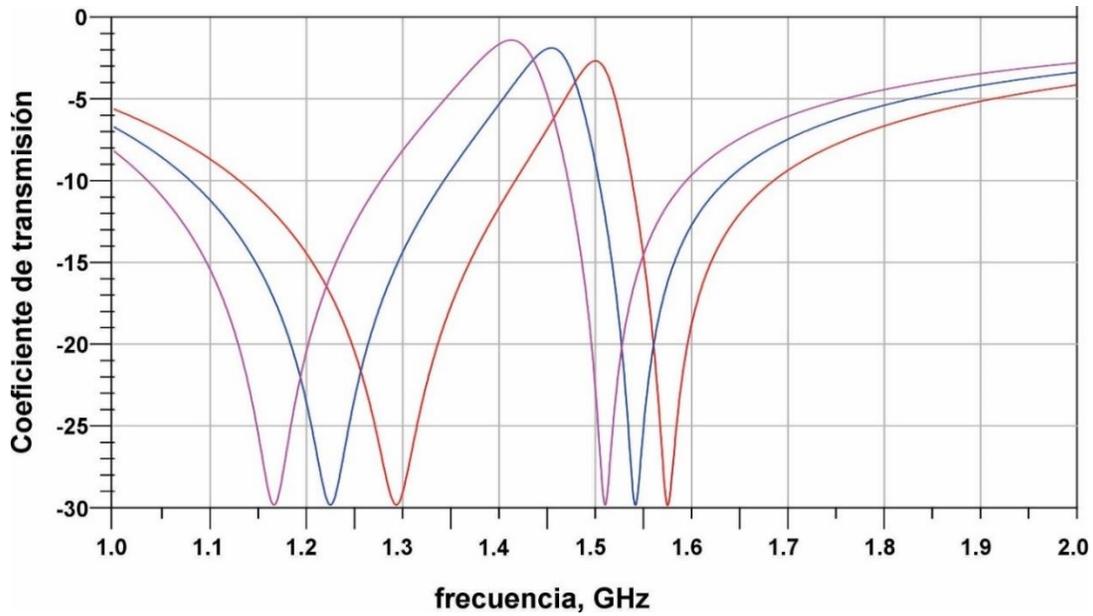


Figura 3. 68. Coeficiente de transmisión S_{21} obtenido de la simulación del modelo eléctrico equivalente en ADS variando las capacitancias C_3 y C_4 simultáneamente tomando los valores de 0.8 pF, 1 pF y 1.2 pF.

Tabla 3. 21. Frecuencias de resonancia y profundidad de la respuesta.

Valor de capacitancia (pF)	Frecuencia (GHz)	Profundidad (dB)
0.8	1.29	-29.83
	1.57	-29.88
1	1.22	-29.83
	1.54	-29.83
1.2	1.16	-29.82
	1.51	-29.85

En la Figura 3. 69 se muestra una comparación entre los resultados obtenidos con la simulación del modelo 3D en el software CST y los obtenidos con la simulación del circuito equivalente en ADS, tomando en cuenta los valores de capacitancia de 0.8 pF, 1 pF y 1.2 pF.

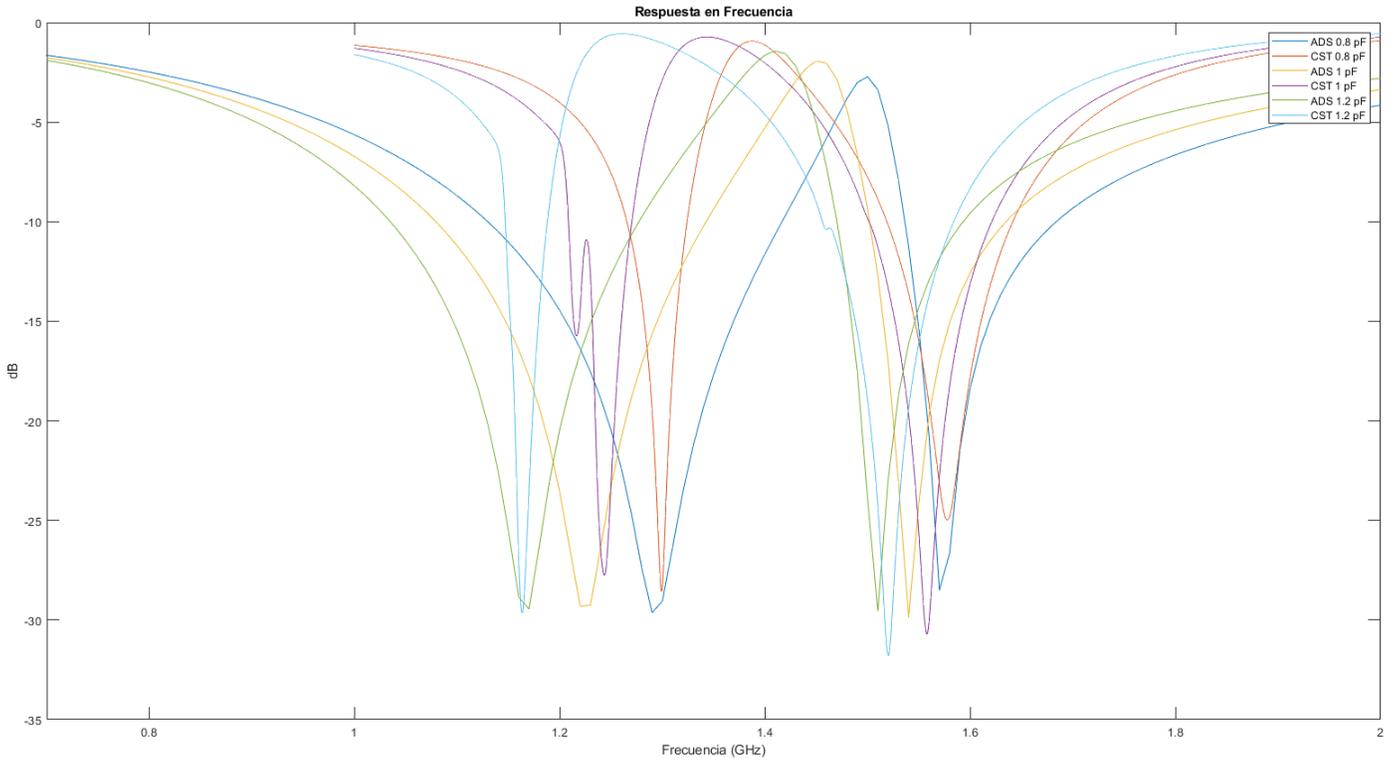


Figura 3. 69. Comparación de respuestas de la estructura y el circuito equivalente.

En la Figura 3. 70 se puede observar una comparación entre los resultados de los dos softwares, específicamente con el valor de 0.8 pF para ambas capacitancias. Se logran ajustar las frecuencias de resonancia, obteniendo en este caso $f_1=1.29$ GHz y $f_2=1.57$ GHz con una profundidad de aproximadamente -28 dB.

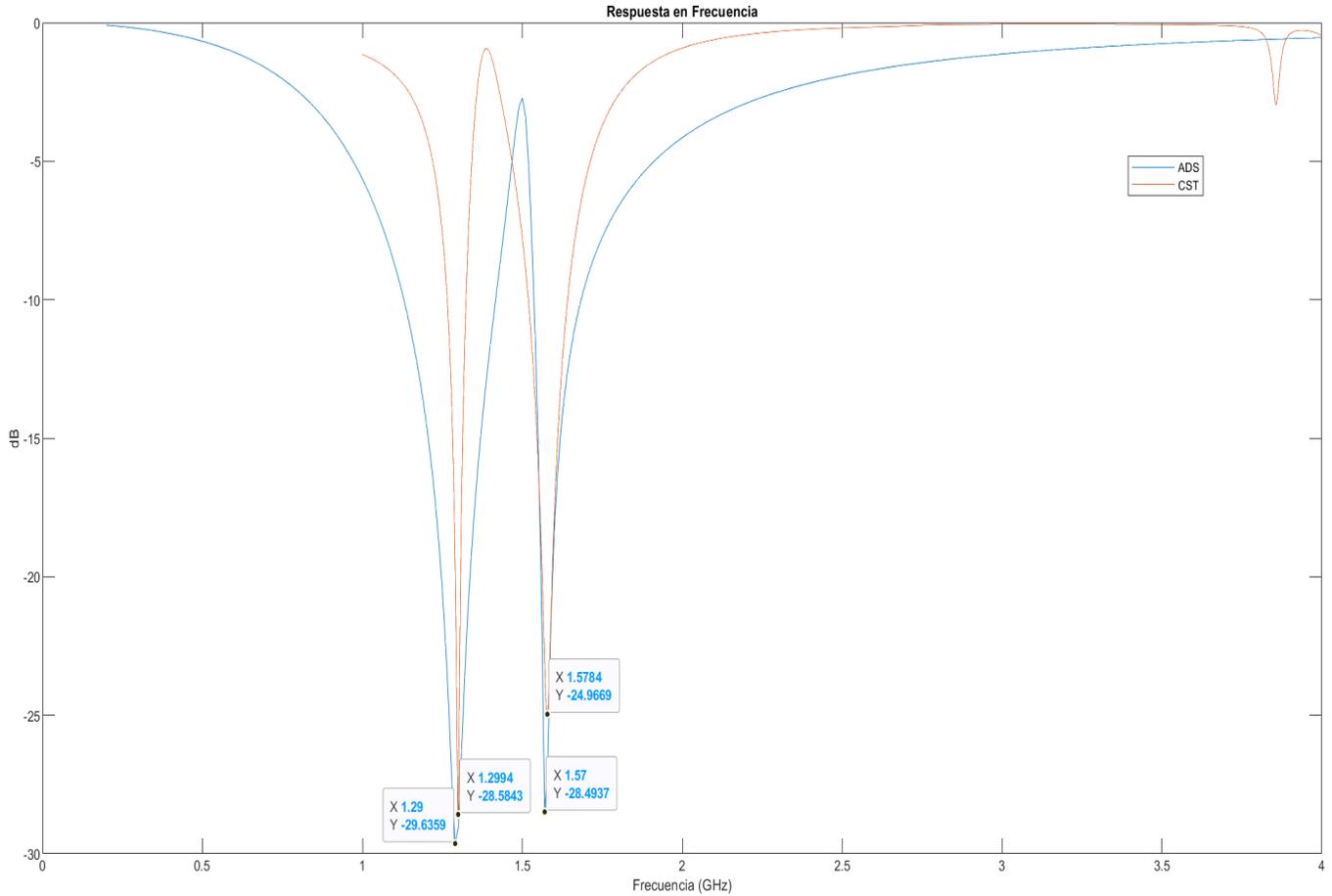


Figura 3. 70. Comparación de respuestas de la estructura y el circuito equivalente. Diodos varactores con valor de 0.8 pF.

Tabla 3. 22. Comparación de resultados obtenidos con la simulación de los dos modelos para $C1=C2=0.8$ pF.

	f1 (GHz)	Profundidad (dB)	f2 (GHz)	Profundidad (dB)
CST	1.299	-28.58	1.578	-24.96
ADS	1.29	-29.63	1.57	-28.49
Error	0.009	1.05	0.008	3.53

En la Figura 3. 71 se puede observar una comparación entre los resultados de los dos softwares, específicamente con el valor de 1 pF para ambas capacitancias. La Tabla 3. 23 muestra el resumen de las frecuencias de resonancia y la profundidad de la respuesta.

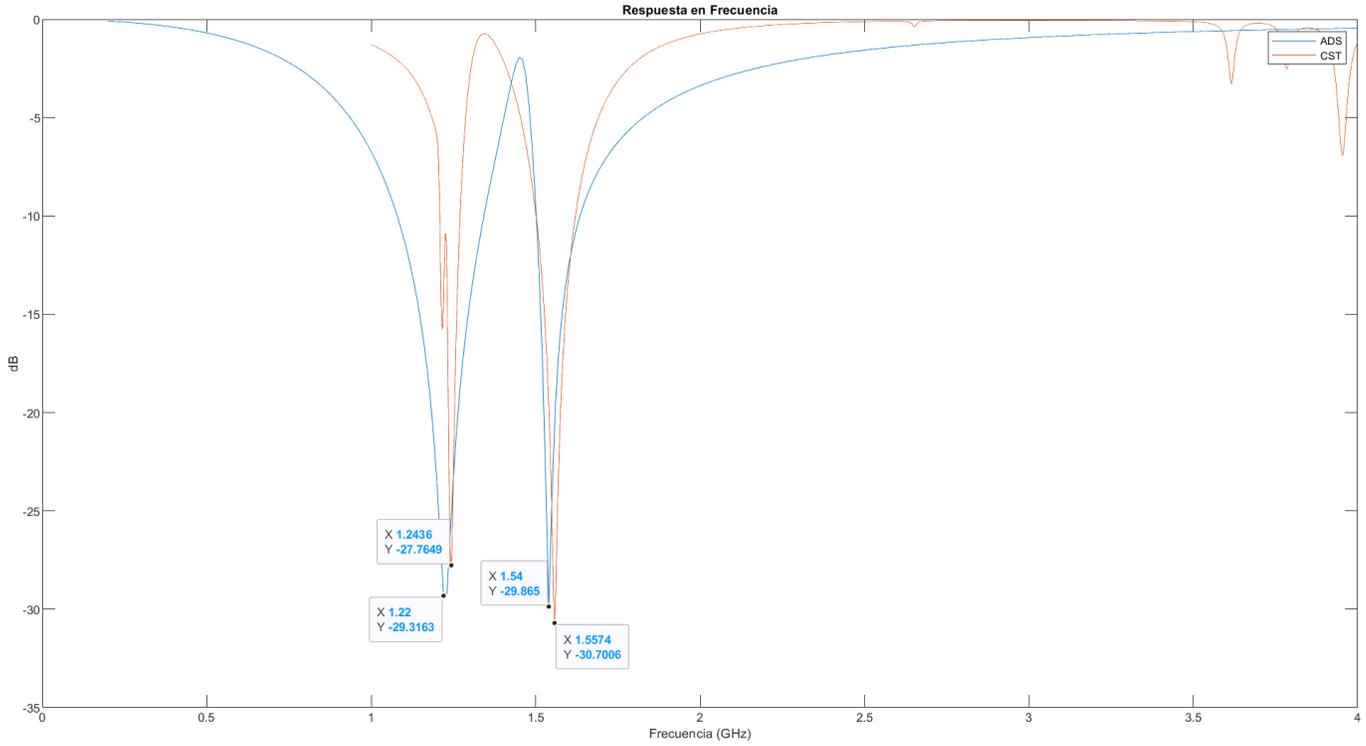


Figura 3. 71. Comparación de respuestas de la estructura y el circuito equivalente. Diodos varactores con valor de 1 pF.

Tabla 3. 23. Comparación de resultados obtenidos con la simulación de los dos modelos para $C1=C2=1$ pF.

	f1 (GHz)	Profundidad (dB)	f2 (GHz)	Profundidad (dB)
CST	1.243	-27.76	1.557	-30.70
ADS	1.22	-29.31	1.54	-29.86
Error	0.023	1.55	0.017	0.84

En la Figura 3. 72 se puede observar una comparación entre los resultados de los dos softwares, específicamente con el valor de 1.2 pF para ambas capacitancias. La Tabla 3. 24 muestra el resumen de las frecuencias de resonancia y la profundidad de la respuesta.

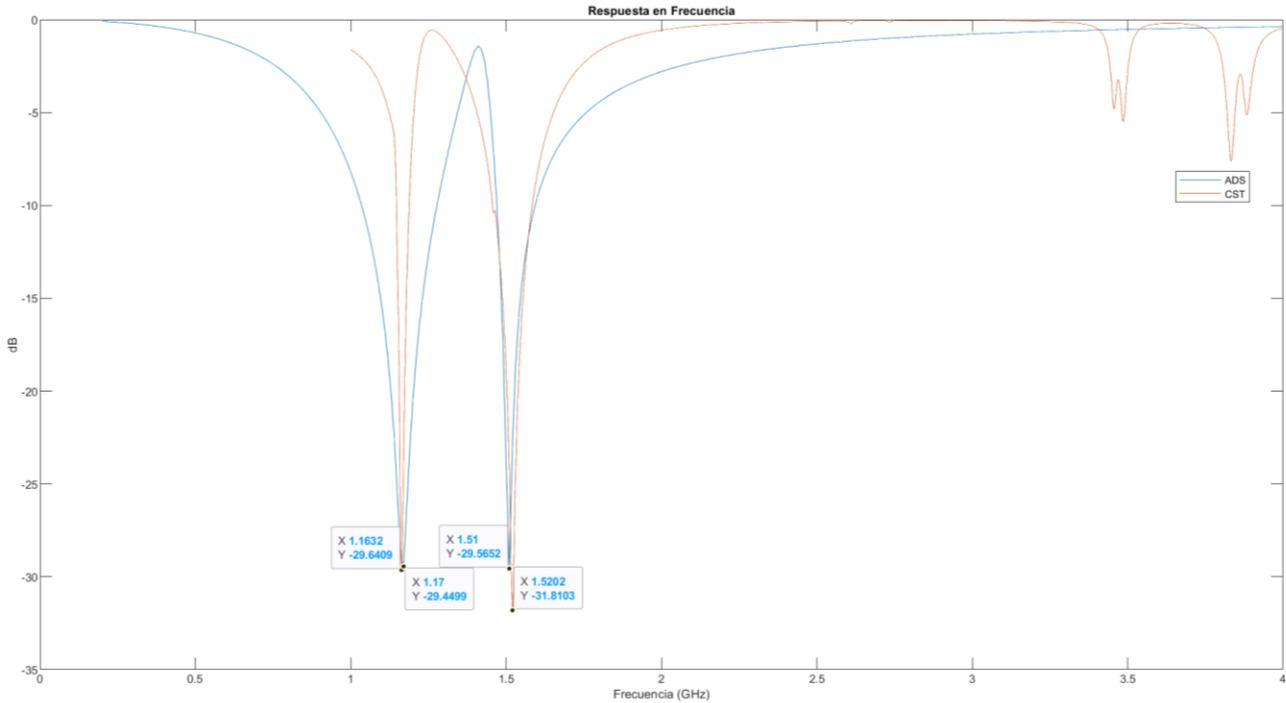


Figura 3. 72. Comparación de respuestas de la estructura y el circuito equivalente. Diodos varactores con valor de 1.2 pF.

Tabla 3. 24. Comparación de resultados obtenidos con la simulación de los dos modelos para $C1=C2=1.2$ pF.

	f1 (GHz)	Profundidad (dB)	f2 (GHz)	Profundidad (dB)
CST	1.163	-29.64	1.52	-31.81
ADS	1.17	-29.44	1.51	-29.56
Error	0.007	0.2	0.01	2.25

Se propuso el modelo eléctrico equivalente de la estructura con una buena aproximación de las frecuencias de resonancia.

3.8 Diseño de los circuitos de polarización

Para este diseño se modificó el largo del sustrato de 10 mm a 16 mm teniendo en cuenta el largo de los conectores SMA los cuales se soldarán al circuito en los puertos 1 y 2 y se cortocircuitaron los dos anillos ya que se hacía necesario un camino para las vías de polarización.

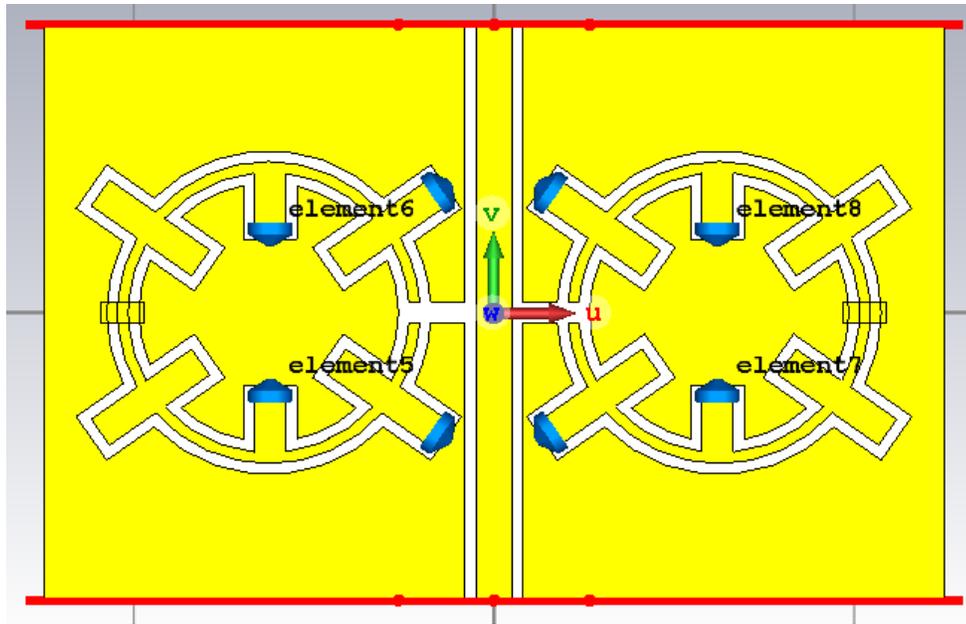


Figura 3. 73. Prototipo final del filtro.

Tabla 3. 25. Grosor de los depósitos de BCB y cobre.

Parámetros	Dimensiones en micrómetros (um)
Grosor del BCB	7
Grosor del cobre	1

Para lograr un control independiente para cada una de las frecuencias correspondientes a cada uno de los anillos, se formaron líneas de polarización para polarizar cada diodo varactor mediante un proceso de fabricación de metal-aislante-metal basado en benzociclobuteno (BCB). Este proceso ha demostrado un efecto de baja perturbación en la polarización de los dispositivos activos debido a la baja impedancia de las líneas de polarización. El proceso consiste en depositar una capa dieléctrica de 7 μm de espesor de BCB sobre el revestimiento de cobre del sustrato como se muestra en la Figura 3. 74. Luego se forman líneas de polarización de DC con stubs abiertos triangulares mediante el depósito de una película de cobre con un espesor de 1 μm como se observa en la Figura 3. 75. Cada uno de los stubs abiertos triangulares se diseñaron para garantizar un cortocircuito entre el ánodo del varactor y el borde de la ranura del anillo en las frecuencias de resonancia. Por otro lado, todos los cátodos de los varactores están conectados a tierra, lo que permite la conexión de cada varactor en paralelo a la respectiva ranura del anillo.

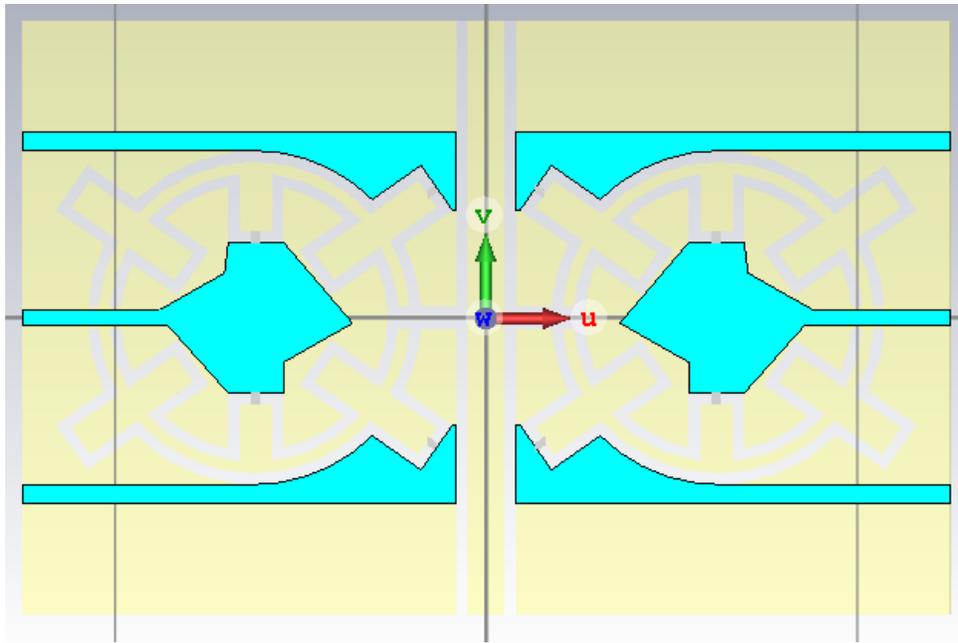


Figura 3. 74. Depósito de BCB.

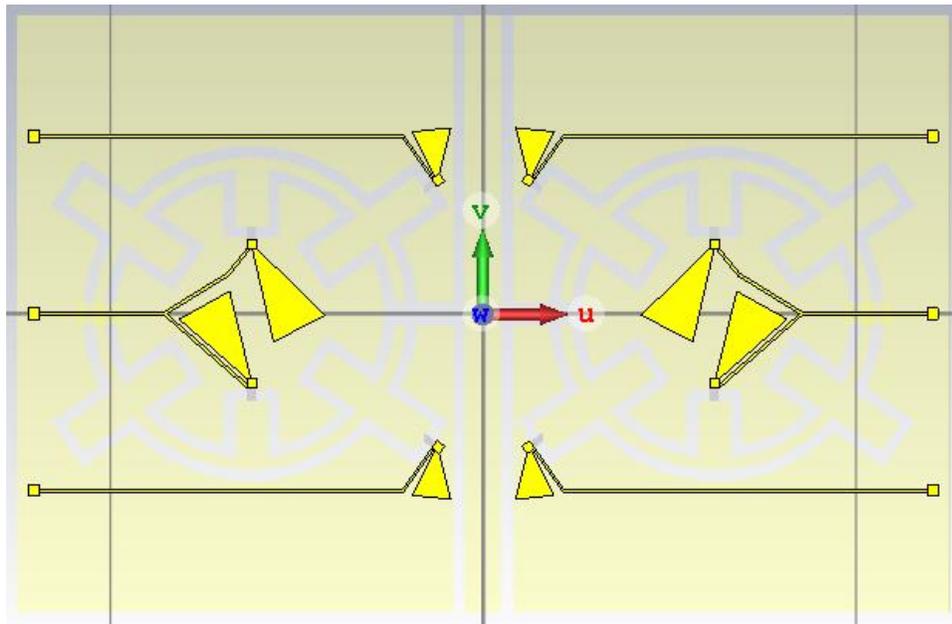


Figura 3. 75. Depósito de cobre.

En La Figura 3. 76 se observa el prototipo final del filtro con la implementación de los circuitos de polarización.

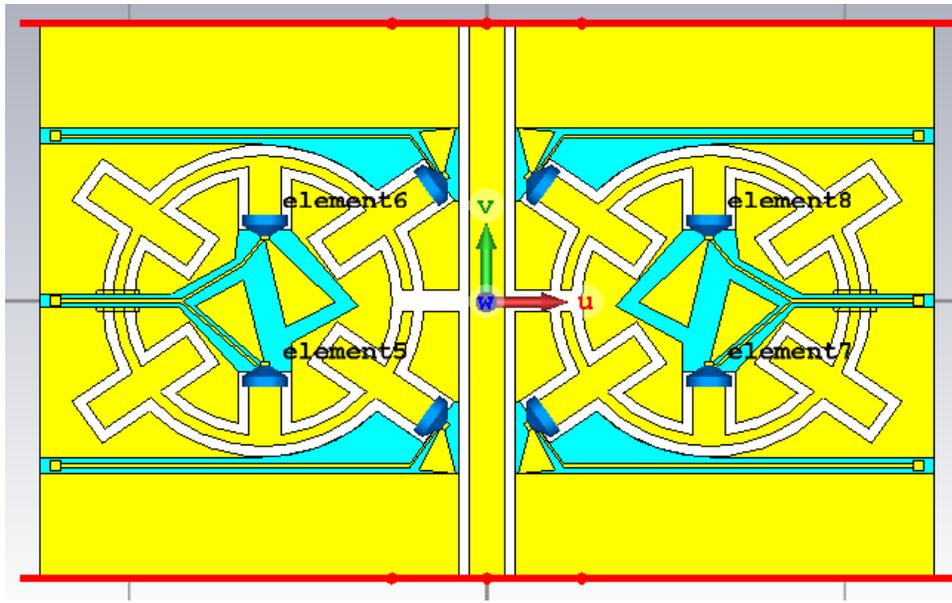


Figura 3. 76. Prototipo del filtro con la implementación de los circuitos de polarización.

Tabla 3. 26. Variación de la capacitancia.

	C1 (pF)	C2 (pF)
1	1.5	1.5
2	1.3	1.5
3	1.5	1.3
4	1.3	1.3

En la Figura 3. 77 se muestra los resultados obtenidos al variar la capacitancia de la forma que se describe en la Tabla 3. 26. Primeramente, se simuló con valores iguales de capacitores obteniendo las dos resonancias en 1.13 GHz y 1.29 GHz. Luego se disminuyó el valor de C1 y se mantuvo constante el valor de C2, como se observa en la curva 2, ocurre un aumento de la frecuencia de resonancia que corresponde al anillo externo, pasando la primera resonancia a 1.15 GHz y manteniéndose la segunda en 1.29 GHz. En el tercer paso se intercambian los vales de capacitancia, aumentando C1 y disminuyendo C2 apareciendo las resonancias en 1.13 GHz y 1.30 GHz. En el cuarto paso se mantuvo constante el valor de C2 y se disminuyó la capacitancia C1, como se muestra en la cuarta curva ocurre un aumento de la frecuencia de resonancia correspondiente al anillo externo pasando a 1.15 GHz y manteniéndose la segunda resonancia en 1.31 GHz.

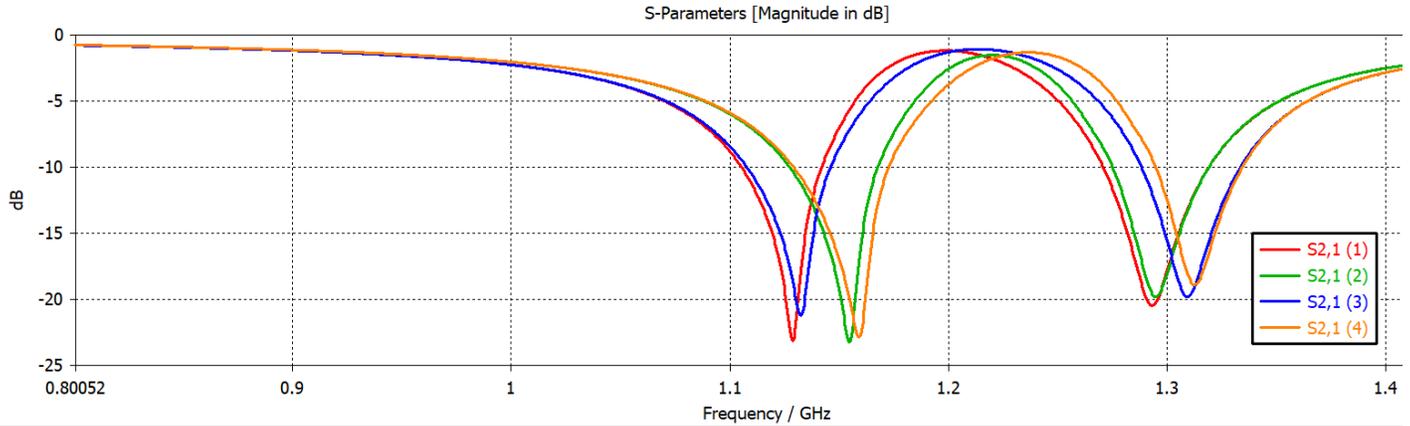


Figura 3. 77. Parámetros de dispersión simulados para el diseño de la Figura 3. 76 para diferentes valores de capacitancia C_1 y C_2 que se muestran en la Tabla 3. 26.

Tabla 3. 27. Frecuencias de resonancia y profundidad de la respuesta.

	Frecuencia (GHz)	Profundidad (dB)
1	1.13	-23.09
	1.29	-20.46
2	1.15	-23.16
	1.29	-19.78
3	1.13	-21.18
	1.30	-19.78
4	1.15	-22.82
	1.31	-18.88

En la Figura 3. 78 se muestra la gráfica de los parámetros S para los valores de capacitancia de $C_1=1.3$ pF y $C_2= 1.5$ pF. Se observa que el filtro presenta la primera banda de paso hasta la frecuencia de 0.76 GHz, la primera banda de transición desde los 0.76 GHz hasta 1.14 GHz y la primera banda de rechazo desde 1.4 GHz hasta 1.16 GHz. Luego la segunda banda de transición desde 1.16 GHz hasta 1.20 GHz, la segunda banda de paso desde 1.20 GHz hasta 1.23 GHz y la tercera banda de transición desde 1.23 GHz hasta 1.28 GHz. La segunda banda de rechazo aparece de 1.28 GHz a 1.30 GHz y la cuarta banda de transición desde 1.30 GHz hasta 1.50 GHz.

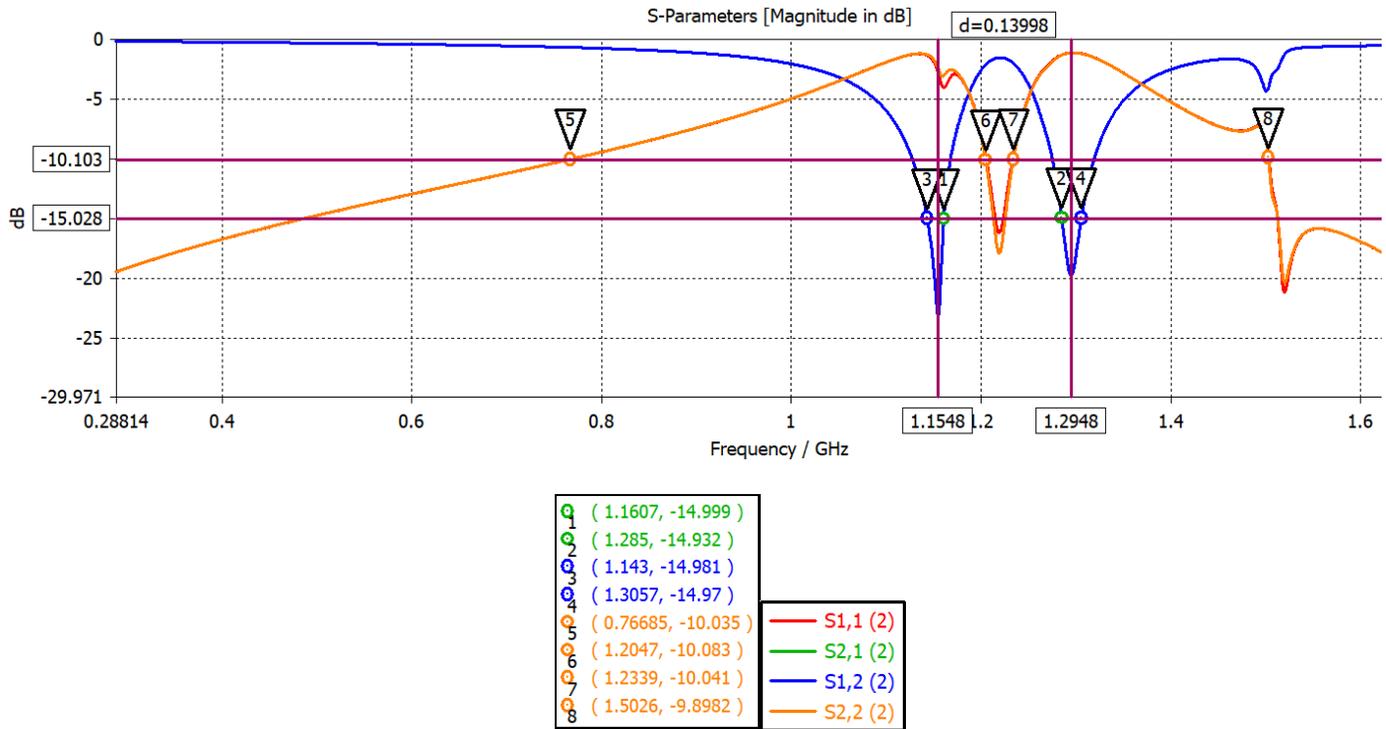


Figura 3. 78. Parámetros de dispersión simulados para para el diseño de la Figura 3. 76 para los valores de capacitancia de $C1=1.3$ pF y $C2= 1.5$ pF.

3.9 Conclusiones del capítulo

En el transcurso de este capítulo titulado "Diseño y simulación", se describió el proceso, como su nombre lo indica, de diseño y simulación de filtros con geometrías multiresonantes reconfigurables y/o sintonizables. Se expusieron cinco diseños intermedios con los que se trabajó hasta llegar al prototipo final, mostrándose en cada caso las gráficas con los resultados obtenidos de cada uno de ellos, facilitándose así la comprensión de los mismos. Para llegar al prototipo final se hizo necesario el análisis del comportamiento del campo eléctrico y las corrientes superficiales del circuito, llegando a la conclusión con los resultados arrojados de este análisis que entre los dos anillos existía un fuerte acoplamiento mutuo que no permitía el control individual de las frecuencias de resonancia, debido a esto se decidió colocar las cargas reactivas en otra posición donde no existiera una fuerte excitación del campo eléctrico ni una alta concentración de las corrientes superficiales. También con el análisis se identificó que los anillos debían estar conectados por lo que se

agregó a la estructura una vía de conexión a la segunda ranura abriendo así un camino para el correcto flujo de la corriente.

Se utilizaron herramientas de simulación de alto rendimiento y precisión para los dispositivos de alta frecuencia como el CST STUDIO SUITE, donde se diseñó el prototipo 3D de dichos filtros y se obtuvieron las gráficas con las respuestas correspondientes. Se propuso el modelo de circuito equivalente para describir y modelar las propiedades eléctricas del circuito, para el que se utilizó el software ADS- *Advanced Design System*, también una herramienta de simulación líder en el mundo para RF y microondas. Se compararon los resultados obtenidos con ambos diseños tanto el modelo 3D como el modelo de circuito equivalente, lográndose un ajuste de las frecuencias de resonancia en las curvas por lo que se verificó que el modelo es correcto y los resultados obtenidos se acercan bastante a los obtenidos en la simulación del modelo 3D.

Se realizó además el diseño de los circuitos de polarización para polarizar cada diodo varactor, que consiste en formar líneas de polarización de CD con stubs abiertos triangulares mediante el depósito de una película de cobre sobre una capa de un material aislante en este caso BCB.

Se obtuvo una respuesta del filtro supresor de banda con dos bandas de rechazo la primera desde 1.4 GHz hasta 1.16 GHz y la segunda desde 1.28 GHz a 1.30 GHz resultados obtenidos para valores de capacitancia $C_1=1.3$ pF y $C_2= 1.5$ pF, lográndose sintonizar esta respuesta con la variación del valor de la capacitancia los diodos varactores.

Por lo que se concluye que se obtuvo un prototipo de diseño con alguna de las características deseadas inicialmente por lo que se procederá en el próximo capítulo a describir el proceso de la fabricación del mismo y la caracterización de los resultados.

CAPITULO 4 . FABRICACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

En este capítulo se describe el proceso de fabricación del prototipo final del filtro obtenido. El proceso utilizado es propio del Departamento de Electrónica y el centro de Diseño UNAMems, de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), se llama Proceso de Fabricación de Circuito Flexible. Dicho proceso se conoce como tecnología flexible de circuito impreso ya que una parte del proceso consiste en el depósito de un metal sobre un dieléctrico, lo que se realiza en un proceso flexible. Para definir la forma deseada en el metal se realiza con la utilización de un material fotorresistivo que imprime las formas y geometrías deseadas del diseño. Además, se empleó el Software CorelDRAW® Graphics Suite para el diseño de las máscaras para la fabricación del filtro. Este es un software de diseño gráfico profesional esencial para la creación de gráficos y diseños de página, la edición de fotografías y el diseño de sitios web.

4.1 Materiales empleados

4.1.1 Sustrato

Para la fabricación del filtro se empleó el material dieléctrico RO3210 del fabricante Rogers. Este es un material para circuitos de alta frecuencia que consiste en laminados rellenos de cerámica reforzados con fibra de vidrio tejida. Estos materiales están diseñados para ofrecer un rendimiento eléctrico y una estabilidad mecánica excepcionales a precios competitivos. El mismo tiene una característica distintiva: estabilidad mecánica mejorada. Cabe mencionar que el mismo cuenta con dos capas de cobre, una de cada lado. En la *Tabla 4. 1* se mencionan las propiedades principales de este material.

Tabla 4. 1. Propiedades principales del material dieléctrico RO3210.

Propiedades	Valores
Constante dieléctrica	$\epsilon_r=10.8$
Tangente de pérdidas	$\delta=0.0027$
Conductividad térmica	0.81 W/m/°K
Grosor del sustrato	0.64 mm
Grosor del cobre	17.5 μ m
Conductividad eléctrica del cobre	5.8×10^7 S/m
Densidad del cobre	$\sigma=8960$ Kg/m ³

Resistividad del cobre (20°C)	1.71 x 10 ⁻⁸ Ω-m
-------------------------------	-----------------------------

4.1.2 Diodos varactores

Uno de los objetivos marcados inicialmente en el desarrollo del proyecto se basa en conseguir un filtro sintonizable en frecuencia. Para ello, se añade un componente importante: el diodo varactor.

El diodo varactor que se seleccionó para ser utilizado en este proyecto es el MAVR-044769-1279 de MACOM *Technology Solutions Inc* ("MACOM"). Estos diodos están diseñados para usarse en multiplicadores de baja potencia con frecuencias de salida de hasta 5 GHz. Los mismos generan armónicos al almacenar una carga a medida que el voltaje positivo de la señal de entrada impulsa al diodo a la conductancia directa. Cuando la señal invierte la polaridad, se extrae esta carga. Estos diodos aparecerán como una fuente de corriente de baja impedancia hasta que se extraiga toda la carga, luego se cambiará a una impedancia más alta. Esto hace que se forme un pulso de voltaje en el circuito. Toda la información que se muestra sobre este diodo se tomó de la hoja de datos del mismo. A continuación, se relacionan las características más importantes:

- Paquetes de montaje en superficie
- Bajos tiempos de transición
- Proceso SPC para una repetibilidad superior C-V
- Empaquetado de cintas y carretes
- Diseñado para aplicaciones inalámbricas comerciales
- Cumple con la directiva RoHS

La Tabla 4. 2 muestra las especificaciones eléctricas del diodo MAVR-044769-1279 y la Tabla 4. 3 muestra los índices máximos absolutos, las mismas son consideradas a una temperatura ambiente de +25°C.

Tabla 4. 2. Especificaciones eléctricas

--	--	--	--	--	--

Capacitancia total a 1 MHz, 6 V		Voltaje inverso a 10 uA	Vida útil nominal	Tiempo de transición	Frecuencia de entrada nominal	Frecuencia de salida nominal
(pF)		(V)	(ns)	(ps)	(GHz)	
Min.	Máy.	Min.	Típico	Máy.		
0.8	1.2	30	20-50	150	0.1 - 1.0	1 - 5

Tabla 4. 3. Índices máximos absolutos del diodo.

Parámetro	Máximo Absoluto
Temperatura de funcionamiento	-65°C a +125°C
Temperatura de almacenamiento	-65°C a +125°C
Voltaje inverso	30 V
Corriente de polarización directa	50 mA
Disipación de potencia	250 mW

En Figura 4. 1 se puede ver la respuesta del diodo ante la tensión que se aplica, produciéndose una variación de entre 0.8 y 5 pF al modificar la tensión de entrada entre 0 y 30V.

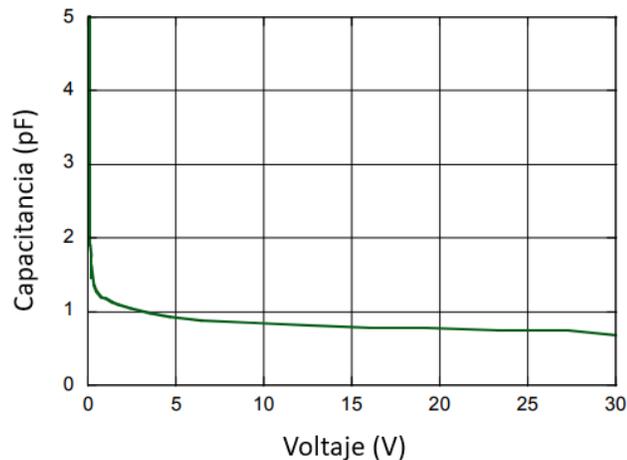


Figura 4. 1. Capacitancia vs. Voltaje, a 1 MHz.

4.2 Proceso de fabricación

4.2.1 Preparación del material dieléctrico Rogers RO3210

Primeramente, se prepara el material dieléctrico Rogers RO3210, se cuenta con paneles rectangulares de tamaño de 610 mm x 457 mm, con un grosor de 0.64 mm de dieléctrico y

dos capas de cobre, una a cada lado de 17.5 μm de grosor. Por lo que se hace necesario cortar dicho material en obleas de 45 mm x 45 mm para adaptar el tamaño a los equipos utilizados. Para este caso se cortó una oblea con dichas dimensiones.

Luego, para dar continuidad al proceso, se hace necesario la limpieza de la oblea, primero se limpia con un detergente exento de fosfato llamado Extran MA03, después se baña dos veces en acetona y por último pasa por agua bidestilada. Después de este lavado la oblea pasa a secado mediante el centrifugado en el Spinner como muestra la Figura 4. 2.

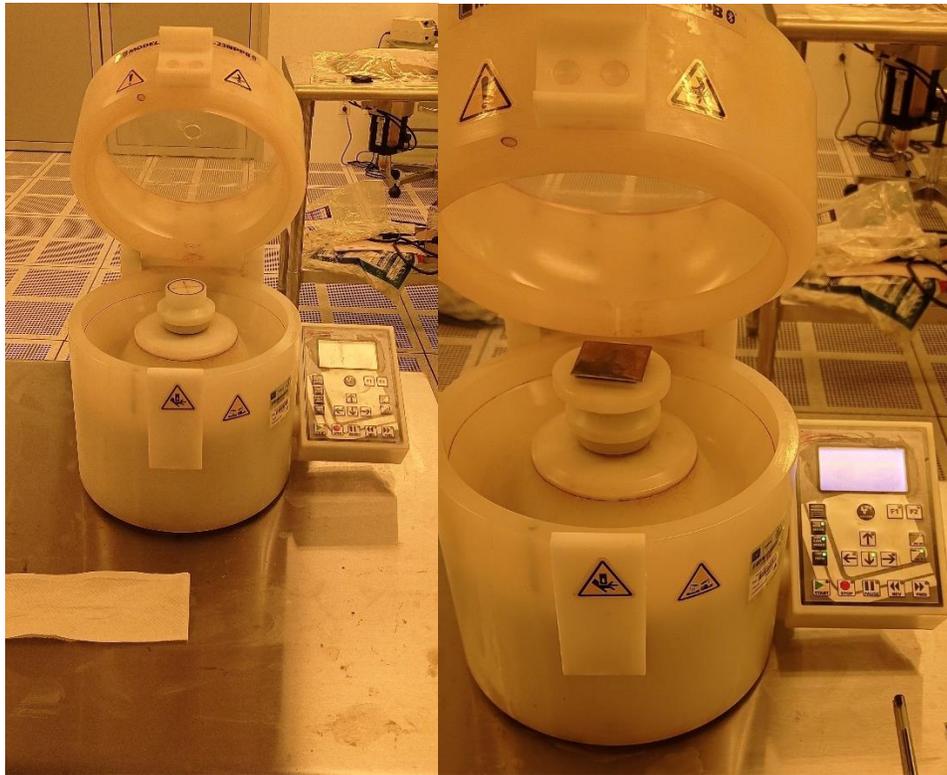


Figura 4. 2. Proceso de secado de la oblea en el Spinner.

A continuación, se rebajan 6 μm de grosor de cada una de las capas de cobre, por lo que tenemos ahora un grosor de 11.5 μm . Este procedimiento se realiza debido a la experiencia y los resultados obtenidos anteriormente por el grupo de fabricación en el laboratorio. Para el mismo se prepara una mezcla de 15% de peróxido de hidrógeno, 15% de ácido clorhídrico y 70% de agua. La oblea se expone aproximadamente 30 segundos en la mezcla. Luego se enjuaga en agua y se seca nuevamente en el Spinner.

En nuestro caso se conservarán las dos caras de cobre, por lo que el siguiente paso es aplicar la resina fotorresistente a ambas caras. Esta resina cambia sus propiedades una vez que está expuesta a luz ultravioleta. Este paso consiste en la aplicación de una

fotorresina al sustrato donde se transferirán los patrones del sensor o circuito integrado, el depósito de la fotorresina se realiza por medio de la técnica “spin coating”. En este paso, es común que se utilice un promotor de adherencia entre la resina y el sustrato al que se transferirá el patrón, comúnmente HDMS (Hexamethyldisilazane).

Primero se aplica la resina a la cara donde no se realizará la impresión del diseño, dado que podría dañarse la cara del diseño debido a la manipulación y el horneado. Una vez aplicada la fotorresina se centrifuga en el Spinner para su expansión y secado.

El siguiente paso, luego de aplicar la fotorresina y secar, es hornear en una plancha caliente durante 5 minutos a una temperatura de 100°C a 110°C, se debe estar pendiente a que no sobrepase estos márgenes de temperatura y que sea exactamente este tiempo de horneado, la Figura 4. 3 muestra el equipo utilizado en el laboratorio de fabricación para el horneado.

En el transcurso del tiempo de horneado la oblea se cubre con un envase de cristal y se va destapando cada vez que transcurra un minuto para expedir vapores producidos por el calentamiento. Luego se deja en reposo por un mínimo de 5 minutos a temperatura ambiente. Este proceso de aplicar la fotorresina, el horneado y el reposo se aplicará dos veces, una en cada cara de la oblea ya que vamos a conservar ambas, dejando para el segundo horneado la cara donde se va a grabar el diseño.



Figura 4. 3. Horneado y reposo.

Una vez aplicados todos los pasos anteriores la oblea se encuentra apta para grabar el diseño, por lo que se pasa a definir el área de trabajo.

4.2.2 Definición del área de trabajo

La primera etapa consiste en definir el área de trabajo en la capa de cobre del material dieléctrico, para lo que se empleó un proceso fotolitográfico. La técnica de fotolitografía se utiliza en la fabricación de dispositivos electrónicos como sensores y circuitos integrados. Con esta técnica se transfieren los patrones de una fotomáscara a un sustrato, este sustrato puede ser silicio cristalino o películas delgadas de semiconductores, metales o dieléctricos. En esta transferencia de patrones, se tiene como objetivo limitar áreas o geometrías muy finas o con alta resolución en el sustrato o el material que forma parte del dispositivo o circuito integrado que se quiere fabricar.

Para lograr esto se realizó el diseño de las máscaras en el software de diseño gráfico profesional CorelDRAW® Graphics Suite. Las mismas se imprimieron en positivo en tamaño tabloide. En cada una de las máscaras se realizaron marcas de alineación distintivas para poder alinear las mismas antes del paso de exposición a la luz ultravioleta. Cada una de las máscaras cuenta con dos prototipos del diseño.

La Figura 4. 4 muestra la máscara 1: definición del área de trabajo. Para este paso se ataca el cobre de una de las caras para grabar dicha máscara, en el caso de nuestro laboratorio se monta la máscara en un cristal. Se utiliza un equipo con una fuente de luz UV y la máscara, que posee áreas oscuras y transparentes que representan las geometrías de los patrones que se quieren grabar, la misma se coloca entre la fuente de luz UV y el sustrato cubierto con fotorresina. Luego se alinea y se centra la máscara ya montada en el cristal y la oblea para proceder a la exposición de la luz ultravioleta por un tiempo de 65 segundos. Hasta este punto se puede observar el diseño en la oblea ya que resalta con mayor brillo.

El diseño de la máscara, como se comentó anteriormente, determina las geometrías que se grabarán en el material fotorresistivo, esto se debe a que las partes oscuras de la máscara impedirán la exposición de determinadas áreas de la película con fotorresina a la luz ultravioleta. En este paso, la luz ultravioleta modifica la fotorresina depositada, la cual cambia sus propiedades físico-químicas volviéndola sensitiva al revelador. En algunos casos se necesitan varias etapas o procesos fotolitográficos en los que se requiera ajustar más de un nivel en la estructura de los dispositivos, este ajuste se realiza con un sistema de alineación el cual permitirá que se coloquen los patrones en las posiciones deseadas.

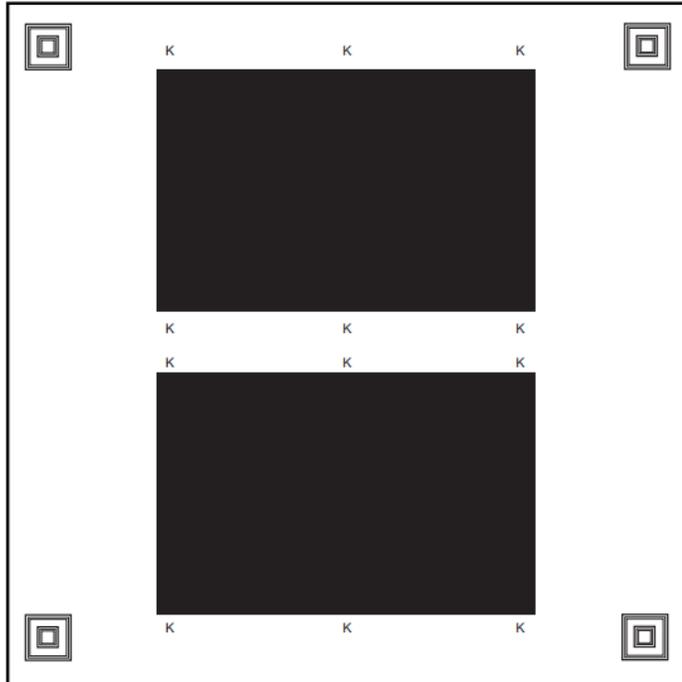


Figura 4. 4. Máscara 1: Definición del área de trabajo.

El siguiente paso es revelar, luego de la exposición a la luz ultravioleta, por lo que se introduce la oblea en un líquido revelador en una concentración 4 a 1 con agua a una temperatura exacta de 30°C. La exposición al líquido de revelado se hace durante 2 minutos y 45 segundos. Al sacarlo del revelado pasa a centrifugarse para secado en el Spinner, hasta este punto ya se visualiza si el revelado tuvo éxito ya que en la oblea se distingue la forma diseñada. Luego se realizan dos enjuagues en agua y dos enjuagues en acetona para quitar la fotorresina que estaba adherida y se vuelve a secar en el Spinner, y se comprueba a detalle que tenga la forma deseada. La Figura 4. 5 muestra el resultado de este proceso.

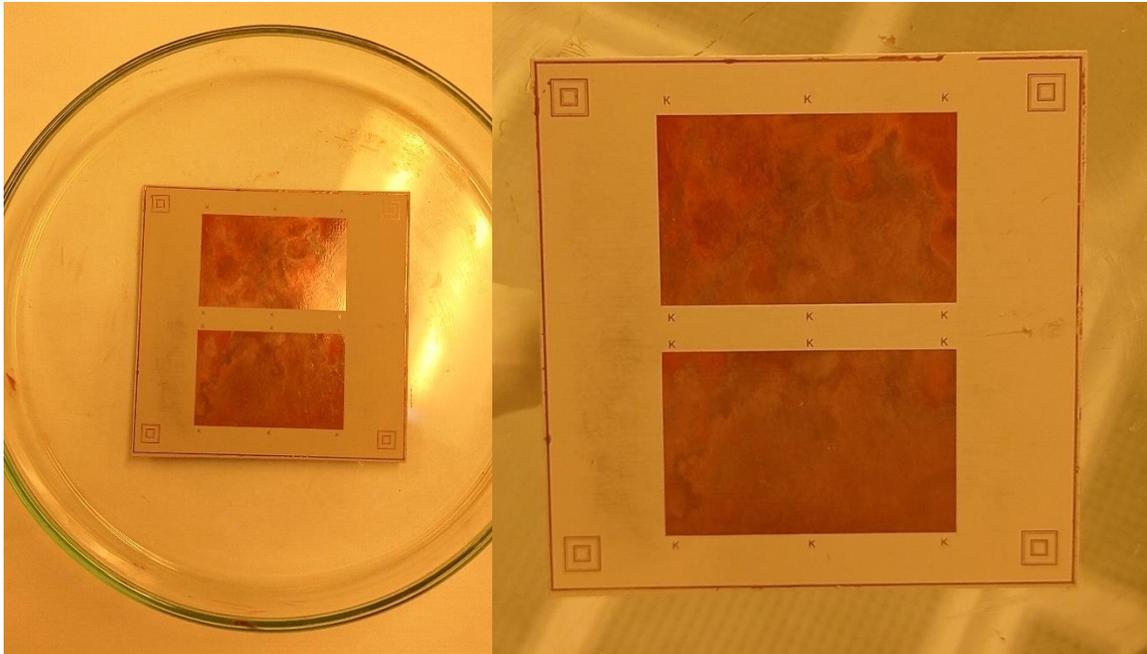


Figura 4. 5. Definición de área de trabajo.



Figura 4. 6. Fotografía tomada en el microscopio de una marca de alineación.

4.2.3 Grabado de cobre

Para la segunda etapa que consiste en realizar el grabado de los anillos en el cobre se aplica el mismo procedimiento aplicado anteriormente, pero este caso utilizaremos la máscara 2 que se muestra en la Figura 4. 7. Se comienza con de la aplicación del material fotorresistivo en la cara donde se encuentra el cobre donde se expuso, reveló y atacó la máscara 1. Después de depositar la resina se centrifuga en el Spinner para su expansión completa a toda la cara y su secado. Luego de aplicar la fotorresina y secar, se debe hornear en una plancha caliente durante 5 minutos a una temperatura de 100°C a 110°C, se debe estar pendiente a que no sobrepase estos márgenes de temperatura y que sea exactamente este tiempo de horneado. En el transcurso del tiempo de horneado la oblea

se cubre con un envase de cristal y se va destapando cada vez que transcurra un minuto para expedir vapores producidos por el calentamiento. Luego se deja en reposo por un mínimo de 5 minutos a temperatura ambiente. Luego se alinea y se centra la máscara ya montada en el cristal y la oblea para la exposición de la luz ultravioleta por un tiempo de 65 segundos.

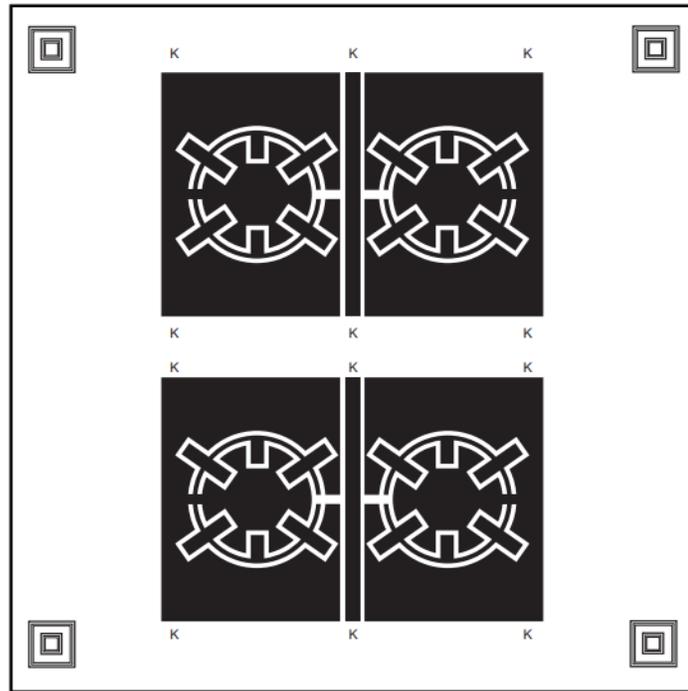


Figura 4. 7. Máscara 2: Grabado de cobre.

La Figura 4. 8 muestra el resultado final de esta segunda etapa de fabricación, observándose el diseño deseado.

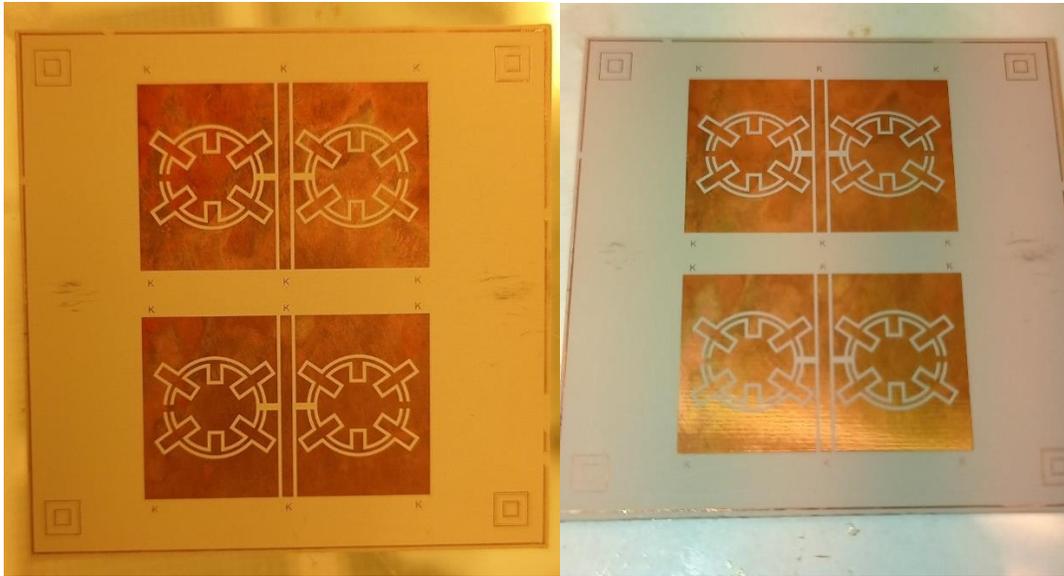


Figura 4. 8. Grabado de cobre.



Figura 4. 9. Fotografías tomadas en el microscopio de la oblea una vez realizado el grabado de cobre.

4.2.4 Depósito de BCB

Como el objetivo de proyecto es lograr un control independiente para cada una de las frecuencias correspondientes a cada uno de los anillos, se hace necesario la formación de líneas de polarización para polarizar cada diodo varactor mediante un proceso de

fabricación de metal-aislante-metal basado en benzociclobuteno (BCB). La segunda etapa de fabricación consiste en depositar una capa dieléctrica de 7 μm de espesor de BCB sobre el revestimiento de cobre del sustrato. Se comienza con de la aplicación del BCB en la cara donde se encuentra el cobre donde se expusieron, revelaron y atacaron las máscaras 1 y 2. Después de depositar la resina se centrifuga en el Spinner para su expansión completa a toda la cara y su secado. Después, se hace un proceso de horneado durante 2 horas aproximadamente.

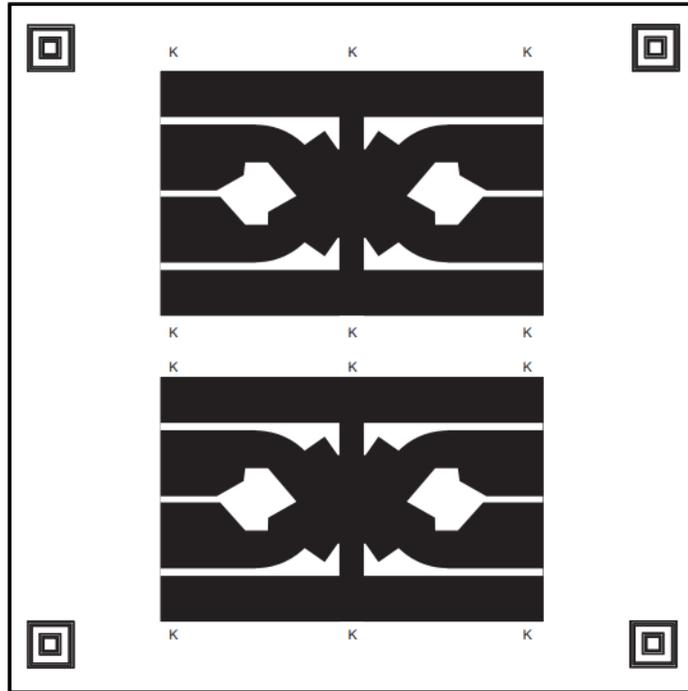


Figura 4. 10. Máscara 3: Depósito de BCB.



Figura 4. 11. Horno.

La Figura 4. 12 muestra el resultado final de esta tercera etapa de fabricación, observándose el diseño deseado.



Figura 4. 12. Depósito de BCB.

4.2.5 Depósito de cobre

Para formar las líneas de polarización se necesita el depósito de una película de cobre con un grosor de 1 μm . En nuestro laboratorio se emplea la técnica de Sputtering para lograr dicha capa.

La técnica de depósito conocida como “Sputtering” o erosión catódica, se encuentra dentro de los métodos más nobles para la obtención de materiales con características específicas, esto por su reproducibilidad, escalabilidad y versatilidad de procesos que se pueden realizar en este sistema. Es una técnica de depósito por pulverización física. Esencialmente, se basa en el bombardeo intenso de un material (blanco de sputtering) con los iones producidos en una descarga eléctrica en forma de plasma.

Para el proceso normal de depósito por “Sputtering”, la cámara principal, donde se realiza el depósito de materiales para la realización del proyecto se utilizó el material cobre, se

evacua hasta alcanzar un alto vacío, comúnmente una presión menor a 1×10^{-6} Torr. El Sputtering utiliza una bomba mecánica y una bomba turbo molecular para alcanzar esta presión base. Primeramente, se realiza un prevacío con la bomba mecánica que alcanza 10^{-3} Torr y luego comienza a trabajar la bomba turbo molecular hasta lograr 10^{-6} Torr de vacío. La máquina inicialmente se activa en un ambiente de oxígeno, por lo que se purgan tres veces las tuberías con el gas de argón para eliminar todo resto de oxígeno. Luego de esto, puede comenzar la etapa de depósito, donde un gas ionizante, en este caso argón, fluye dentro de la cámara. En esta etapa, tanto la presión, como el flujo de argón se regulan hasta alcanzar presiones, en el orden de los mTorr, el argón es el que va a formar el plasma. Cabe destacar que al alcanzar un alto vacío dentro de la cámara es importante para reducir las presiones parciales de gases de elementos no deseables y que potencialmente puedan contaminar los materiales que se están depositando.

La técnica de depósito Sputtering es considerada como técnica de depósito físico en fase de vapor. El principio físico de operación de un sistema Sputtering, consiste en la generación de un plasma, el cual se va a obtener al aplicar una diferencia de potencial entre un cátodo y un ánodo, posteriormente, los electrones que se encuentran en el gas argón, que en este punto ya están dentro de la cámara principal, son acelerados en dirección contraria al cátodo, lo que causa colisiones de estos electrones con los átomos de argón. Estas colisiones generan repulsión electrostática, y promueven la ionización de dicho gas, debido a la remoción de electrones de los átomos de este gas. Comúnmente, el cátodo se encuentra en contacto con el material que se depositará y el ánodo se encuentra conectado a la cámara del Sputtering comportándose como tierra eléctrica. En este punto, los iones cargados positivamente son acelerados hacia el cátodo, que está cargado negativamente, lo que ocasiona colisiones de alta energía en la superficie del target, y cada una de estas colisiones, propicia que átomos de la superficie del material sean erosionados con la suficiente energía cinética para que estos viajen desde el target y se depositen en un sustrato, todo esto, en vacío dentro de la cámara de depósito.

Para el depósito se tuvieron en cuenta los siguientes parámetros que se muestran en la Tabla 4. 4.

Tabla 4. 4. Parámetros para depósito de cobre.

Parámetro	Valores
Presión de vacío	$P_v=2.5 \text{ uT}$
Presión de depósito	$P_D=6 \text{ mT}$

Tiempo de depósito	$t_D=60$ min
Potencia de depósito	$P_{ot_D}=20$ W
Sputtering	SP 1 pulgada

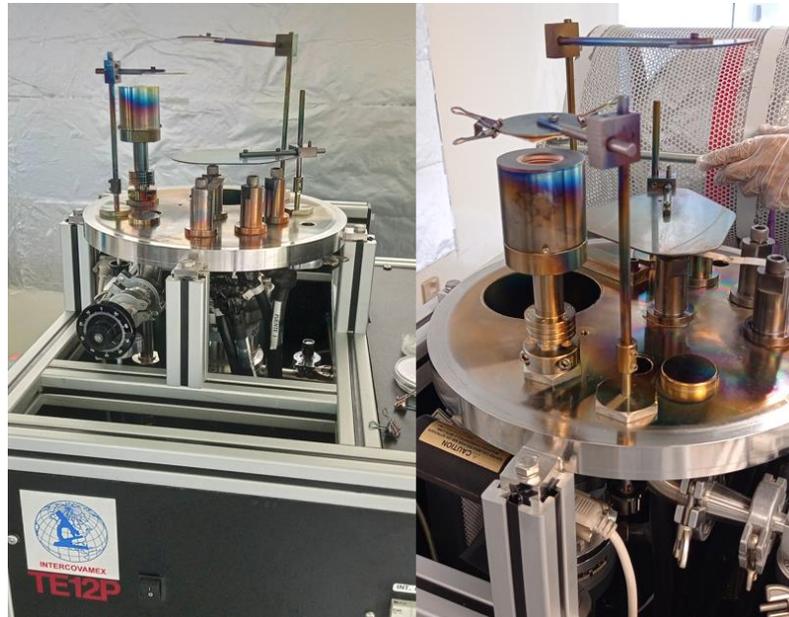


Figura 4. 13. Cámara de vacío para la técnica de Sputtering.



Figura 4. 14. Bomba mecánica y una bomba turbo molecular.

La presión es uno de los parámetros más delicados en un sistema Sputtering, pues se requiere mantener los valores de presión óptimos alrededor de 6 mTorr. En el caso de la máquina con la que contamos en nuestro laboratorio es de tipo manual, por lo que se debe estar muy pendiente al valor de la presión de depósito ya que se puede perder el plasma. Se realizó un depósito en un tiempo real de 45 minutos, obteniendo un grosor de la capa de cobre de aproximadamente 855 nm. La Figura 4. 15 muestra el resultado obtenido con el depósito de cobre.



Figura 4. 15. Depósito de cobre.

Teniendo esto se procede al ataque del cobre con el mismo procedimiento utilizado anteriormente, pero esta vez se realizará el grabado de la máscara 4, que se muestra en la Figura 4. 16. Se aplica el material fotorresistivo en la cara donde se realizó el depósito de cobre. Después de depositar la resina se centrifuga en el Spinner para su expansión completa a toda la cara y su secado, se depositaron 4 μm . Luego de aplicar la fotorresina y secar, se debe hornear durante 5 minutos a una temperatura de 100°C a 110°C, se debe estar pendiente a que no sobrepase estos márgenes de temperatura y que sea exactamente este tiempo de horneado. Luego se deja en reposo por un mínimo de 5

minutos a temperatura ambiente. Luego se alinea y se centra la máscara ya montada en el cristal y la oblea para la exposición de la luz ultravioleta por un tiempo de 65 segundos.

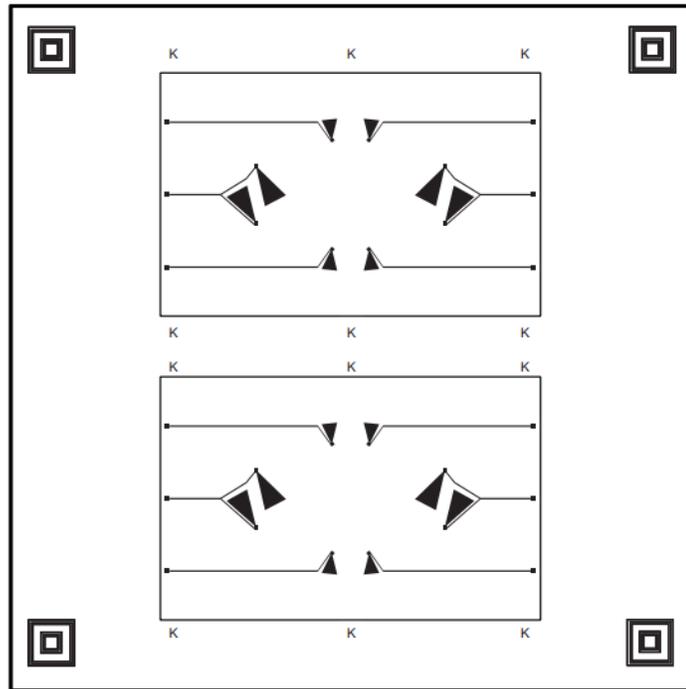


Figura 4. 16. Máscara 4: Depósito de cobre.

El siguiente paso es revelar, luego de la exposición a la luz ultravioleta, por lo que se introduce la oblea en un líquido revelador a una temperatura exacta de 30°C. La exposición al líquido de revelado se hace durante 2 minutos y 45 segundos. Al sacarlo del revelado se lava dos veces en agua bidestilada y pasa a centrifugarse para secado en el Spinner, hasta este punto ya se visualiza si el revelado tuvo éxito ya que en la oblea se distingue la forma diseñada. Luego pasa por el líquido de ataque, para el mismo se prepara una mezcla de 15% de peróxido de hidrógeno, 15% de ácido clorhídrico y 70% de agua. La oblea se expone aproximadamente 6 segundos en la mezcla. Luego se enjuaga en agua y se seca nuevamente en el Spinner. En la Figura 4. 17 se muestran los utensilios para horneado, revelado y ataque. Luego se realizan dos enjuagues en acetona y dos enjuagues en agua para quitar la fotorresina que estaba adherida y se vuelve a secar en el Spinner, y se comprueba a detalle que tenga la forma deseada. muestra el resultado de este proceso.

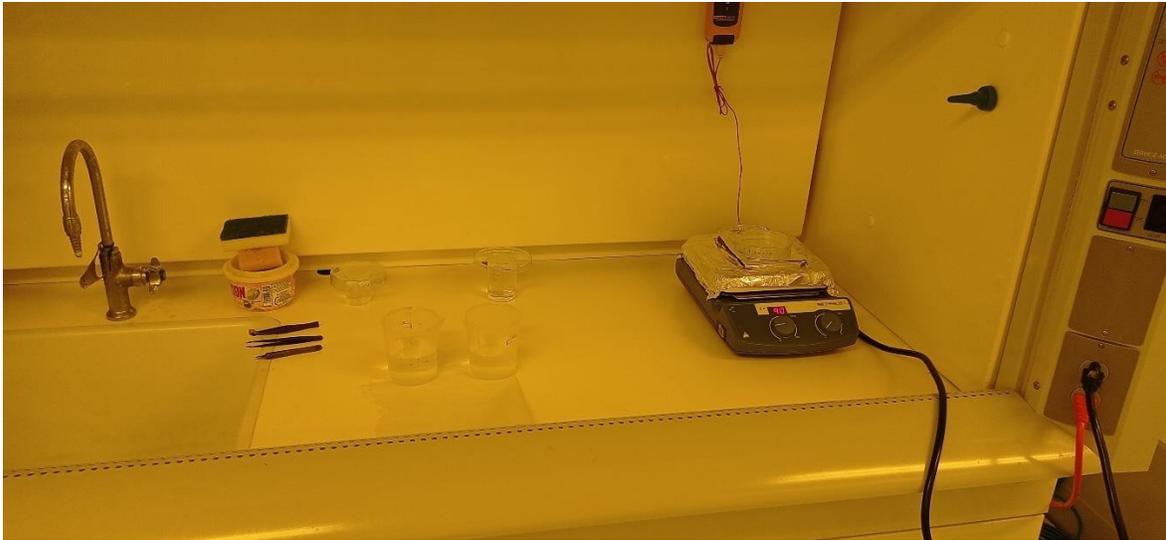


Figura 4. 17. Utensilios de horneado, revelado y ataque.



Figura 4. 18. Ataque de cobre.



Figura 4. 19. Fotografías tomadas en el microscopio de la oblea una vez realizado el ataque de cobre.

4.3 Proceso de soldado de diodos varactores

Para el soldado de los dos diodos varactores MAVR-044769-1279 se cuenta con una microsoldadora de la marca HYBOND, modelo 572A, la cual tiene integrada una placa de calentamiento, un electrodo para soldar, una palanca de ajuste y direccionamiento y un microscopio LEICA S6 como se muestra en la Figura 4. 20.

Primero se estañan las terminales especificadas en el diseño donde estarán montados los diodos varactores. Luego con la ayuda del microscopio se colocan los diodos en el lugar exacto de las terminales y la placa se calienta a una temperatura entre 200° a 220°. Una vez que estén soldados los diodos se retira la oblea de la placa para que se enfríe. Para auxiliarnos en la soldadura contamos con el electrodo que tiene el equipo para soldar de manera puntual. En la Figura 4. 21 se muestra la oblea con los ocho diodos soldados.



Figura 4. 20. Proceso de sodado de los diodos varactores en la microsoldadora.

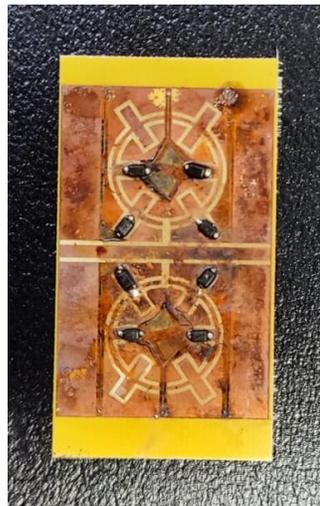


Figura 4. 21. Oblea con los ocho diodos soldados.

Para finalizar se deben soldar los conectores SMA a los puertos 1 y 2 del circuito como se observa en la *Figura 4. 22* para poder conectarlo al Analizador de Redes para la medición de los resultados.



Figura 4. 22. Soldadura de los conectores SMA en los puertos del circuito.

4.4 Medición y caracterización

Para la medición de los resultados contamos en el departamento con el Analizador de Redes P9371A de Keysight Technologies como se muestra en la Figura 4. 23. Este analizador cuenta con un rango de frecuencia de prueba de 300 KHz a 6.5 GHz.



Figura 4. 23. Medición utilizando el Analizador de Redes P9371A de Keysight Technologies.

La Figura 4. 24 muestra los resultados de la medición del circuito físico en el Analizador de Redes sin polarización. Se puede observar que se obtiene una frecuencia de resonancia en 2.2 GHz. El circuito se comportó de manera inestable para la medición debido a algunos problemas presentados en la fabricación. En particular se suponen fallas en la interconexión de los diodos con la película de cobre que pudieran estar evitando la adecuada carga reactiva de los anillos. Esto explicaría la aparición de resonancias a frecuencias más altas que las de diseño.

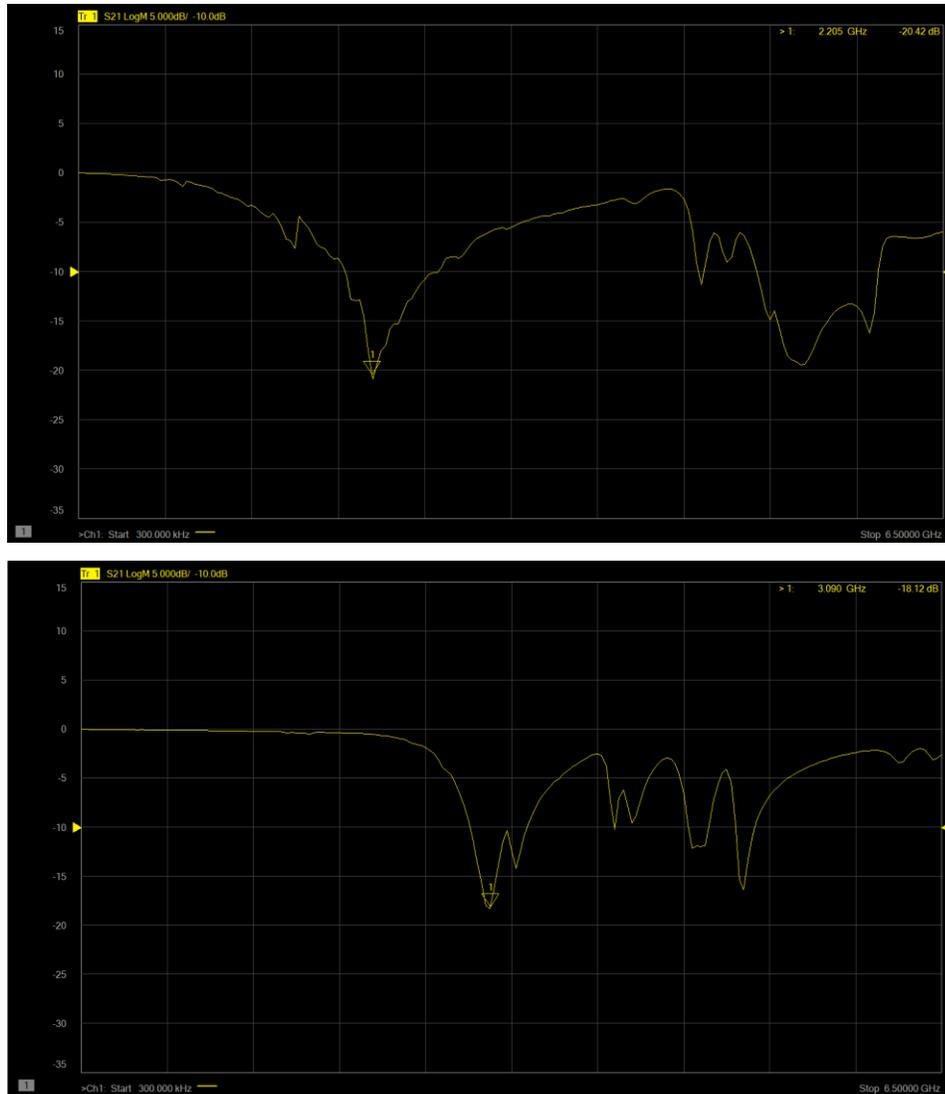


Figura 4. 24. Coeficiente de transmisión S21 obtenido de la medición del circuito físico en el Analizador de Redes.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

El objetivo principal planteado inicialmente fue diseñar filtros basados en la técnica de plano de tierra defectuoso con geometrías multiresonantes sintonizables y/o reconfigurables con características de alta rapidez de conmutación, bajas pérdidas de inserción, alta razón de reconfiguración y bajo costo, satisfaciendo así las altas demandas de operación en los sistemas de comunicaciones. Mediante el proyecto realizado se arribó a las siguientes conclusiones:

- Se diseñaron y simularon filtros con geometrías multiresonantes reconfigurables y/o sintonizables.
- Se propusieron nuevas geometrías de celdas unitarias con dispositivos electrónicos de control integrables para desarrollar filtros con las características descritas en el objetivo principal.
- Se utilizaron herramientas de simulación de alto rendimiento y precisión para los dispositivos de alta frecuencia como el CST STUDIO SUITE, donde se diseñó el prototipo 3D de dichos filtros y se obtuvieron las gráficas con las respuestas correspondientes.
- Se verificó con los resultados arrojados del análisis del campo eléctrico y las corrientes superficiales que entre los dos anillos existía un fuerte acoplamiento mutuo que no permitía el control individual de las frecuencias de resonancia, debido a esto se decidió colocar las cargas reactivas en otra posición donde no existiera una fuerte excitación del campo eléctrico ni una alta concentración de las corrientes superficiales.
- Se comprobó también con el análisis que los anillos debían estar conectados por lo que se agregó a la estructura una vía de conexión a la segunda ranura abriendo así un camino para el correcto flujo de la corriente.
- Se propuso el modelo de circuito equivalente para describir y modelar las propiedades eléctricas del circuito considerando la interconexión electromagnética entre los elementos y tomando en cuenta los modelos de los dispositivos

electrónicos para el análisis y la optimización de las estructuras, para el que se empleó el software ADS- *Advanced Design System*.

- Se verificó que el modelo eléctrico equivalente es correcto con la comparación de los resultados obtenidos con ambos diseños tanto el modelo 3D como el modelo de circuito equivalente, lográndose un ajuste de las frecuencias de resonancia en las curvas y los resultados obtenidos se acercan bastante a los obtenidos en la simulación del modelo 3D.
- Se obtuvo un prototipo de diseño con algunas características deseadas inicialmente.
- Se empleó el Software de diseño gráfico profesional CoreIDRAW® Graphics Suite para el diseño de las máscaras utilizadas en el proceso fotolitográfico para la fabricación del filtro.
- Se utilizó para la fabricación del diseño el Proceso de Fabricación de Circuito Flexible, proceso propio del Departamento de Electrónica y el centro de Diseño UNAMems, de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM).
- Se obtuvo el diseño de un filtro compacto supresor de banda sintonizable de dos bandas con el empleo de estructuras defectuosas en el plano de tierra de una línea coplanar y diodos varactores como cargas reactivas para lograr dicha sintonización, comparados con los trabajos anteriores la mayoría son de una sola banda y los de dos bandas no emplean este tipo de estructuras defectuosas.

Recomendaciones

- Continuar el estudio de las estructuras DGS para poder implementar diseños similares al obtenido en este trabajo con otras geometrías.
- Culminar con el proceso de fabricación y caracterización de la estructura para poder comparar los resultados obtenidos. Se buscará volver a fabricar usando un sustrato con un depósito de cobre más grueso, pues durante el proceso de fabricación el grosor resultante del cobre que forman los anillos y la línea coplanar después del decapado y del ataque húmedo quedaron demasiado delgados. Asimismo, también se llevará a cabo un rediseño de las máscaras de fabricación para evitar corto circuitos entre las líneas de polarización y la geometría de los anillos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Y. Guo, J. Zhang, C. Wang y H. Wu, «High-Q Dual-band EBG Filter with Two Independently Tunable Passbands,» China, 2018.
- [2] I. Shahid, D. Thalakituna, D. K. Karmokar, S. J. Mahon y M. Heimlich, «Periodic Structures for Reconfigurable Filter Design,» *IEEE Microwave Magazine*, 2021.
- [3] S. Y. C. J. R. C. a. X. G. H. H. B. Lou, «Analysis of Tuning Range and Quality Factor Characteristics and Its Application to Tunable Bandstop Filter,» *IEEE*, 2021.
- [4] S. Mehdi Mirebrahimi, M. Dousti y S. Afrang, «MEMS tunable filters based on DGS and waveguide structures: a literature review,» *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, p. 141–164, 2021.
- [5] Y. Prokopenko, A. Chernov y G. A. E. Vandenbosch , «Continuously Tunable Band-stop Filter Based on Coplanar Waveguide with Defected Ground Structure,» pp. 187-189, 2017.
- [6] E. ANDREA CASU, A. A. MÜLLER, M. FERNÁNDEZ-BOLAÑOS, A. FUMAROLA, A. KRAMMER, A. SCHÜLER y A. M. IONESCU, «Vanadium Oxide Bandstop Tunable Filter for Ka Frequency Bands Based on a Novel Reconfigurable Spiral Shape Defected Ground Plane CPW,» vol. 6, pp. 12206-12212, 2018.
- [7] W. C. S. R. P. Y. C. A. M. I. a. Y. F. K. Song, «Compact wide-frequency tunable filter with switchable bandpass and bandstop frequency response,» *IEEE*, vol. 7, pp. 47503-47508, 2019.
- [8] Z. ZENG, S. JAMMY CHEN y C. FUMEAUX, «A Reconfigurable Filter Using Defected Ground Structure for Wideband Common-Mode Suppression,» *IEEE*, vol. 7, pp. 36980-36990, 2019.
- [9] Q. Li, X. Chen, P.-L. Chi y T. Yang, «Tunable Bandstop Filter Using Distributed Coupling Microstrip Resonators with Capacitive Terminal,» *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 30, n° 1, pp. 35-38, 2020.

- [10] S. M. D. M. & A. S. Mirebrahimi, «High-Q CPW tunable band-stop filter using DGS and comb-line resonator with RF-MEMS varactors,» *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 48, p. 1436–1449, 2020.
- [11] Y. LIU, L. LIU, C. LIANG y I. MAJID, «Compact Planar Tunable Filter With Constant Absolute Bandwidth and Wide-Frequency Tuning Range Using DGS Coupling Structure,» *IEEE*, vol. 9, 2021.
- [12] A. Bandyopadhyay, P. Sarkar y R. Ghatak, «A Bandwidth Reconfigurable Bandpass Filter for Ultra-Wideband and Wideband Applications,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 2022.
- [13] L. M. C. W. Z. D. J. Y. a. Q. G. N. Zhang, «A switchable bandpass filter employing RF MEMS switches and open-ring resonators,» *IEEE Trans. Electron. Devices*, vol. 64, n° 8, p. 3377–3383, 2017.
- [14] S. X. Z. a. Q. X. C. Z. H. Chen, «Dual-Band Reconfigurable Bandstop Filter with Independently Controlled Stopbands and Constant Absolute Bandwidths,» *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, p. 926–928, 2017.
- [15] H. T. a. E. H. Y. Kasahara, «Band-selectively tunable electromagnetic bandgap structures with open-circuit lines and variable capacitors,» *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 27, n° 7, p. 615–617, 2017.
- [16] H. A. I, M. S y M. P, «Reconfigurable Band Stop Filter Using Slotted Elliptical Patch Resonator with Defected Ground,» *IEEE*, 2021.
- [17] R. N. SIMONS, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [18] G. Daryanani, *Principles of active network synthesis and design*, 1976.
- [19] V. Crnojević -Benjin, *Advances in Multi-Band Microstrip Filters*, 2015.
- [20] L. H. Weng, Y. C. Guo, X. W. Shi y X. Q. Chen, «AN OVERVIEW ON DEFECTED GROUND STRUCTURE,» *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 7, p. 173–189, 2008.
- [21] M. Kumar Khandelwal, B. Kumar Kanaujia y S. Kumar, «Defected Ground Structure: Fundamentals, Analysis, and Applications in Modern Wireless Trends,» *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017.

- [22] A. Balalem, A. R. Ali, J. Marchac y e. al., «Quasi-elliptic microstrip lowpass filters using an interdigital DGS slot,» *IEEE Microwave Compon. Lett.*, vol. 17, n° 8, pp. 586-588, 2007.
- [23] J. K. Xiao, S. W. Ma y S. L. Zhang, «Novel compact split ring stepped-impedance resonator (SIR) bandpass filtes with transmission zeros,» *Progress In Electromagnetics Research*, pp. 329-339, 2007.
- [24] S. K. Parui y S. Das, «Performance enhancement of microstrip open loop resonator band pass filter by defected ground structures,» *Conf. Proc. IEEE Int. Workshop Antenna Technol. Small Smart Antennas Metamater. Applic.*, p. 483–486, 2007.
- [25] G. M. Yang, R. Jin y e. al., «Ultra-wideband bandpass filter with hybrid quasi-lumped elements and defected ground structure,» *IET Microwaves Antennas Propag.*, vol. 1, n° 3, p. 733–736, 2007.
- [26] C. J. Wang, S. Y. Chen y Y. C. Lin, «Improvements of microstrip loop filters,» *IEEE Int. Workshop Anti-counterfeiting Secur. Identif.*, p. 40–43, 2007.
- [27] D. B. Schlieter y R. M. Henderson, «Silicon Integrated Defected Ground Structures,» *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 92-95, 2010.
- [28] V. Software, «SourceForge,» 1999. [En línea]. Available: <https://wcalc.sourceforge.net/cgi-bin/coplanar.cgi>.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

DGS	<i>Defected ground structure</i> (Defectos en el plano de tierra)
EM	Electromagnéticas
ADS	<i>Advanced Design System</i>
CST	Tecnología de Simulación en Computadora <i>Studio Suite</i> – <i>CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS)</i> ™
EMC	Compatibilidad electromagnética
MEMS	<i>Microelectromechanical Systems</i> (Sistemas microelectromecánicos)
RF-MEMS	Sistemas Microelectromecánicos de Radiofrecuencia
SDRs	Radios Definidos por Software
PBG	<i>Photonic Band-gap</i> (Banda Prohibida Fotónica)
EBG	<i>Electromagnetic band-gap</i>
CPW	<i>Coplanar waveguide</i> (Guía de onda coplanar)
UWB	Banda ultra ancha
WB	Banda ancha
OSSLR	Resonador con stub en circuito abierto de impedancia escalonada
SSSLR	Resonador con stub en corto circuito de impedancia escalonada
DB-BSF	Filtro de supresor de banda dual
WB-BSF	Filtro de supresor de banda de banda ancha
MIC	Circuitos integrados de microondas
MMIC	Circuitos integrados de microondas monolíticos
HPDGS	<i>Horizontally periodic DGS</i> (DGS periódico horizontal)
VPDGS	<i>Vertically periodic DGS</i> (DGS periódica vertical)
UV	Ultravioleta