REDUCCIÓN DE TAMAÑO DE UNA ANTENA A 2.45 GHZ IMPLEMENTADA EN TECNOLOGÍA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE)

KATHERINE ALEXANDRA GONZÁLEZ RINCÓN

REALIZADO CON LA DIRECCIÓN DE:

HÉCTOR FABIAN GUARNIZO MÉNDEZ

UNIVERSIDAD EL BOSQUE
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
JUNIO, 2021

UNIVERSIDAD EL BOSQUE

FACULTAD DE INGENIERÍA

PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ÁREA DE ÉNFASIS: TELECOMUNICACIONES

REDUCCIÓN DE TAMAÑO DE UNA ANTENA A 2.45 GHZ IMPLEMENTADA EN TECNOLOGÍA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE)

KATHERINE ALEXANDRA GONZÁLEZ RINCÓN

REALIZADO CON LA DIRECCIÓN DE:

HÉCTOR FABIAN GUARNIZO MÉNDEZ

NOTA DE SALVEDAD

Según el artículo 37 del 14 de diciembre de 1989 del acuerdo 017, “La Universidad El Bosque, no se hace responsable de los conceptos emitidos por los investigadores en su trabajo, solo velará por el rigor científico, metodológico y ético del mismo en aras de la búsqueda de la verdad y la justicia”.

RESUMEN

Entre los tratamientos de cáncer actualmente utilizados se encuentra el tratamiento con hipertermia con ondas electromagnéticas, este tratamiento consiste en el uso de radiación para elevar la temperatura de un tumor a temperatura entre 39 °C a 45 °C con el fin de detener el proceso de reproducción celular del tumor, esta es la razón por la cual las universidades Nacional, San Buenaventura y El Bosque, están encaminando un proyecto titulado *Estudio de la propagación de los campos electromagnéticos dentro de una mama en un proceso de hipertermia.*

El aporte de este proyecto de grado consiste en la reducción del tamaño de una antena a 2.45 GHz implementado en tecnología SIW. En la primera parte del desarrollo del proyecto, a partir del estado del arte se elegirán dos metodologías de reducción. Los principios de operación de estas dos tecnologías serán analizados e implementados en el software HFSS y se elegirá una de ellas. Finalmente, la metodología elegida será utilizada para la reducción de la antena a 2.45 GHz implementado en tecnología SIW.

Palabras claves: Antena, Miniaturización, tecnología SIW.

ABSTRACT

Among cancer treatments currently used is treatment with hyperthermia with electromagnetic waves, the treatment for cancer involves the use of radiation to raise the temperature of a tumor at a temperature between 39 °C to 45 °C in order to stop the process of cellular reproduction of the tumor, this is the reason why the National, San Buenaventura and El Bosque universities are conducting a project entitled Study of the propagation of electromagnetic fields within a breast in a hyperthermia process.

The contribution of this degree project consists in reducing the size of an antenna to 2.45 GHz implemented in SIW technology. In the first part of the development of the project, based on the state of the art, two reduction methodologies will be chosen. The operating principles of these two technologies will be analyzed and implemented in the HFSS software and one of them will be chosen. Finally, the chosen methodology will be used for the reduction of the 2.45 GHz antenna implemented in SIW technology.

Keywords: Antenna, Miniaturization, SIW technology.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

SIW (Substrate Integrated Waveguide): Estructura donde se integra una guía de onda sobre un substrato microstrip, cuyas paredes laterales están constituidas por dos arrays lineales de vías conductoras. (definición tomada de [1])

CPW (Coplanar Waveguide): La guía de onda coplanar es un tipo de línea de transmisión electromagnética plana que se puede fabricar utilizando tecnología de placa de circuito impreso y se utiliza para transmitir señales de frecuencia de microondas. (definición tomada de [2])

[1] Lopez, Esparza Nuria, "Estudio de sonsas de campo cercano basadas en estructuras SIW", Oviedo, 2013, pp 6.

[2] https://es.qaz.wiki/wiki/Coplanar_waveguide

LISTA DE SIMBOLOS

$\boldsymbol{f_0}$ Frecuencia de resonancia

$\boldsymbol{\lambda}$ Longitud de onda en vacío

m son los subíndices que acompañan al modo TE_{mn} (transversal eléctrico) en dirección x

n los subíndices que acompañan al modo TE_{mn} (transversal eléctrico) en dirección y

c Es la velocidad de la luz

σ Es la conductividad del metal

$\boldsymbol{\mu}$ Permeabilidad magnética.

μo Es la permeabilidad del vacío

$\boldsymbol{\epsilon}$ Permitividad eléctrica

$\boldsymbol{\epsilon_r}$ Permitividad eléctrica relativa

η Es la impedancia intrínseca del medio

$\boldsymbol{\beta_{mn}}$ Es la constante de propagación

$\boldsymbol{\lambda_g}$ Es la longitud de onda guiada.

$\boldsymbol{k}$ Es el número de onda

$\boldsymbol{Z_0}$ Impedancia característica

$\mathbf{H_0}$ Es el campo magnético de la cavidad

$\boldsymbol{E_0}$ Es el campo eléctrico de la cavidad

$\boldsymbol{\omega_0}$ Es la frecuencia de resonancia original de la cavidad

$\boldsymbol{\omega}$ Frecuencia angular

$\Delta \boldsymbol{W_m}$ Es el cambio en la energía magnética almacenada después de la perturbación

$\Delta \boldsymbol{W_e}$ Es el cambio en la energía eléctrica almacenada después de la perturbación

$\boldsymbol{W_m}$ Energía magnética total almacenada en la cavidad

$\boldsymbol{W_e}$ Energía eléctrica total almacenada en la cavidad

LISTA DE ABREVIATURAS

SIW (Substrate Integrated Waveguide)

GP (Gap Waveguide)

CPW (Coplanar Waveguide)

TE (Transversal Eléctrico)

TM (Transversal Magnético)

TEM (Transversal Electromagnético)

dB (Decibel)

BW (Ancho de Banda)

D (Directividad)

G (Ganancia)

P_T (Potencia transmitida)

P_R (Potencia recibida)

P_i (Potencia incidente)

P_r (Potencia reflejada)

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN……17

1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA……...18

1.1 Antecedentes y Estado del Arte 18

1.1.1 Nivel Internacional 18

1.1.2 Nivel Nacional 21

1.2 Descripción y Formulación del Problema 24

1.3 Justificación 24

1.4 Objetivos 25

1.4.1 Objetivo general 25

1.4.2 Objetivos específicos 25

1.5 Alcance y limitaciones del proyecto 25

2 MARCO DE REFERENCIA……...25

2.1 Líneas de transmisión 25

2.2 Parámetros de Antenas 26

2.2.1 Patrón de radiación 26

2.2.2 Tipos de Diagrama de Radiación 27

2.2.3 Regiones de Campo 28

2.2.4 Directividad 29

2.2.5 Ganancia 30

2.2.6 Ancho de banda 30

2.2.7 Polarización 30

2.2.8 Parámetros de dispersión (Parámetros S) 32

2.3 Guías de onda 32

2.4 Cavidad 34

2.5 Tecnología 39
2.6 Medición patrón de radiación (técnica de 2 antenas) 42
3 DESARROLLO PROYECTO DE GRADO…….43
3.1 Diseño Cavidad.....44
3.1.1 Selección del modo de operación de la guía de onda 44
3.1.2 Selección modo de resonancia.....45
3.1.3 Frecuencia de Corte y Dimensiones Físicas de la Cavidad 47
3.1.4 Diseño de las paredes laterales (tecnología SIW) de la cavidad 51
3.2 Diseño línea CPW (Coplanar Waveguide).....54
3.3 Diseño Antena Ranura 57
3.4 Transición Línea microcinta a CPW.....61
4 Perturbación de cavidad.....66
5 Alternativa de Miniaturización.....75
6 Antena a 2.45GHz original.....81
4 RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS……84
5 CONCLUSIONES……88
6 RECOMENDACIONES……...88
7 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS…….89
8 ANEXOS……..94

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Métodos de miniaturización. 23
Tabla 2. Dimensiones cavidad 53
Tabla 3. Dimensiones CPW 56
Tabla 4. Dimensiones antena ranura 60
Tabla 5. Dimensiones línea microcinta 62
Tabla 6. Dimensiones antena 65
Tabla 7. Dimensiones miniaturización 67
Tabla 8. Dimensiones antena 69
Tabla 9. Dimensiones miniaturización alternativa 78
Tabla 10. Dimensiones cavidad original 81
Tabla 11. Dimensiones línea microcinta 87

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Tipos de líneas de transmisión. [31].....26

Figura 2. Patrón de radiación [32] 27

Figura 3. Tipos de diagrama de radiación [33].....27

Figura 4. Distribución regiones de campos [34].....29

Figura 5. Diagramas de polarización (a) lineal, (b) circular y (c) elíptica [35] 31

Figura 6. Cavidad rectangular perturbada por un bloque dieléctrico delgado.[39] 35

Figura 7. (a) Cavidad original (b) Cavidad perturbada [39] 35

Figura 8. Cavidad rectangular perturbada por un poste en la pared superior. [39] 38

Figura 9. Estructura de una SIW.[41] 40

Figura 10. Medición orificios antena SIW. [47].....40

Figura 11. Antena plana [42] 41

Figura 12. Sistema de dos antenas que ilustra la fórmula de transmisión de Friis.(tomado de [43]) 42

Figura 13. Configuración de la guía en función de la frecuencia de corte (fc) y los modos de propagación. 45

Figura 14. Perdidas en la pared metálica en función de la frecuencia y del modo de resonancia $TE10L$ 47

Figura 15. Dimensiones cavidad.....48

Figura 16. Proximidad de los modos en relación con el modo $TE101$ para la cavidad en función de la diferencia $f0 - fc: f0 = 5GHz$. 49

Figura 17. Proximidad de los modos en relación con el modo $TE101$ y los modos más próximos en función de la diferencia $f0 - fc: 2.93GHZ, f0: 5GHz$. 50

Figura 18. Ancho y alargo en función de la diferencia $f0 - fc: 2.93GHz$.....51

Figura 19. Radio y distancia entre pines.....52

Figura 20. Vista isométrica de la cavidad.....53

Figura 21. Vista frontal de la cavidad.....53

Figura 22. Cavidad CPW 54
Figura 23. Vista isométrica cavidad con CPW 56
Figura 24. Vista frontal cavidad con CPW 56
Figura 25. Respuesta parámetro S1,1 cavidad con CPW 57
Figura 26. Modelo teórico antena ranura 58
Figura 27. Vista isométrica cavidad, ranura con CPW 59
Figura 28. Vista frontal cavidad, ranura con CPW 59
Figura 29. Vista isométrica posterior cavidad, ranura con CPW 59
Figura 30. Vista posterior cavidad, ranura con CPW 59
Figura 31. Respuesta parámetro S1,1 cavidad con CPW-antena ranura 61
Figura 32. Vista isométrica línea microcinta 62
Figura 33. Vista frontal línea microcinta 62
Figura 34. Respuesta parámetro S11 de la línea microcinta. 63
Figura 35. Vista isométrica transición CPW a línea microcinta 64
Figura 36. Vista frontal transición CPW a línea microcinta 64
Figura 37. Vista isométrica posterior transición CPW a línea microcinta 64
Figura 38. Vista posterior transición CPW a línea microcinta 64
Figura 39. Respuesta en frecuencia de la cavidad, antena ranura y transición CPW a línea microcinta. 65
Figura 40. Vista frontal capacitor, poste 67
Figura 41. Vista isométrica capacitor, poste 67
Figura 42. Distribución del campo eléctrico en la cavidad 68
Figura 43. Vista isométrica antena 69
Figura 44. Vista frontal antena 69
Figura 45. Vista posterior isométrica antena 70
Figura 46. Vista posterior antena 70
Figura 47. Respuesta en frecuencia antena miniaturizada con muro 70

Figura 48. Vista isométrica antena 71
Figura 49. Vista frontal antena 71
Figura 50. Vista isométrica posterior antena 72
Figura 51. Vista posterior antena.....72
Figura 52. Respuesta en frecuencia antena miniaturizada SIW.....72
Figura 53. Patrón de radiación antena miniaturizada a 2.45GHz 73
Figura 54. Patrón de radiación 3D antena miniaturizada a 2.45GHz Plano E.....73
Figura 55. Patrón de radiación 3D antena miniaturizada a 2.45GHz plano H 73
Figura 56. Patrón de radiación antena miniaturizada a 2.45GHz plano E.....74
Figura 57. Patrón de radiación antena miniaturizada a 2.45GHz plano H 74
Figura 58. Vista frontal antena modo cuarto 76
Figura 59. Vista frontal antena modo cuarto 76
Figura 60. Respuesta en frecuencia parámetro (S(1,1)) alternativa miniaturización.....*76*
Figura 61. Vista frontal antena modo cuarto 77
Figura 62. Vista frontal antena modo cuarto 77
Figura 63. Dimensiones antena original modo cuarto 78
Figura 64. Dimensiones antena miniaturizada modo cuarto.....78
Figura 65. Respuesta en frecuencia parámetro (S11) alternativa de miniaturización 79
Figura 66. Respuesta en frecuencia antena alternativa miniaturizada vs original 80
Figura 67. Vista isométrica antena original 81
Figura 68. Vista frontal cavidad original 81
Figura 69. Vista isométrica trasera antena original 81
Figura 70. Vista trasera antena original 81
Figura 71. Respuesta en frecuencia antena original (S(1,1)) 82
Figura 72. Patrón de radiación antena original 83
Figura 73. Patrón de radiación antena original plano E.....83
Figura 74. Patrón de radiación antena original plano H 83

Figura 75. Patrón de radiación cavidad original campo E 84
Figura 76. Patrón de radiación cavidad original campo H 84
Figura 77. Respuesta en frecuencia antena miniaturizada vs antena original 85
Figura 78. Patrón de radiación antena original plano E 86
Figura 79. Patrón de radiación antena miniaturizada plano E 86
Figura 80. Patrón de radiación antena original plano E 87
Figura 81. Patrón de radiación antena miniaturizada plano E 87
Figura 82. Paramétrico del movimiento de la ranura 94
Figura 83. Paramétrico del largo de la línea CPW 94
Figura 84. Archivo gerber tapa 95
Figura 85. Archivo gerber tierra 96
Figura 86. Archivo para perforaciones 97

INTRODUCCIÓN

En Colombia la incidencia de cáncer de mama en mujeres (por 100.000 personas) fue del 13.376 en el 2018 y la mortalidad por tumor maligno de mama fue de 11.900 [1]. En la actualidad existen varios tratamientos para el cáncer, entre ellos la hipertermia con ondas electromagnéticas. La hipertermia es definida como el aumento de la temperatura corporal por encima de 40°C a 45°C, ya sea por medios externos, por problemas en los sistemas de evacuación de calor del cuerpo o inducida con propósitos médicos para tratar enfermedades entre estas el cáncer [2]. El tratamiento de cáncer mediante hipertermia con ondas electromagnéticas tiene el fin de detener el proceso de reproducción celular del tumor y así buscar mejorar la calidad de vida de las personas, desarrollando aplicadores más eficientes y de esta forma mejorar la eficiencia del tratamiento de cáncer.

El grupo de investigación *de Electromagnetismo, Salud y Calidad de vida* del programa de Ingeniería Electrónica (Universidad El Bosque), el grupo de investigación EMC-UN (Universidad Nacional de Colombia, sede Bogotá) y el grupo de investigación ***Solsytec*** (Universidad de San Buenaventura) están desarrollando un proyecto titulado "*Estudio de la propagación de los campos electromagnéticos dentro de una mama en un proceso de hipertermia"*. En la fase I de este macroproyecto en la Universidad El Bosque en semestres pasados fueron desarrollados dos antenas, una en tecnología ***SIW*** (***Substrate Integrated Waveguide*)** y la otra en tecnología ***GP*** (***Gap Waveguide***). Los prototipos desarrollados en las tecnologías ***SIW*** y ***GP*** fueron modelados en el software de simulación HFSS. Dentro de los objetivos de la fase II de este macroproyecto de investigación, se encuentra la reducción del tamaño de los dos prototipos desarrollados en tecnología ***SIW*** (***Substrate Integrated Waveguide***) y en tecnología ***GP*** (***Gap Waveguide***).

El objetivo de este proyecto es reducir el tamaño de la antena a 2.45GHz desarrollada en tecnología ***SIW***, el cual tendrá el propósito de ser utilizada en la hipertermia, no obstante, el sistema será comprobado por otra fase del proyecto desarrollado al interior del

grupo de investigación, las características de la antena son descritas en el capítulo de diseño.

Debido a contingencia actual por el COVID-19, la antena reducida en volumen no fue fabricada. Se intentó contactar a una empresa en Medellín y otra en Cali, pero no fue posible llevar a cabo la fabricación. En consenso con el director se evaluó la situación y se acordó que la antena será fabricada en los meses posteriores, debido a que se tiene la experiencia de los proyectos de grado anteriores a este, que la diferencia entre los resultados obtenidos mediante simulación y a los resultados obtenidos en medición es de aproximadamente el 1%.

1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 Antecedentes y Estado del Arte

1.1.1 Nivel Internacional

Las antenas ***microstrip*** han encontrado diversas aplicaciones en comunicaciones inalámbricas y radar debido a su bajo perfil, bajo costo y métodos relativamente sencillos de fabricación. Aunque populares para estas aplicaciones, las antenas ***microstrip*** son difíciles de miniaturizar ya que su frecuencia de resonancia está determinada por el modo dominante TM^{Z}_{110} presente en la región inmediatamente por debajo del parche [53].

En [54] se propone una antena de cavidad de guía de onda integrada (***SIW***) plana para la banda de radio médica y científica industrial (5.725-5.875GHz) a 5.8GHz. La miniaturización se logra mediante 3/4 de las cavidades circulares ***SIW*** convencionales mediante el uso de la técnica ***SIW*** de modo cuarto. Para mejorar el ancho de banda, se graba una ranura rectangular inclinada para realizar el acoplamiento de dos modos de orden superior TM_{210} y TM_{020}. El ancho de banda y la ganancia máxima de la antena propuesta se obtienen de 350 MHz y 7.5 dBi en el espacio libre.

El ancho de banda y la ganancia máxima para el fantoma (***phantom***) (equivalente a un musculo de cerdo) se obtienen de 352 MHz y 7.76 dBi, respectivamente. El rendimiento de la antena no varía de espacio libre a fantoma, lo que confirma que la antena propuesta es robusta y apta para la comunicación fuera del cuerpo.

En 1989 en [3,49,53] se propone un modelo de miniaturización por simetría que consiste en reducir la longitud de la antena parche a un cuarto de onda, lo que reduce las dimensiones del parche cuadrado aproximadamente a la mitad (50%). Como el campo eléctrico en el centro del parche es cero, un muro de cortocircuito puede ser colocado en el centro, y el funcionamiento básico no se verá afectado.

La técnica de miniaturización por modificación directa de la forma del parche, como se han reportado en [11,4], existe gran variedad de formas geométricas, formas fractales como la Minkowski, Koch y Sierpinski, formas modificadas usando algoritmos genéticos sobre las superficies radiantes para eliminar partes prescindibles del parche y muchas otras formas inusuales que se han investigado, las cuales poseen buenas características en miniaturización [5,30]. El objetivo de la modificación de la forma del parche no es más que forzar a las corrientes de superficie de meandro, artificialmente para aumentar la longitud eléctrica de la antena, intentando reducir considerablemente sus dimensiones globales. En [3] se reportó que la antena ***microstrip*** con forma H logró un 32% de reducción, del tamaño original.

Técnica de miniaturización haciendo uso de metamateriales, esta técnica consiste en la utilización de novedosas estructuras artificiales o metamateriales son de gran interés en la actualidad y se han reportado numerosos trabajos desde el año 2000 [12, 13,14,15]. Las propiedades electromagnéticas de los materiales conocidos disponibles de forma natural están restringidas por razones físicas, esta es una de las razones por la que el estudio de materiales artificiales tiene un gran progreso los últimos años. Estos materiales complejos nos permiten alcanzar extraordinarias propiedades electromagnéticas que a veces incluso no

están disponibles en materiales naturales [16]. En [3] se reportaron resultados donde la pérdida de retorno y el volumen efectivo de la antena de parche de microbanda rectangular se acortaron en un 71% y se logró una reducción de tamaño del 47% en el sustrato base de la antena de parche.

En [6] de diseño una antena parche de microbanda miniaturizada sobre sustrato FR4 para la banda S del espectro electromagnético. El tamaño del parche se reduce en un 37.8% al incorporar ranuras en forma de polígono, rectangular y cuadrada, reportan un aumento en el ancho de banda de 110MHz a 260MHz y el VSWR mejora de 1.68 a 1.01 con respecto a la antena no miniaturizada.

En [7] se diseñan modelos de antenas parche en forma de triángulo equilátero en tecnología ***SIW***, con unas ranuras en la parte superior de la antena que generan el decrecimiento de la frecuencia por ende la reducción del tamaño, el rendimiento de las antenas fue analizado dando así una miniaturización del 41.1% con radiación optima.

La técnica de miniaturización por slots o ranuras en el parche reporto hasta el 86% de reducción en [8], esta técnica consiste en remover secciones conductoras del elemento radiante, así modificándole la distribución de corriente dentro del parche, afectando la frecuencia de resonancia y facilitando así la reducción de las dimensiones físicas [17]. Sin embargo, esta técnica generalmente trae consigo la reducción en el ancho de banda, al igual que la eficiencia y ganancia [18,19], se obtuvo también hasta del 73% de reducción con una ranura cruzada reportada en [3].

La inclusión de un dieléctrico doble de bajas pérdidas como método de miniaturización se implementó en [9] donde se reportó un aumento del ancho de banda de 200MHz a 600MHz, se pudo concluir también que al cargar una antena con un dieléctrico de bajas perdidas se reduce su frecuencia de operación y las pérdidas de retorno aumentan. En [10] se reportó hasta un 90% de reducción del tamaño de una antena con respecto a una

antena parche estándar, además, aumento el ancho de banda y la ganancia de la antena aumentando la permeabilidad relativa del sustrato.

La técnica del doblez del parche radiante en [22] se reportó que lo que se hace es que se alarga la longitud eléctrica de la antena y como consecuencia la frecuencia de operación disminuye. La técnica del doblez del parche radiante es muy efectiva, ya que solo habrá un leve incremento de las perdidas por desadaptación de la impedancia característica de la antena, cuando se compara con las de la antena inicial (sin doblez), mientras que el ancho de banda se mantiene casi constante.

La técnica de miniaturización por cargas concentradas permite reducir el tamaño debido a la disminución de la frecuencia a la cual resuena la antena, causando campos magnéticos (si son inductores) o campos eléctricos (si son capacitores) inducidos por estas cargas [25]. Esta reducción generalmente produce una buena ganancia y eficiencia de la antena, aunque también se ha reportado una reducción del ancho de banda. [26,27,28,29].

1.1.2 Nivel Nacional

En [20] se presenta una técnica para reducir el volumen de una antena con tecnología SIW. La reducción de volumen se logra incorporando un elemento capacitivo reportado en "*A review on miniaturization techniques microstrip patch antenna*", con el propósito de reducir la frecuencia de resonancia de la cavidad, mientras que la energía magnética no se ve afectada significativamente. La antena con respaldo de cavidad compacta diseñada fue fabricada y medida, obteniendo: frecuencia central de 3.67GHz, ancho de banda fraccional -10dB de 0.7%, ganancia de 4.46dBi y relación entre la parte delantera y trasera de 14dB en la dirección de máxima radiación.

De esta manera, la frecuencia de resonancia de la antena disminuye, lo que equivale a reducir el volumen de la estructura. La técnica presentada es compatible con los procesos estándar de fabricación de PCB y puede replicarse para antenas en diferentes frecuencias,

alcanzando una reducción en el volumen de hasta el 50%, sin afectar el rendimiento de la antena.

En 1996 en [21] se propone una variante para el modelo con longitud de un cuarto de onda que remplaza el muro metálico de corto circuito por postes o pines de corto circuito*;* Esta técnica denominada por simetría consiste en ubicar estos postes metálicos que causan un desplazamiento del punto de voltaje nulo del centro del parche a los bordes del mismo, lo que hace resonar a este a una frecuencia menor y en consecuencia la antena logra una reducción de tamaño, generalmente a un cuarto de la longitud de onda [22]. La técnica de simetría o de postes logró una reducción a un 58.69% del tamaño original presentando altos niveles de polarización cruzada y un ancho de banda relativamente aceptable.

La técnica de miniaturización por ranuras consiste en el uso de ranuras en el parche como se ha reportado en [21]. Esta técnica consiste en insertar ranuras modificando la forma del parche, cambiando así la distribución de corrientes e incrementando la longitud eléctrica, por ende, se reduce la frecuencia de resonancia, y se logra una disminución física en el elemento radiante. Con esta técnica se lograron reducciones de hasta 50% reportadas en [21]. En conclusión, se reportó que la técnica de la antena con ranura logró una miniaturización al 37.57%, Sin embargo, este procedimiento tiene un impacto negativo en el ancho de banda de la antena, la ganancia y la eficiencia.

En [21] se utiliza la técnica del uso estructuras periódicas con cierta respuesta en frecuencia como los ***EBG*** (***electromagnetic band-gap***), las cuales modifican las características del sustrato, ya que tienen una región con valores de alta permitividad y por ende conllevan una disminución en la frecuencia de resonancia. Las aplicaciones de EBG permiten optimizar las características de radiación sobre elementos radiantes individuales lo que suprime considerablemente la creación de lóbulos indeseados en los arreglos de antenas ***microstrip.*** El EBG tiene dos importantes propiedades: el primer lugar, la estructura posee una

impedancia de superficie alta, y en segundo lugar tiene una banda de frecuencia prohibida en la cual no se propagan ni ondas de superficie ni corrientes [23].

En [24] se presentó una antena integrada compacta para terminales móviles de tercera generación, consiste en un parche rectangular con un pin de cortocircuito, denominado ***PIFA*** (***Planar Inverted-F Antenna***), a la que se le agrega un filtro espolón para operación en banda dual. Esta adaptación da como resultado un gran ancho de banda, y una banda adicional gracias al citado filtro espolón utilizado.

En la *tabla 1* se presentan los diferentes métodos de miniaturización con su respectivo porcentaje de reducción y sus principales características.

Tabla 1. Métodos de miniaturización.

Método de Miniaturización	% Reducción	Características
Modo cuarto [2]	75%	Rendimiento robusto en términos de adaptación de impedancia, ganancia, eficiencia y patrón de radiación.
Modo simetría [19]	58.69%	Alto nivel de polarización cruzada y ancho de banda aceptable.
Método formas fractales Sierpinski [3]	32%	Mantiene el rendimiento, impedancia, ganancia y eficiencia original.
Método forma H [19]	32.2%	Mantiene el rendimiento, impedancia, ganancia y eficiencia original.
Método sustrato con metamaterial [3]	47%	La pérdida de retorno y el volumen efectivo de la antena de parche de microbanda rectangular se acortaron en un 71%, limitado ancho de banda y baja eficiencia.
Método formas poligonales, sustrato FR4 [6]	37.8%	Aumenta el ancho de banda y el VSWR a comparación de la original.
Método triangular, slot, pines [7]	41.1%	78% de perdidas por retorno con optimo nivel de radiación.
Inclusión de un dieléctrico de bajas perdidas [9]	90%	aumento el ancho de banda y la ganancia de la antena aumentando la permeabilidad relativa del sustrato.
Método respaldo cavidad guía de onda integrada (SIW)[20]	50%	Mantiene el rendimiento, impedancia, ganancia y eficiencia original.
Método inclusión de ranuras [21]	37.57%	Un impacto negativo en el ancho de banda de la antena, la ganancia y la eficiencia.
Método doblez del parche [22]	31%	Incremento de las perdidas por desadaptación de la impedancia característica de la antena, mientras que el ancho de banda se mantiene casi constante.
Método uso de estructuras periódicas [21]	10.74%	Suprime considerablemente la creación de lóbulos indeseados y permite optimizar las características de radiación.

Método PIFA [24]	30%	Aumento del ancho de banda y una banda adicional por el filtro espolón.

En la *tabla 1* se pueden observar diferentes porcentajes de miniaturización, siendo el modo cuarto y la inclusión de sustrato de bajas perdidas los de mayor reducción, pero con diferentes características de funcionamiento; El método a utilizar se elige por la continuación de un proyecto de grado anterior (2018) y por directriz del director del proyecto de grado.

1.2 Descripción y Formulación del Problema

Al interior del grupo de investigación "*Electromagnetismo, Salud y Calidad de vida* en su línea" y "*Uso de los campos electromagnéticos en la salud y calidad de vida"*, se está llevando a cabo un proyecto titulado "*Estudio de la propagación de los campos electromagnéticos dentro de una mama en un proceso de hipertermia"*, en el cual se requiere reducir el tamaño de la antena. El tamaño de la antena se reduce con el objetivo de realizar un arreglo de antenas, además se busca mejorar la concentración de la energía electromagnética en la zona tumoral.

1.3 Justificación

La necesidad de reducir el tamaño del prototipo surge por la realización futura de un arreglo de antenas. Con el arreglo de antenas se buscará mejorar la directividad del aplicador y de esta forma lograr concentrar los campos electromagnéticos para obtener una mejor concentración de estos.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo general

Desarrollar un prototipo de radiación de ondas electromagnéticas en tecnología SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) a 2.45GHz.

1.4.2 Objetivos específicos

1. Diseñar dos prototipos de radiación de ondas electromagnéticas.
2. Simular los dos prototipos seleccionados.
3. Implementar el prototipo seleccionado de radiación de ondas electromagnéticas.
4. Prueba del prototipo y comparación con los valores simulados.

1.5 Alcance y limitaciones del proyecto

El arreglo de antenas será desarrollado por otros auxiliares de investigación, el alcance de este proyecto llega solo a la reducción del tamaño de la antena. La miniaturización se realizará en tecnología planar y se fabricará en el sustrato Rogers/ Duroid 5880.

2 MARCO DE REFERENCIA

2.1 Marco Teórico

2.1.1 Líneas de transmisión

Una línea de transmisión es un sistema que está compuesto de conductores, semiconductores o la combinación de estos y se utilizan para transmitir información, la transmisión de la energía puede ser de forma eléctrica o electromagnética entre dos puntos, la energía electromagnética se confina en una región del espacio limitada por el medio

físico y este condiciona las características de las ondas que viajan en ella, en la *figura* 1 se muestran los diferentes tipos de líneas de transmisión. [56]

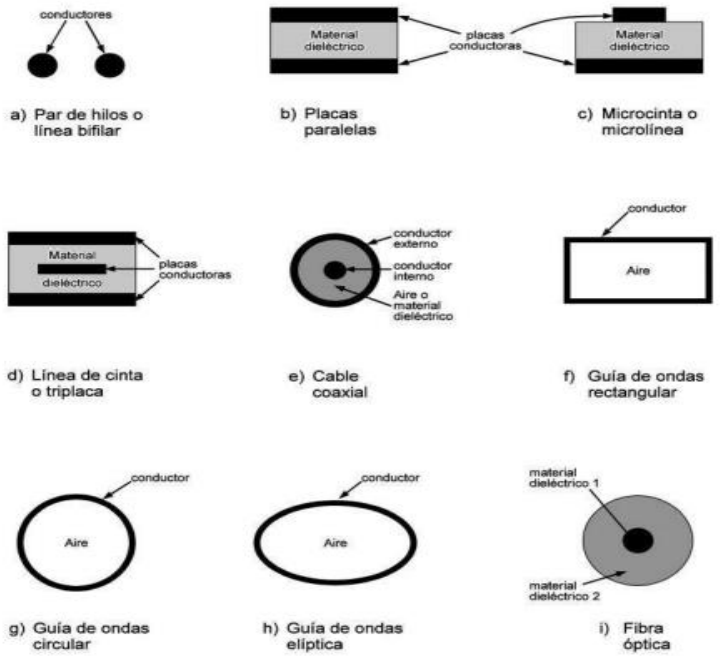

Figura 1. Tipos de líneas de transmisión. [31]

2.2 Parámetros de Antenas

2.2.1 Patrón de radiación

El patrón de radiación o el diagrama de radiación de una antena se define como "una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación o energía radiada de la antena en función de las coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos, el patrón de radiación se determina en la región del campo lejano y se representa en función de las coordenadas direccionales. Las propiedades de radiación incluyen densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, fuerza de campo, directividad, fase o polarización" [32]. En la *figura 2* se muestra el diagrama de radicación de una antena en 3D.

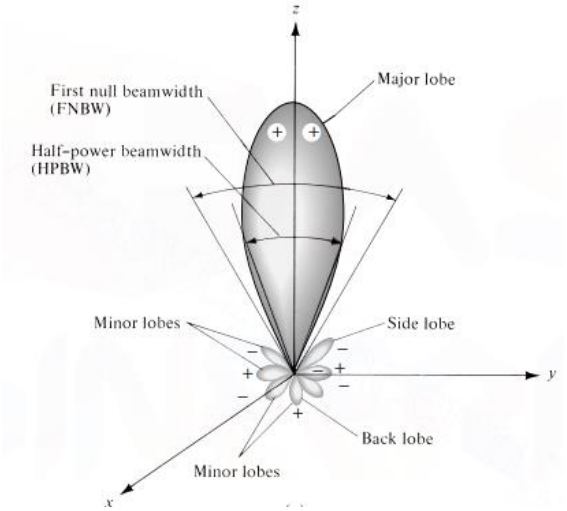

Figura 2. Patrón de radiación [32]

En el diagrama de radiación se identifican diferentes tipos de lóbulos, estos representan la cantidad o intensidad de radiación de la antena en cierta dirección, estos se pueden clasificar en lóbulos principales, lóbulos menores, lóbulos laterales y traseros como se muestra en la figura. En la *figura 2* también se puede identificar el ancho de haz, ancho de haz de media potencia (***HPBW***), primer ancho de haz nulo (***FNBW***) [32].

2.2.2 Tipos de Diagrama de Radiación

Figura 3. Tipos de diagrama de radiación [33]

- Isotrópicos: La antena radia a la misma densidad de potencia en todas las direcciones.
- Omnidireccionales: La antena radia con simetría de revolución en torno a un eje.
- Directivo: La antena concentra el máximo de radiación en una dirección determinada.

2.2.3 Regiones de Campo

La región de campo cercano reactivo se define como "la parte de la región de campo cercano que rodea inmediatamente a la antena en la que predomina el campo reactivo". Para la mayoría de las antenas se considera que el límite exterior de esta región existe a una distancia (ecuación 1) [34].

$$R < 0.62\sqrt{D^4/\lambda} \tag{1}$$

Donde:

- D: Dimensión más grande de la antena.

La región de campo cercano radiante (Fresnel) se define como "la región del campo de una antena entre la región reactiva de campo cercano y la región de campo lejano en la que predominan los campos de radiación y en la que la distribución del campo angular depende de la distancia desde la antena". Se considera que el límite interior es la distancia (ecuación 2) y el límite exterior la distancia (ecuación 3) [34].

$$R \geq 0.62\sqrt{D^3}/\lambda \tag{2}$$

$$R < 2D^2/\lambda \tag{3}$$

La región de campo lejano (Fraunhofer) se define como "la región del campo de una antena donde la distribución del campo angular es esencialmente independiente de la

distancia desde la antena. Si la antena tiene una dimensión total máxima D se considera que la región de campo lejano existe a (ecuación 4) como se muestra en la *figura 4* [34].

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \tag{4}$$

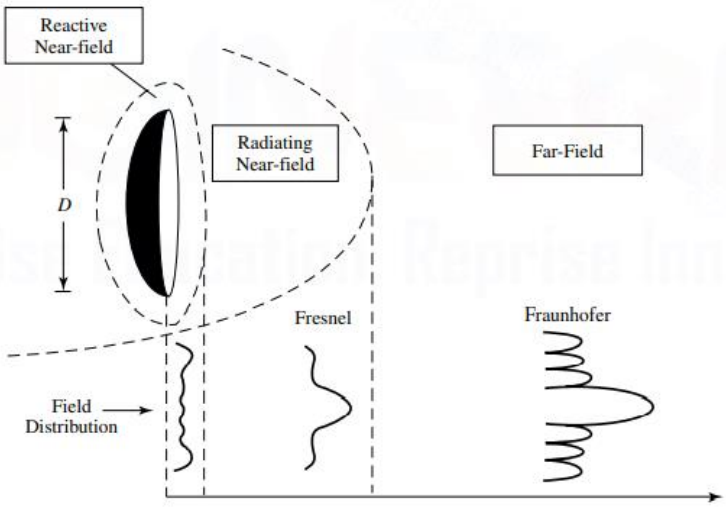

Figura 4. Distribución regiones de campos [34]

2.2.4 Directividad

La directividad de una antena se define como "la relación entre la intensidad de la radiación en una dirección dada desde la antena y la intensidad de la radiación promediada en todas las direcciones" [34], la directividad generalmente se mide en la dirección de su valor máximo, y ese valor se llama la ganancia de potencia máxima (directividad máxima).

$$\mathrm{D} = \frac{\mathrm{U}}{\mathrm{U_o}} = \frac{4\pi \mathrm{U}}{\mathrm{P_{rad}}} \tag{5}$$

Donde:

- D: Directividad (adimensional).
- U_o: Intensidad de radiación de la fuente isotrópica (W/unidad ángulo solido).
- P_{rad}: Potencia radiada total (W).

2.2.5 Ganancia

La ganancia tiene en cuenta la eficiencia y las capacidades direccionales de una antena y se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica o ideal, es decir es la relación entre la potencia de salida deseada y la potencia de entrada suministrada [55].

$$G = \frac{Intensidad\ de\ radiacion}{Potencia\ de\ entrada} 4\pi\ (adimensional) \tag{6}$$

2.2.6 Ancho de banda fraccional

Una antena puede trabajar en un rango de frecuencias dentro del cual el rendimiento con respecto a alguna característica se ajusta a un estándar, esto es el ancho de banda se considera a cada lado de la frecuencia central (frecuencia de resonancia) donde los parámetros que se han mencionado como el patrón de radiación, la ganancia, el ancho del haz o la eficiencia de radiación están dentro de un valor aceptable de la frecuencia central. (ecuación 7) [49].

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \tag{7}$$

La diferencia entre la frecuencia máxima y mínima (f_{max}y f_{min}) se utilizan para antenas de ancho de banda estrecho, son las frecuencias que delimitan el rango de frecuencias donde se cumplen las especificaciones sobre la frecuencia central [49].

2.2.7 Polarización

La polarización de una antena en una dirección especifica se define como “la polarización de la onda radiada por la antena” y la polarización de una onda radiada se

define como “la propiedad de una onda electromagnética que describe la dirección variable en el tiempo y la magnitud relativa del vector de campo eléctrico” [35].

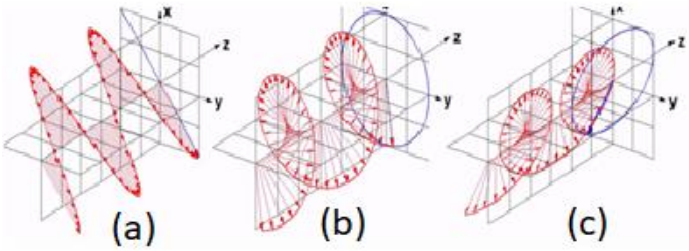

Figura 5. Diagramas de polarización (a) lineal, (b) circular y (c) elíptica [35]

La polarización puede clasificarse en lineal, circular o elíptica como se muestra en la *figura 5*. Si el vector que describe el campo eléctrico en un punto del espacio en función del tiempo siempre se dirige a lo largo de una línea o está orientado a lo largo de la misma línea recta en el tiempo, el campo está polarizado linealmente como se muestra en la primera *figura 5*. Las polarizaciones circulares se definen cuando la onda está en un punto especifico en el espacio si el vector del campo traza un círculo en función del tiempo y por último la polarización elíptica es cuando una onda armónica en el tiempo está polarizada elípticamente si la punta del vector de campo (eléctrico o magnético) traza un lugar elíptico en el espacio. En varios instantes de tiempo, el vector de campo cambia continuamente con el tiempo de tal manera que describe un lugar elíptico. Está polarizado elípticamente hacia la derecha si el vector de campo gira en el sentido de las agujas del reloj, y está polarizado elípticamente hacia la izquierda (hacia la izquierda) si el vector de campo de la elipse gira hacia la izquierda [36].

2.2.8 Parámetros de dispersión (Parámetros S)

Los circuitos de microondas se pueden caracterizar mediante las matrices de impedancia [Z] o las matrices de admitancia [Y]. Estos parámetros que relacionan tensión y corriente se obtienen considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos.

Los parámetros de dispersión o parámetros S, relacionan ondas incidentes, reflejadas y transmitidas y se pueden calcular directamente sobre el dispositivo a partir de los niveles de potencia que se perciben en los terminales de este. [37]

Para calcular el parámetro de dispersión S se debe cargar la antena con su impedancia característica al que se le conectara un generador que produce la onda incidente, así se puede hallar las pérdidas de inserción (ecuación 8) que se definen como las pérdidas de potencia debido a la línea de transmisión y las perdidas por retorno (ecuación 9) que se define como la potencia que se pierde en un punto debido a la reflexión [37].

$$10Log_{10}\frac{P_T}{P_R} \tag{8}$$

$$RL(dB) = 10Log_{10}\frac{P_i}{P_r} \tag{9}$$

Donde:

- P_T: Potencia transmitida.
- P_R: Potencia recibida.
- P_i: Potencia incidente.
- P_r: Potencia reflejada.

2.3 Guías de onda

La función de una guía de onda y una línea de transmisión es básicamente la misma transportar energía RF del generador a la carga (antena) pero cuenta con tres diferencias enunciadas por Matthew N. Sadiku en [38]:

1. Las líneas de trasmisión solo pueden tolerar ondas electromagnéticas transversales (TEM), las guías de ondas soportan finitas configuraciones de campos.
2. Las líneas de transmisión son ineficientes en el rango de frecuencias microondas (3 – 300 GHz) debido perdidas dieléctricas, mientras que las guías de onda son usadas en este rango para obtener mayor ancho de banda y menor atenuación.
3. Las líneas de trasmisión operar desde corriente directa (*f=0*) hasta muy altas frecuencias, las guías de onda si y solo si operan por encima de cierta frecuencia denominada *frecuencia de corte* comportándose similar a un filtro pasa bajos.

Hay un número infinito de formas por las cuales los campos eléctrico y magnético pueden propagarse en una guía de onda estas configuraciones se llaman modos de propagación TM (Transversal Magnético) y TE (Transversal Eléctrico), se identifican por unos subíndices numéricos m y n que corresponden al número de variaciones de medio ciclo en la sección transversal de la cavidad limitadas por las direcciones x y y respectivamente.

Los modos para una línea microcinta no son analizados o presentados en este proyecto debido a que la línea microcinta se está utilizando solamente como un medio para transmitir la energía de la entrada (excitación) a la cavidad. El análisis de los modos no está en el alcance de este documento.

A cada modo descrito por m y n les corresponde una frecuencia de corte f_c (ecuación 10) esta es la frecuencia de operación de la guía de onda por debajo de la cual ocurre atenuación y por encima de ella permite propagación, la frecuencia de corte puede

calcularse en función de los modos y las dimisiones geométricas de la onda para que se propaguen los modos TM_{mn} m , n > 1.

La ecuación 10 solo aplica para guías de onda rectangular, las ecuaciones de guía de onda circular y elíptica no son presentadas en este documento debido a que no están dentro del contexto o dentro del alcance de este, Pozar en [50] presenta las ecuaciones para una guía de onda circular, en donde intervienen las raíces de los polinomios de Bessel y en [51] se encuentran las ecuaciones de la guía elíptica.

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{10}$$

Los resonadores de microondas también se pueden construir a partir de secciones cerradas de una guía de onda, estos suelen cortocircuitarse en ambos extremos, formando así una caja cerrada o cavidad. (*figura 6*). De la ecuación de onda de Helmholtz y aplicando el método de separación de variables para resolver los campos eléctricos y magnéticos de la cavidad y aplicando las condiciones de contorno, se concluyó que la cavidad debe ser un múltiplo entero de media longitud de guía de onda a la frecuencia de resonancia.[48]

2.4 Cavidad

Una cavidad resonante se define como un dispositivo formado en un espacio limitado por superficies dieléctricas, presenta una superficie interior que refleja las ondas de una frecuencia específica, cuando la onda entra o se acopla un generador a través de un orificio o un hilo conductor y rebota con las paredes, es decir, oscila a unas determinadas frecuencias con una amplitud especifica. El acople del generador producirá una excitación en los modos de propagación dependiendo de la dirección de propagación en el espacio de la cavidad [39].

Perturbación de Cavidad

Una perturbación electromagnética es un fenómeno que puede degradar o cambiar el funcionamiento de un dispositivo, como una señal no deseada o una modificación en el medio de propagación, se derivan expresiones para el cambio aproximado en la frecuencia resonante cuando una cavidad resonante se ve perturbada por pequeños cambios en el material que llena la cavidad, por pequeños cambios en su forma estos cambios en el campo magnético y eléctrico almacenado y por ende en la permeabilidad magnética y permitividad eléctrica [39].

Perturbación por Material

En la *figura 6* se observa una cavidad rectangular que está siendo perturbada por un bloque, esto representa un cambio en la permitividad o permeabilidad de todo o parte del material de la cavidad.

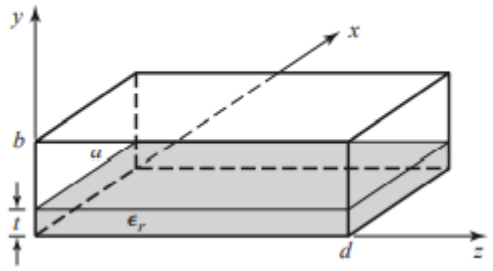

Figura 6. Cavidad rectangular perturbada por un bloque dieléctrico delgado.[39]

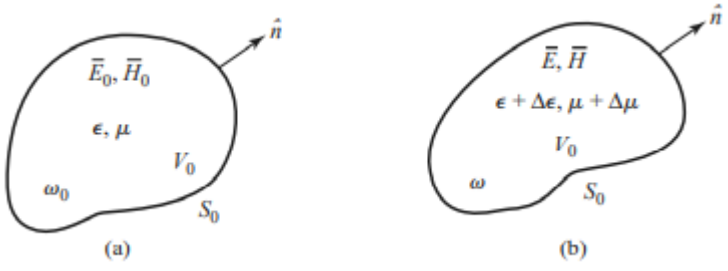

Figura 7. (a) Cavidad original (b) Cavidad perturbada [39]

Según la *figura 7* se pueden derivar las expresiones de Maxwell (ecuaciones 11-14) en cuanto a los campos eléctricos y magnéticos y por ende en la permitividad eléctrica y en la permeabilidad magnética, para el cambio aproximado en la frecuencia resonante cuando la cavidad es perturbada por pequeños cambios en su forma [39].

$$\nabla X \boldsymbol{E_0} = -j\omega_0 \mu \, \mathbf{H_0} \tag{11}$$

$$\nabla X \, \mathbf{H_0} = -j\omega_0 \epsilon \boldsymbol{E_0} \tag{12}$$

$$\nabla X \, \boldsymbol{E} = -j\omega(\mu + \Delta\mu) \, \mathbf{H} \tag{13}$$

$$\nabla X \, \mathbf{H} = -j\omega(\epsilon + \Delta\epsilon)\boldsymbol{E} \tag{14}$$

Donde:

- μ: Permeabilidad magnética.
- ϵ: Permitividad eléctrica.
- H_0: Es el campo magnético de la cavidad.
- E_0: Es el campo eléctrico de la cavidad.
- V_0: Es el volumen de la cavidad.
- ω_0: Es la frecuencia de resonancia original de la cavidad.
- ω: Es la frecuencia de resonancia de la cavidad perturbada.

Desarrollando procesos matemáticos con respecto a las ecuaciones de Maxwell presentadas anteriormente se llega la ecuación final del cambio de la frecuencia de resonancia que se muestra a continuación. (15)

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \cong \frac{-\int_{V_0} \left(\Delta\epsilon |\boldsymbol{E_0}^2| + \Delta\boldsymbol{\mu}\varepsilon |\boldsymbol{H_0}|^{\mathbf{2}}\right) dv}{\int_{V_0} \left(\mu |\boldsymbol{H_0}|^{\mathbf{2}} + \varepsilon \boldsymbol{E_0}^2\right) dv} \tag{15}$$

El resultado de la *ecuación 15* muestra que cualquier aumento en el campo magnético o campo eléctrico en cualquier punto de la cavidad disminuirá la frecuencia de resonancia, también se puede deducir que está relacionado a las energías eléctricas y magnéticas

almacenadas en la cavidad con o sin perturbación. [39] En la *ecuación 16* se relación el cambio en la frecuencia de acuerdo con las dimensiones de la cavidad.

$$\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}=\frac{-(\epsilon_r-1)t}{2b} \tag{16}$$

Donde:

- ϵ_r: Permitividad eléctrica relativa
- t: Alto del sustrato dieléctrico
- b: Alto de la cavidad

Perturbación por Cambio en la Forma

En la *figura 8* se observa la cavidad que está siendo perturbada por la inserción de un tornillo o poste, las ecuaciones de Maxwell se pueden escribir en términos de campos eléctricos y magnéticos como se muestra en las ecuaciones (17-20), llegando así a la ecuación final (21), esta se puede escribir en términos de energías almacenadas (ecuación 22).

$$\nabla X\, \boldsymbol{E_0} = j\omega_0\mu\, \mathbf{H_0} \tag{17}$$

$$\nabla X\, \mathbf{H_0} = j\omega_0\epsilon \boldsymbol{E_0} \tag{18}$$

$$\nabla X\, \boldsymbol{E} = -j\omega\mu \boldsymbol{H} \tag{19}$$

$$\nabla X\, \mathbf{H} = -j\omega\epsilon \boldsymbol{E} \tag{20}$$

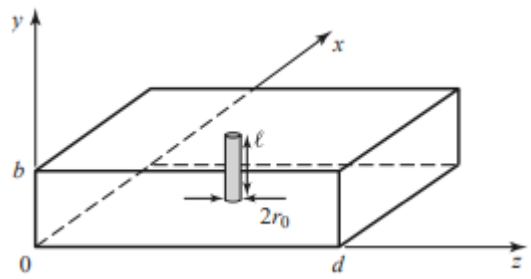

Figura 8. Cavidad rectangular perturbada por un poste en la pared superior. [39]

$$\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0} \cong \frac{\int_{V_0}(\mu \boldsymbol{H_0}^2-\varepsilon \boldsymbol{E_0}^2)dv}{\int_{V_0}(\mu \boldsymbol{H_0}^2+\varepsilon \boldsymbol{E_0}^2)dv} \tag{21}$$

Donde:

- ΔW_m: Es el cambio en la energía magnética almacenada después de la perturbación.
- ΔW_e: Es el cambio en la energía eléctrica almacenada después de la perturbación.
- W_m: Energía magnética total almacenada en la cavidad.
- W_e: Energía eléctrica total almacenada en la cavidad.

$$\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta W_m-\Delta W_e}{W_m+W_e} \tag{22}$$

En cuanto a la geometría de la cavidad y el poste o tornillo se reescribe la ecuación anterior como se muestra a continuación (*ecuación 23*), se puede deducir la disminución de la frecuencia resonante.

$$\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0} = \frac{-2l\pi {r_o}^2}{abd} = \frac{-2\Delta V}{v_0} \tag{23}$$

Donde:

- $\Delta V = \pi l {r_0}^2$

- $v_0 = abd$
- l: Alto del poste.
- r_0: Radio del poste.
- a: Largo de la cavidad.
- b: Alto de la cavidad.
- d: Ancho de la cavidad.
- ΔV: Cambio en el volumen de la cavidad.

2.5 Tecnología

2.5.1 Tecnología Substrate Integrated Waveguide

A finales de 1993 y principios de 1994 surgió una tecnología conocida como *Substrate Integrated Waveguide* la cual como su nombre lo indica consiste en integrar una guía de onda dentro de un substrato dieléctrico, es decir, una guía de onda utilizando tecnología ***microstrip***. Esto se consigue creando paredes eléctricas artificiales utilizando vías metalizadas. La estructura resultante es una guía de onda planar en la cual las ondas se confinan dentro de dichas paredes y viajan por el material dieléctrico del cual esta rellena [40]. El objetivo de esta tecnología es lograr integrar las ventajas de una guía de onda rectangular convencional minimizando las desventajas de esta.

Algunas de sus características son:

- Pocas perdidas por conductor
- Muy buena transmisión
- Trabaja a altas frecuencias
- Mejor acoplamiento que las líneas de ***microstrip***

- No tiene problemas de estructura como las guías de onda rectangular convencionales.
- No es pesada como las guías de onda rectangular convencionales

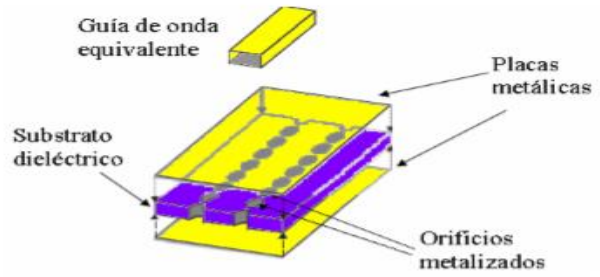

Figura 9. Estructura de una SIW.[41]

La estructura de una ***SIW*** mostrada en la *figura 9* está conformada por el plano de tierra funciona como la pared inferior de la guía de onda, la placa conductora funciona como la pared superior de la guía de onda y los orificios metalizados funcionan como las paredes laterales de la guía de onda [41].

Cabe resaltar que para el buen funcionamiento de los postes (orificios) metalizados como paredes laterales de la antena SIW se debe tener en consideración medidas intrínsecas (*ecuaciones 24 y 25*) de esta tecnología las cuales se muestran en la *figura 10* que se muestra a continuación.

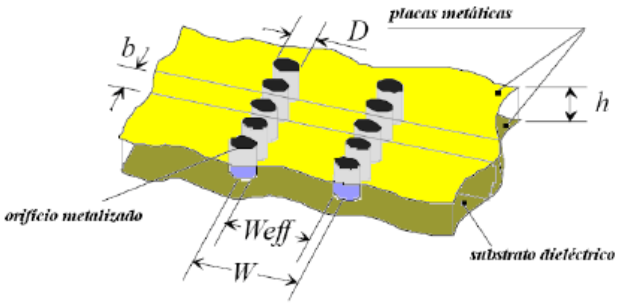

Figura 10. Medición orificios antena SIW. [47]

$$\frac{D}{b} \geq 0.5 \ (24) \qquad , \qquad \frac{D}{\lambda_0} \leq 0.1 \ (25)$$

Otra de las ventajas de la tecnología ***SIW*** es que para el diseño de la cavidad se tienen en consideración los mismos procesos que para el diseño de una guía de onda convencional.

2.5.2 Tecnología Planar

Las antenas planas o tecnología planar se originaron en los años 70s, estas antenas planas como las líneas de microcinta, líneas de ranura, líneas coplanares se han popularizado debido a su fácil adaptabilidad a los diferentes sistemas de radiocomunicación electrónica. [42]

Una antena plana se puede describir como un elemento radiante ubicado sobre un sustrato dieléctrico y a su vez este colocado en un plano de tierra como lo muestra la *figura 11*.

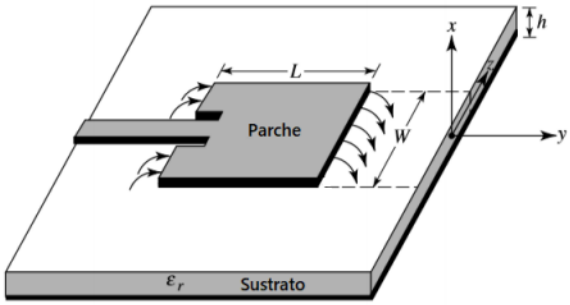

Figura 11. Antena plana [42]

Algunas de las ventajas de la tecnología planar son la facilidad de fabricación, el tamaño reducido, el bajo costo, bajo perfil, amplio ancho de banda y la fácil integración a otros dispositivos [57].

2.6 Medición patrón de radiación (técnica de 2 antenas)

La ganancia de la antena se verifica de forma simulada con el software HFSS y también se verifica mediante medición.

En [43] Las mediciones de ganancia absoluta se basan en la fórmula de transmisión de Friis, que establece que para un sistema de dos antenas como se muestra en la *figura 12*, la potencia recibida en una carga adaptada conectada a la antena receptora viene dada por

$$P_r = P_o G_A G_B \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \tag{26}$$

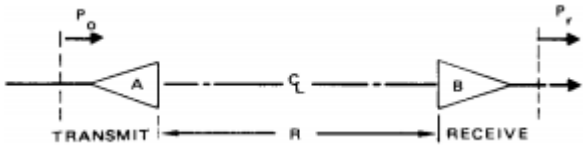

Figura 12. Sistema de dos antenas que ilustra la fórmula de transmisión de Friis.(tomado de [43])

Donde:

- P_r: Es la potencia recibida
- P_o: Es la potencia aceptada por la antena transmisora
- G_A: Es la ganancia de potencia de la antena de transmisora
- G_B: Es la ganancia de potencia de la antena.

El procedimiento para determinar la ganancia de potencia de las antenas es medir R, λ y $10Log\frac{P_o}{P_r}$, y luego calcular $(G_A)_{dB}$. Dado que se requieren dos antenas idénticas, este método se conoce como el método de dos antenas. Si las antenas A y B no son idénticas, se requiere una tercera antena para determinar las ganancias.

Si las dos antenas son idénticas, sus ganancias son iguales:

$$(G_A)_{dB} = (G_B)_{dB} = \frac{1}{2}[20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) - 10\log\left(\frac{P_o}{P_r}\right)] \tag{27}$$

El procedimiento consiste en calibrar primero la red de acoplamiento entre la fuente y la antena transmisora, de modo que la potencia medida en el punto de prueba de transmisión pueda relacionarse con precisión con la potencia de la antena A. Luego, todas las impedancias de los componentes del sistema son emparejados utilizando sintonizadores

3 DESARROLLO DEL PROYECTO DE GRADO

En este capítulo se presenta el procedimiento que se realizó para obtener la reducción de volumen de una antena a 2.45 GHz implementada en tecnología SIW. La antena está conformada por:

- Una cavidad implementada en tecnología SIW.
- Una antena ranura, la cual fue insertada en la pared inferior de la cavidad.
- Una transición de microcinta a una guía de ondas coplanar (CPW) localizada en la parte superior de la cavidad.
- Una técnica de perturbación de cavidad.

El proceso de diseño consistió en desarrollar una antena con frecuencia de funcionamiento de 5 GHz y mediante el uso de una técnica de perturbación de cavidad lograr que la frecuencia de funcionamiento de la antena cambiara de 5 GHz a 2.45 GHz.

Para lograr esto, fueron diseñados una cavidad en tecnología ***SIW*** con frecuencia de funcionamiento de 5 GHz, una guía de ondas coplanar (***CPW***), una antena ranura la cual fue insertada en pared inferior de la cavidad, una transición de línea microcinta a guía de onda coplanar y finalmente fue implementada una técnica de perturbación de cavidad para lograr variar la frecuencia de funcionamiento de 5 GHz a 2.45 GHz. Los diseños mencionados anteriormente son presentados en los siguientes capítulos.

La antena fue diseñada en el sustrato Rogers/duroid 5880 ($\varepsilon_r = 2.2, h = 1.6\, mm$)

En el procedimiento realizado, primero se seleccionó del modo de operación, luego la frecuencia de corte y por último se hallaron las dimensiones de la cavidad. Segundo, se llevó a cabo el diseño de las partes constitutivas de la antena.

3.1 Diseño Cavidad

3.1.1 Selección del modo de operación de la guía de onda

El modo de operación fue seleccionado a partir de la *ecuación* (28), en esta ecuación es determinado el ancho de una guía de ondas en función de la frecuencia de corte, la permitividad del medio, el modo de operación y la altura del sustrato.

$$a = \frac{2m}{\sqrt{\frac{f_c^2 * \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{n}{h}\right)^2}} \tag{28}$$

Donde:

- a: Ancho de la antena.
- ε_r: Es la permitividad relativa del dieléctrico (2.2).
- c: Es la velocidad de la luz ($3x10^{-8} m/s$).
- h: Es la altura del dieléctrico (1.6mm)
- m: son los subíndices que acompañan al modo TE_{mn} (transversal eléctrico) en dirección x.
- n: los subíndices que acompañan al modo TE_{mn} (transversal eléctrico) en dirección y.
- l: se define como la variación de medio ciclo en la sección transversal del eje Z

En la *figura 13* se presenta el comportamiento de (ecuación 28) con m de 1 a 5, n igual a 0 y frecuencias de corte de 4GHz a 6GHz.

En la *figura 13* se puede observar que independientemente de cuál sea el valor de la frecuencia de corte, el modo de propagación en el que se obtiene la dimensión del ancho más pequeño es el modo transversal eléctrico TE_{10} (*Figura 13*).

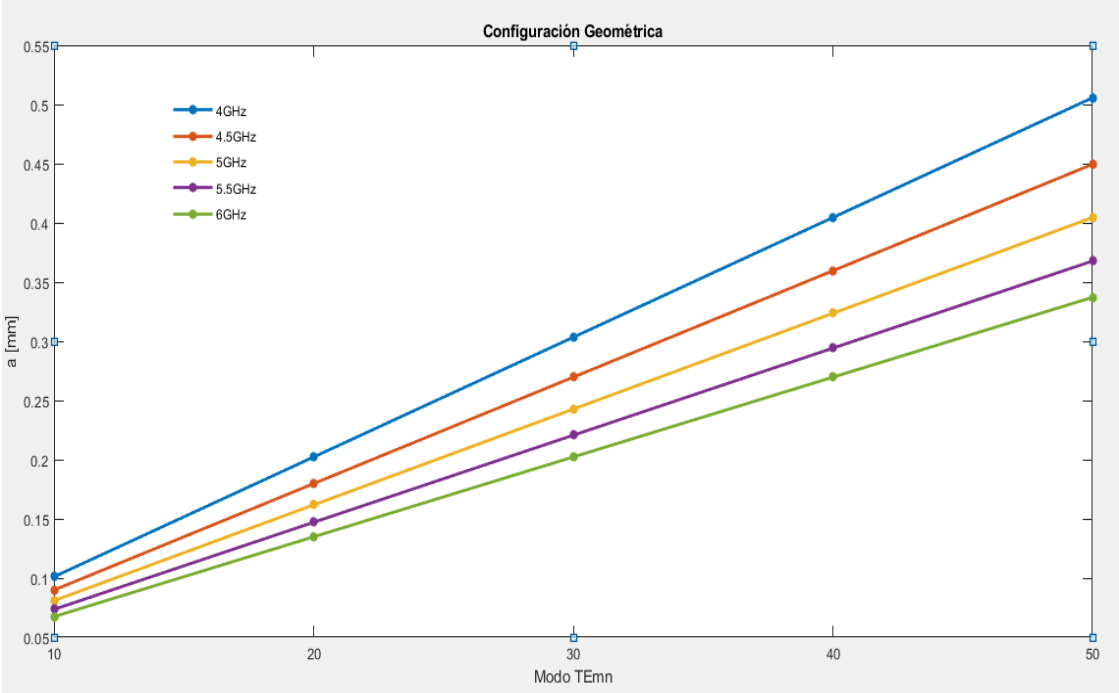

Figura 13. Configuración de la guía en función de la frecuencia de corte (f_c) y los modos de propagación.

3.1.2 Selección modo de resonancia

Luego de que se determinó el modo de propagación (TE_{10}) para la guía de ondas, se procedió a determinar el modo de resonancia de la cavidad a partir de la potencia disipada en las paredes metálicas de la cavidad, debido a que la potencia disipada en el dieléctrico es constante y despreciable en comparación con la potencia disipada en las paredes metálicas de la cavidad.

La potencia disipada en las paredes metálicas de la cavidad se expresa en función del modo de resonancia y de los parámetros físicos de la cavidad [44], descritos en la ecuación

(29), donde L se define como la variación de medio ciclo en la sección transversal del eje Z.

$$Pc = \frac{Rs * E_o^2 * \lambda^2}{8 * \eta^2}\left(\frac{L^2 * a * h}{d^2} + \frac{h * d}{a^2} + \frac{L^2 * a}{2 * d} + \frac{d}{2 * a}\right) \quad (29)$$

Donde:

- Rs: Es la resistencia superficial de las paredes metálicas.
- $R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_o}{2\sigma}}$ (30)
- ω: Es la frecuencia angular ($2\pi f$).
- σ: Es la conductividad del metal ($59.6\mu\ s/m$).
- μo: Es la permeabilidad del vacío ($4\pi x 10^{-7} mA^{-1}$).
- Eo: Es el valor inicial del campo eléctrico.
- λ: Es la longitud de onda en vacío.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (31)$$

- c: Es la velocidad de la luz.
- η: Es la impedancia intrínseca del medio.

$$\eta = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (32)$$

- ε_r: Es la permitividad relativa del dieléctrico (2.2)

Se fija el ancho de la antena como a=28.3mm, d (longitud de la cavidad) varía de acuerdo con (ecuación 36). La potencia disipada en las paredes metálicas de la cavidad de acuerdo con la ecuación (29) es presentada en la *figura 14*.

En la *figura 14* puede observarse que en el modo TE_{101} se obtienen menores perdidas en las paredes metálicas a comparación de los otros modos. Por esta razón se elige el modo TE_{101} como el modo de resonancia de la cavidad, donde L se define como la variación de medio ciclo en la sección transversal del eje Z.

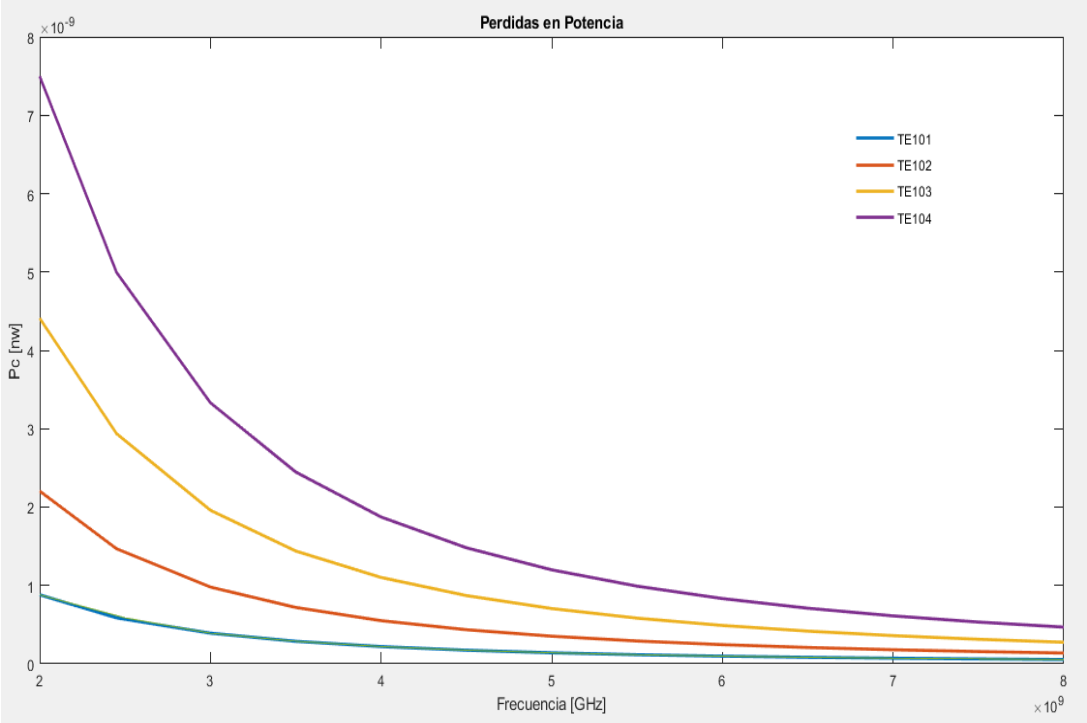

Figura 14. Perdidas en la pared metálica en función de la frecuencia y del modo de resonancia TE_{10L}

3.1.3 Frecuencia de Corte y Dimensiones Físicas de la Cavidad

Para obtener la frecuencia de corte f_c de la guía de ondas, siendo la frecuencia de resonancia 5GHz, inicialmente se implementaron las ecuaciones (28) y (36) en la ecuación (37), esto es, los valores de (d) y (a) son obtenidos a partir de las ecuaciones (36) y (28) respectivamente, en la *figura 15* se muestra la cavidad obtenida.

Una cavidad se define como una guía de onda en donde su longitud en el eje de propagación es igual a $\frac{\lambda_g}{2}$ [48]. Las ecuaciones 33 hasta 36 son presentadas en [52].

$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \tag{33}$$

$$k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}\ , \omega = 2 * \pi * f_c \tag{34}$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta_m} \tag{35}$$

$$d = \frac{\lambda_g}{2} \tag{36}$$

Donde:

- β_{mn} : Es la constante de propagación.
- λ_g: Es la longitud de onda guiada.
- k: Es el número de onda.

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \tag{37}$$

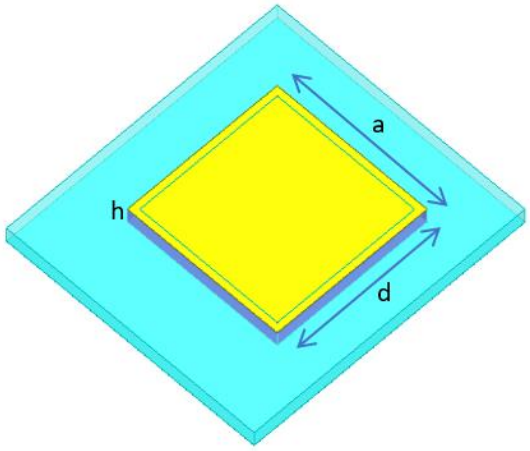

Figura 15. Dimensiones cavidad

En la *figura 16* se muestra la gráfica obtenida a partir de la ecuación (37), para obtener esta gráfica como ya se mencionó anteriormente se implementaron las ecuaciones (28) y (36) en la ecuación (37). En la ecuación (28) aparece f_c, $f_c = f_0 - f_c$, igualmente f_c

aparece en la ecuación (34) y también es igual a $f_0 - f_c$. Finalmente, $f_0 = 5\ GHz$ en la relación $f_0 - f_c$.

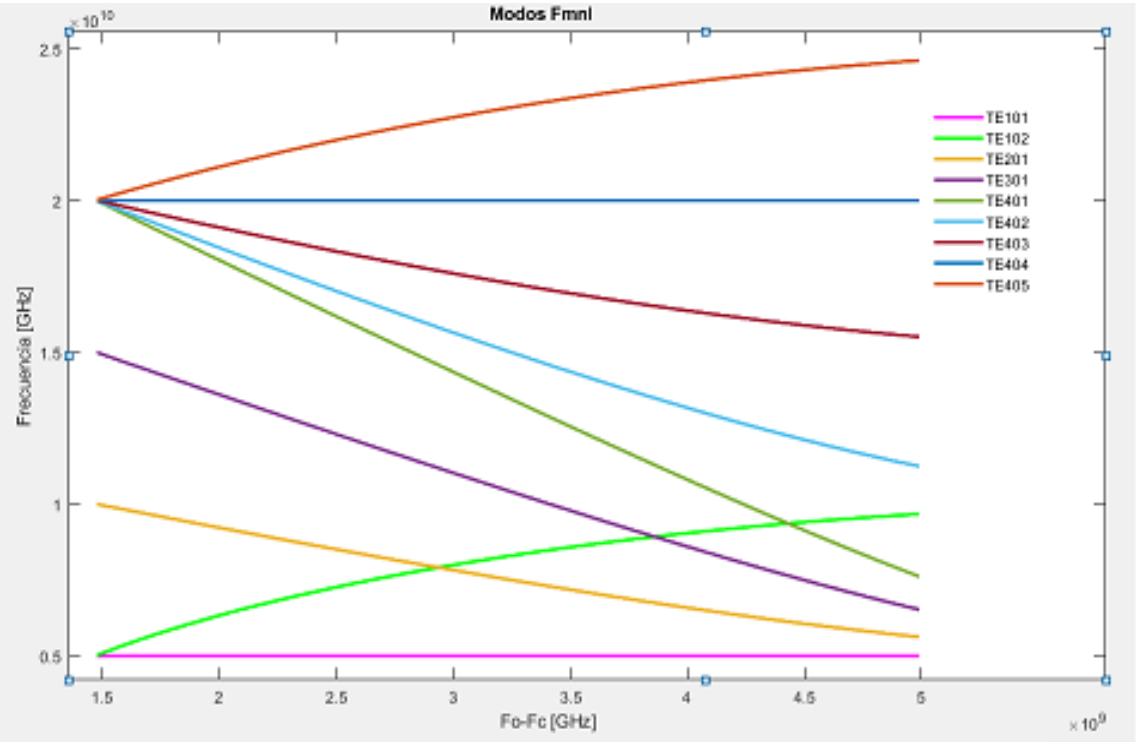

Figura 16. Proximidad de los modos en relación con el modo TE_{101} para la cavidad en función de la diferencia $f_0 - f_c$: $f_0 = 5GHz$.

En la *figura 16 y figura 17* se pueden observar que los modos de resonancia TE_{201} y TE_{102} son los más cercanos al modo fundamental TE_{101}, además se observa una intersección entre los modos TE_{201} y TE_{102}, esta intersección es utilizada para obtener la frecuencia de corte en una banda lo más limpia posible, también esta intersección es utilizada para obtener el ancho (a) y el largo de la cavidad (d).

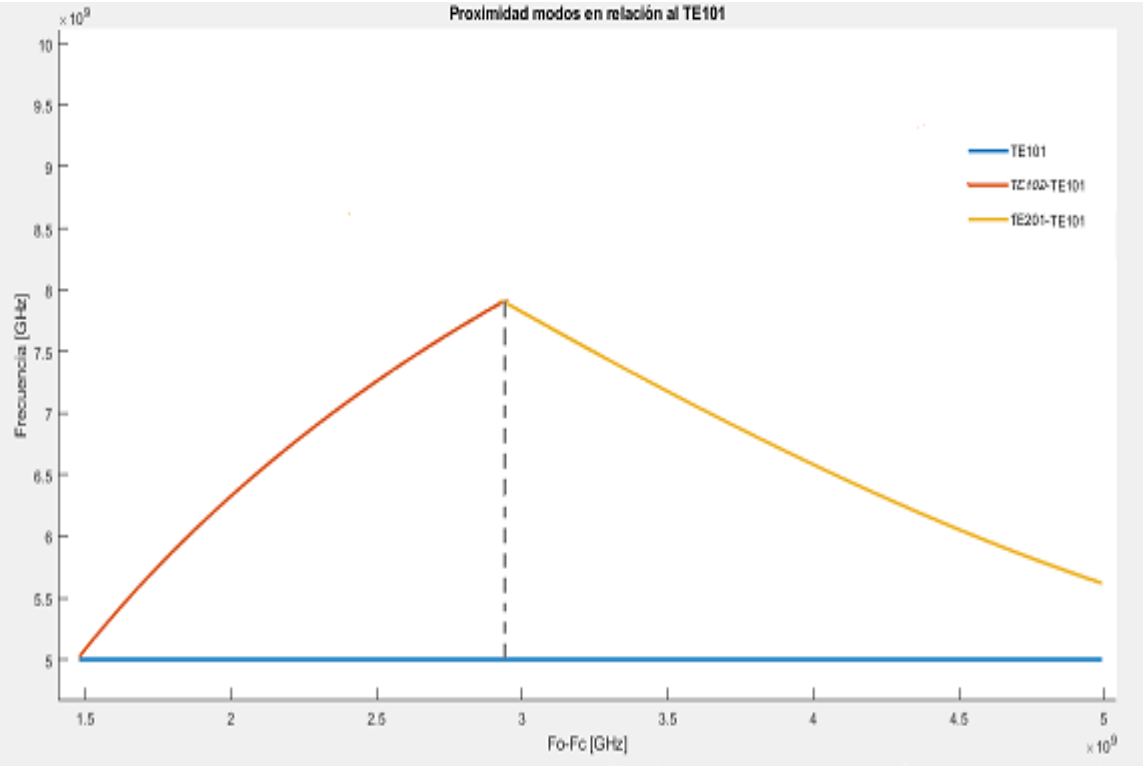

Figura 17. Proximidad de los modos en relación con el modo TE_{101} y los modos más próximos en función de la diferencia $f_0 - f_c$: $2.93GHZ$, f_0: $5GHz$.

En la *figura 17* se observa que la intersección entre el modo TE_{201} y el modo TE_{102} se produce a 2.93GHz, esta información se obtiene a partir de la relación la $2.93GHz = f_0 - f_c$ dando así una f_c: 2.07GHz.

Para obtener los valores de a y d las ecuaciones (28) y (36) fueron graficadas en la *figura 18*.

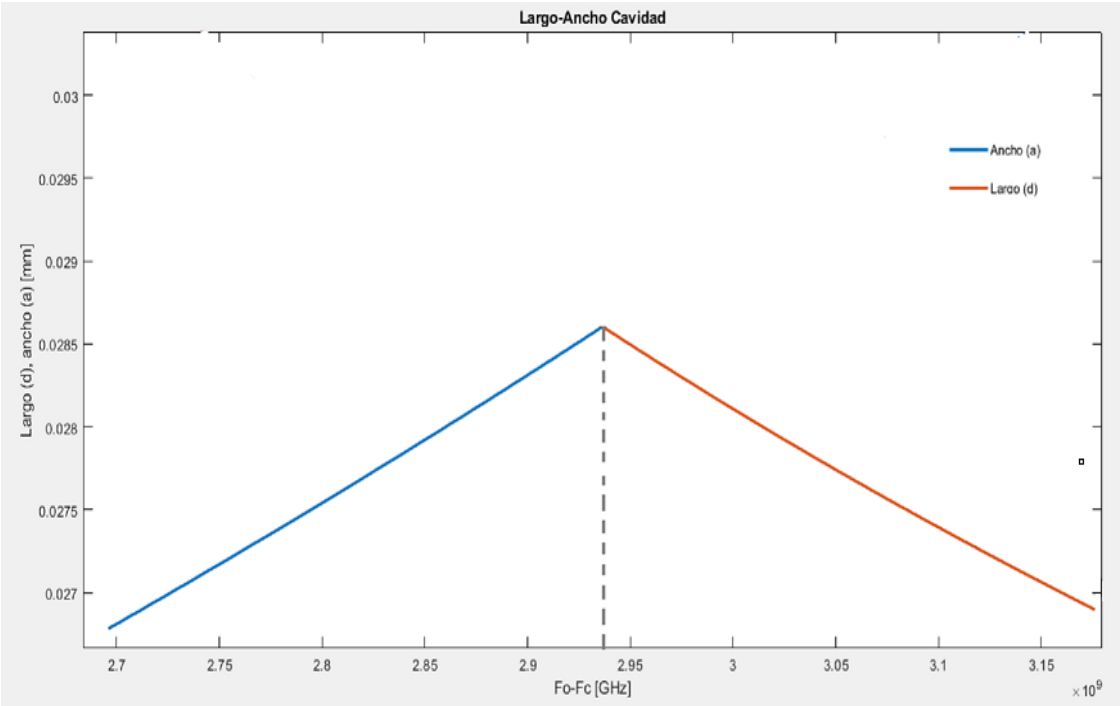

Figura 18. Ancho y alargo en función de la diferencia $f_0 - f_c$: $2.93GHz$

Con el objetivo de obtener una cavidad cuadrada las dimensiones de a y b fueron obtenidas a partir del punto de intersección observado en la *figura 18* el valor obtenido para a y d es 28.6mm.

3.1.4 Diseño de las paredes laterales (tecnología SIW) de la cavidad

Como se mencionó en la sección 3, la cavidad se implementa en tecnología ***SIW*** (*Substrate Integrated Waveguide*) por esto, las paredes laterales de la cavidad son reemplazadas por postes metálicos (tecnología ***SIW***). En [45] se menciona que para que las paredes laterales de la cavidad implementadas en tecnología ***SIW*** sean equivalentes a la cavidad metálica convencional deben cumplirse las condiciones (ecuación 38) y (ecuación 39).

$$\frac{d}{d_p} \geq 0.5 \tag{38}$$

$$\frac{d}{\lambda_0} \leq 0.1 \tag{39}$$

Donde:

- λ_0 Es la longitud de onda del espacio libre.

- d_p Es la distancia entre los pines.

- d: Es el radio de cada poste (0.5mm).

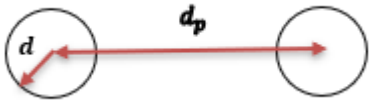

Figura 19. Radio y distancia entre pines

El objetivo de estas condiciones es garantizar que la fuga de energía electromagnética a través de la distancia entre los postes sea mínima. A continuación, se realizará la caracterización de los postes verificando las condiciones. (*figura 19*).

$$\lambda_0 : \frac{c}{f} : \frac{3x10^{-8}}{2.45GHz} : 122.44mm \tag{40}$$

$$\frac{d}{\lambda_0} : \frac{1mm}{122.44mm} : 0.01 \tag{41}$$

$$\frac{d}{d_p} : \frac{1mm}{1.915mm} : 0.52 \tag{42}$$

En la *figura 20* y 21 se muestra la implementación de la cavidad diseñada en el software HFSS.

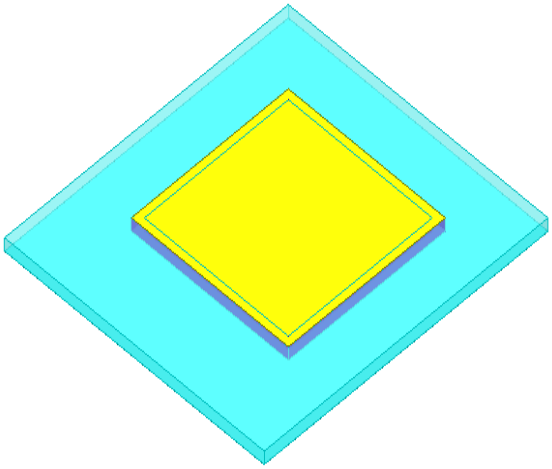

Figura 20. Vista isométrica de la cavidad

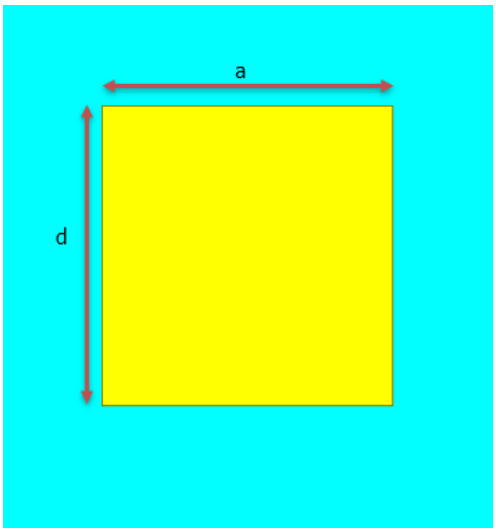

Figura 21. Vista frontal de la cavidad

Tabla 2. Dimensiones cavidad

VARIABLES	DIMENSIONES CALCULADAS	DIMENSIONES FINALES
a	28.6mm	28.6mm
d	28.6mm	28.6mm

En *la figura 20 y 21* se presenta la cavidad diseñada, el sustrato (color azul) es más grande (56.4mm) debido a que la antena se excita a través de una línea microcinta, en la tabla 2 se identifican las dimensiones de la cavidad.

En la *figura 20 y figura 21* aún no se ha implementado la tecnología (***SIW***) con el objetivo de reducir tiempo de simulación.

Verificación de la frecuencia de operación de la cavidad

3.2 Diseño línea CPW (Coplanar Waveguide)

Para verificar la frecuencia de resonancia de la cavidad, en la pared superior de la misma fueron insertadas dos líneas ***CPW***. La ***CPW*** es presentada en la *figura 22*, el diseño que se muestra a continuación tuvo como objetivo la verificación de la frecuencia de resonancia de la cavidad.

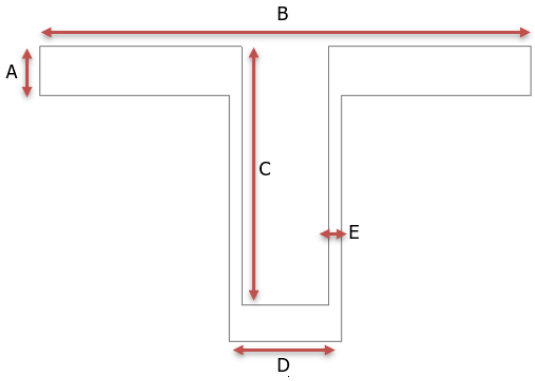

Figura 22. Cavidad CPW

En la *figura 22* se considera A como $(\lambda/8)/10$, B como un octavo de la longitud de onda $(\lambda/8)$, C como la mitad de un octavo de longitud de onda $(\lambda/8)/2$.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3x10^8 m/s}{5GHz} = 60mm \tag{43}$$

$$\frac{\lambda}{8} = 7.5mm \tag{44}$$

$$\frac{\frac{\lambda}{8}}{10} = 750um \tag{45}$$

$$(\frac{\lambda}{8})/2 = 3.75mm \tag{46}$$

Las dimensiones de E y D se calcularon con las ecuaciones siguientes, estas tienen como objetivo encontrar la impedancia de entrada de 50Ω (*ecuación 52*) que se requiere para así asegurar una máxima transferencia de potencia. En la *ecuación 47* se considera el ancho D, en este caso calculado como 4.9mm y b es la suma de las longitudes de D más el valor de la longitud E, es decir 5.9mm.

$$k = \frac{a}{b} : \frac{4.9mm}{5.9mm} \tag{47}$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \tag{48}$$

$$kl' = \sqrt{1 - kl^2} \tag{49}$$

$$kl = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{4h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{4h}\right)} \tag{50}$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1+\varepsilon_r \frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(kl)}{K(kl')}}{1+\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(kl)}{K(kl')}} \tag{51}$$

$$Z_0 = \frac{60.0\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{1.0}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(kl)}{K(kl')}} : 50\Omega \tag{52}$$

Los valores finales de A, B, C, D (*figura 22*) presentados en la tabla 3 y la posición final (eje x) de las ***CPW*** sobre la tapa superior de la cavidad se obtuvieron mediante análisis paramétrico. En la *figura 22 y 23* se presenta la vista isométrica de la cavidad excitada por las 2 ***CPW***.

En la *figura 25* se muestra el parámetro S_{11}.

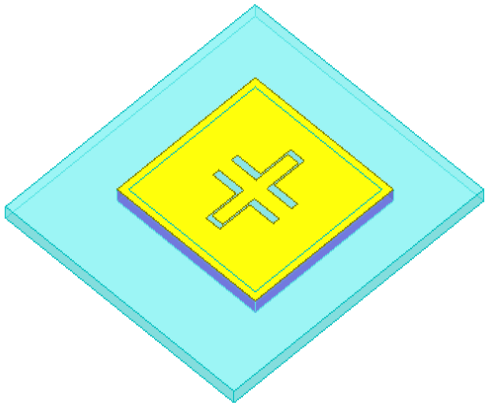

Figura 23. Vista isométrica cavidad con CPW

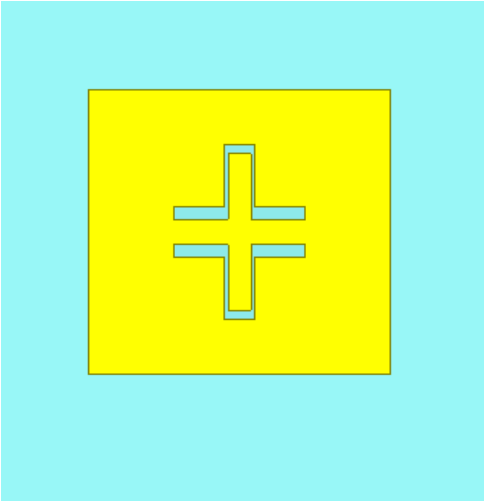

Figura 24. Vista frontal cavidad con CPW

Tabla 3. Dimensiones CPW

VARIABLES	DIMENSIONESCALCULADAS	DIMENSIONES FINALES
A	1.53mm	1.36mm
B	15.31mm	13.6mm
C	7.65mm	7.16mm
D	4.9mm	4.6mm
E	0.5mm	0.36

En las *figuras 23 y 24* aún no se ha implementado la tecnología (***SIW***) con el objetivo de reducir tiempo de simulación.

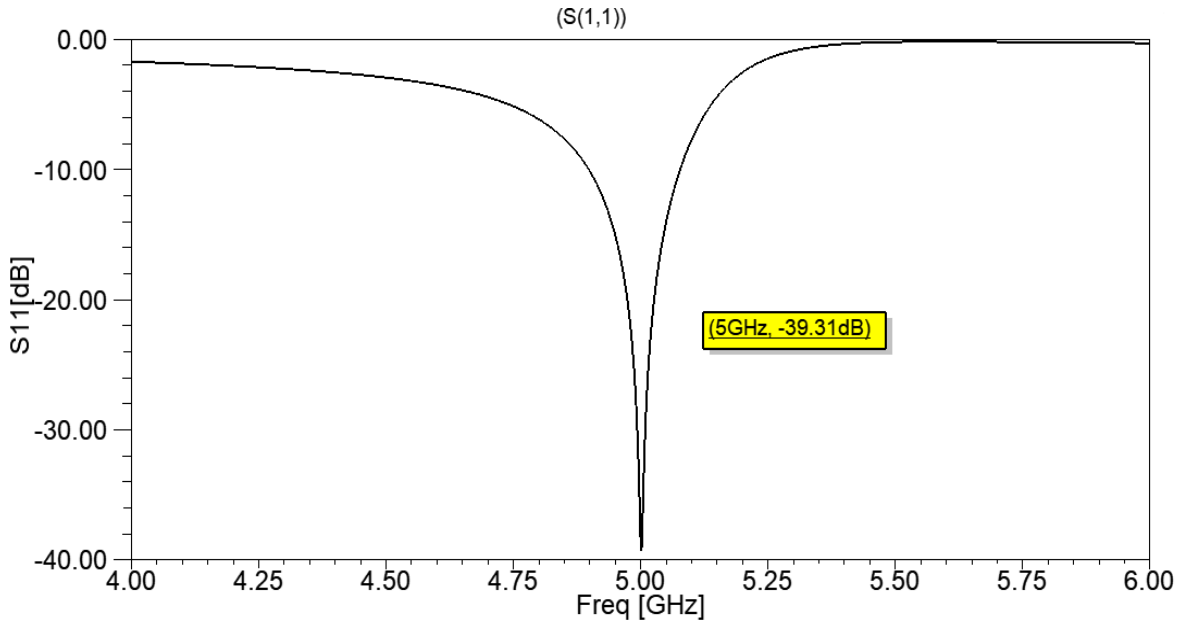

Figura 25. Respuesta parámetro S1,1 cavidad con CPW

En la *figura 25* se puede observar que la cavidad tiene una frecuencia de resonancia de 5GHz parámetro S11 -39.3dB, con un ancho de banda de 168MHz a -10dB verificándose de esta forma el diseño realizado.

3.3 Diseño Antena Ranura

En la pared inferior de la cavidad fue insertada una antena ranura. Este tipo de antena es equivalente a un par de dipolos magnéticos resonantes como se muestra en la *figura 26.* Para calcular la longitud física de cada línea de ranura, se utiliza la *ecuación 53* propuesta por Janaswamy y Schaubert en [46].

La antena ranura fue insertada en la tapa inferior de la cavidad y se eliminó una línea CPW de la tapa superior de la cavidad. La cavidad, la antena ranura y la línea ***CPW*** son presentadas en la *figura 27 a 30.*

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_0} = 0.9217 - 0.277\ln(\epsilon_r) + 0.0322\left(\frac{W}{h}\right)\sqrt{\frac{\epsilon_r}{\left(\frac{W}{h}+0.435\right)}} - 0.01\ln\left(\frac{h}{\lambda_0}\right)\left[4.6 - \frac{3.65}{\epsilon_r\sqrt{W/\lambda_0(9.06-100W/\lambda_0}}\right] \quad (53)$$

$$-0.01\ln\left(\frac{h}{\lambda_0}\right)\left[4.6-\frac{3.65}{\epsilon_r\sqrt{W/\lambda_0(9.06-100W/\lambda_0}}\right]:51.36mm$$

$$2.22 \leq \epsilon_r \leq 9.8 \tag{54}$$

$$0.0015 \leq \frac{W}{\lambda_0} \leq 1.0 \tag{55}$$

$$1.836\mu \leq w \leq 60mm \tag{56}$$

Donde:

- W: Es el ancho de la ranura

Para ajustar la ranura radiante en la cavidad se utilizó una técnica de compactación que consiste en serpentear las líneas ranura, mientras se mantiene la longitud eléctrica del dipolo magnético resonante [40]. En la *tabla 4* se muestran los valores calculados para cada segmento de la ranura como es indicado en [20]

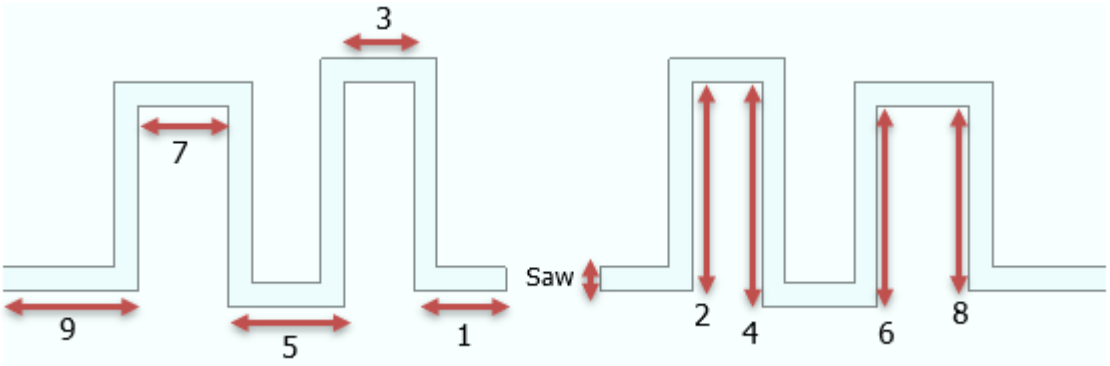

Figura 26. Modelo teórico antena ranura

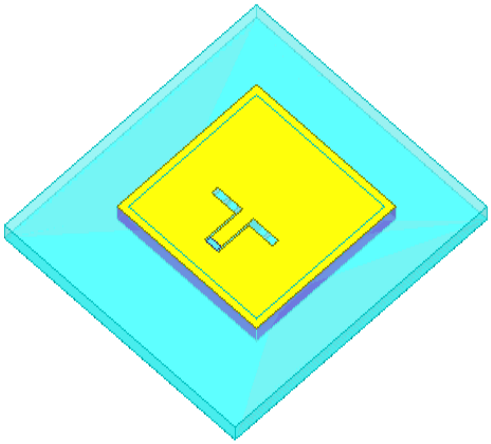

Figura 27. Vista isométrica cavidad, ranura con CPW

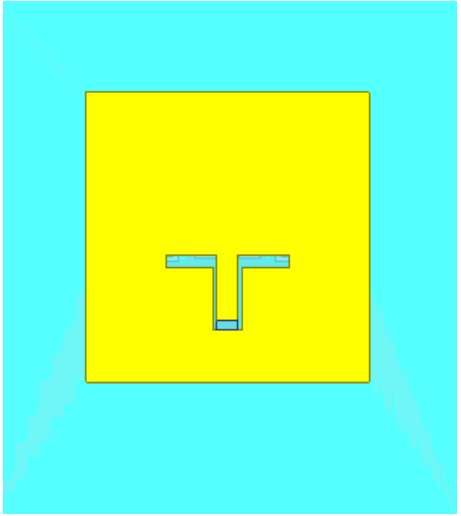

Figura 28. Vista frontal cavidad, ranura con CPW

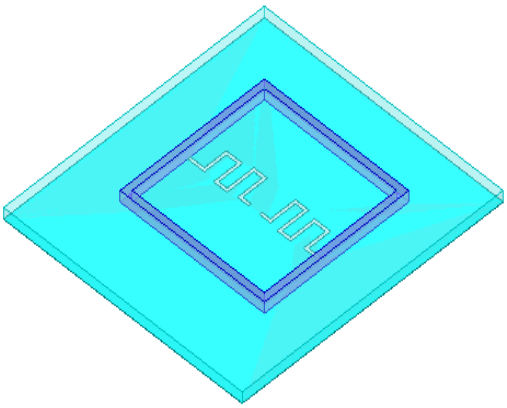

Figura 29. Vista isométrica posterior cavidad, ranura con CPW

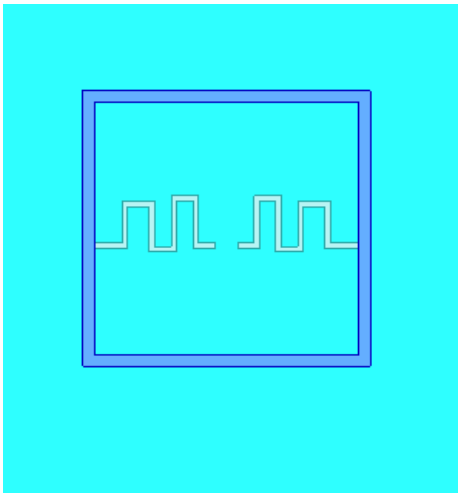

Figura 30. Vista posterior cavidad, ranura con CPW

En las figuras 27, 28, 29 y 30 aún no se ha implementado la tecnología (***SIW***) con el objetivo de reducir tiempo de simulación.

En la *tabla 4* se presentan las dimensiones de la antena ranura y la posición final sobre el eje X, las dimensiones y la posición en el eje X fueron obtenidas mediante análisis paramétrico.

Tabla 4. Dimensiones antena ranura

SAVL	*DIMENSIONES CALCULADAS (mm)*	*SAVL*	*DIMENSIONES FINALES (mm)*
1	*2.12*	*1*	*2.38*
2	*5.23*	*2*	*5.36*
3	*1.4*	*3*	*1.78*
4	*5.45*	*4*	*5.76*
5	*2.78*	*5*	*2.975*
6	*4.9*	*6*	*5.16*
7	*2.12*	*7*	*2.35*
8	*5.67*	*8*	*4.76*
9	*3.13*	*9*	*3.58*
Saw	*0.6*	*Saw*	*0.6*

En la *figura 31* es presentado el parámetro S11 con una frecuencia de resonancia de 5GHz, parámetro S11 -21.96dB y un ancho de banda de 56MHz a -10dB.

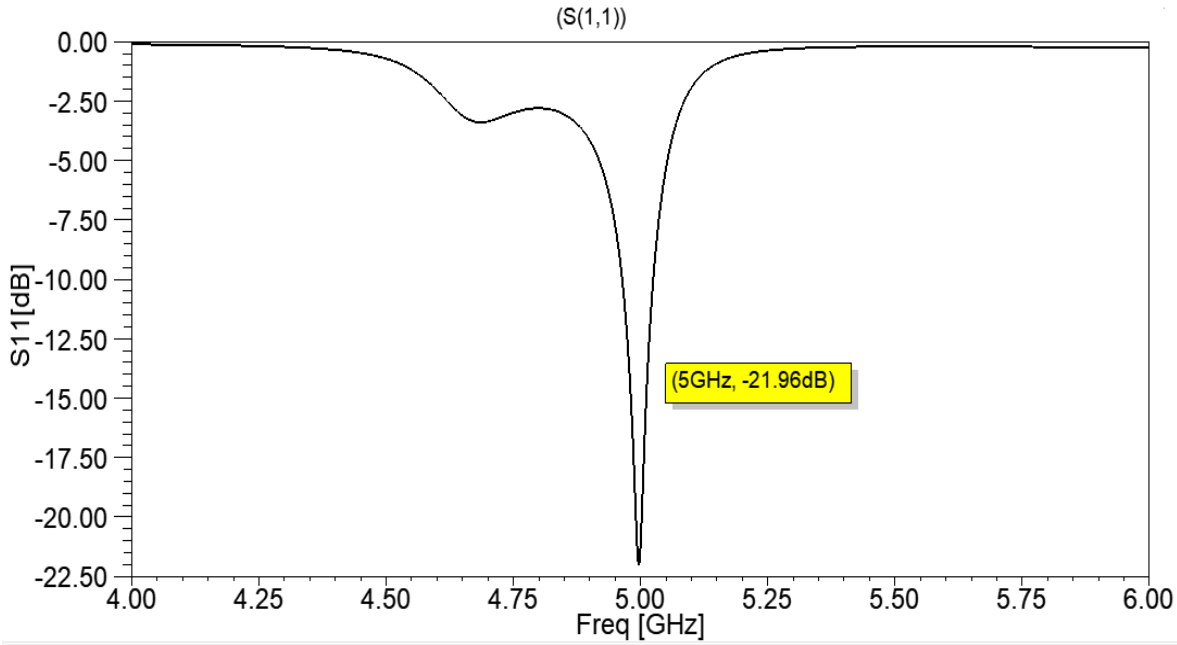

Figura 31. Respuesta parámetro S1,1 cavidad con CPW-antena ranura

3.4 Transición Línea microcinta a CPW

Una vez implementada y verificada la cavidad, la ***CPW*** y la antena ranura se procedió a la implementación de transición de la línea ***CPW*** a la línea microcinta (transmisión).

La transición es la encargada de transportar eficientemente la energía electromagnética desde la entrada de la línea microcinta hasta la salida de esta, es decir hasta la cavidad, en este caso se utilizó una línea microcinta (***microstrip line***) con la cual se generó una densidad de corriente superficial de entre 1.423A/m a 2.23 A/m y así poder excitar a la antena; el diseño de la línea microcinta se realizó a partir de la ecuación 57 hasta la 59.

$$Ancho\ (W) = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{\varepsilon_R+1}{2}}} : 4.9mm \tag{57}$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_R+1}{2} + \frac{\varepsilon_R}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{1+12\left(\frac{h}{W}\right)}}\right] : 2.332 \tag{58}$$

$$Longitud\ (L) = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 0.824h\left(\frac{(\varepsilon_{eff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\varepsilon_{eff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)}\right): 15\text{mm} \quad (59)$$

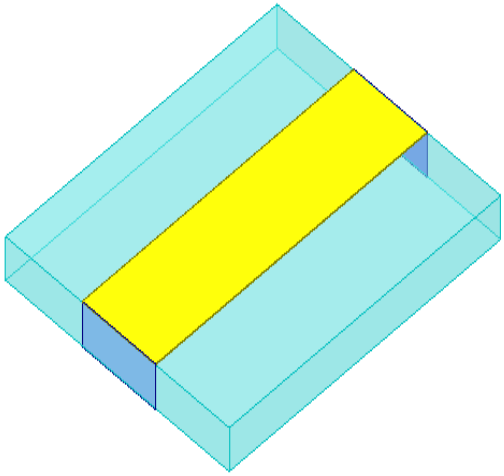

Figura 32. Vista isométrica línea microcinta

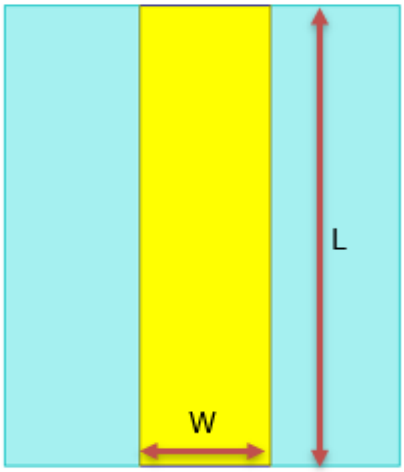

Figura 33. Vista frontal línea microcinta

En la *tabla 5* se muestran las dimensiones L y W de la línea microcinta, presentadas en las *figuras 32 y* 33 fueron obtenidas a partir de las ecuaciones (57) hasta (59).

En la *tabla 5* se presentan los valores de las dimensiones L y W, en la *figura 34* es presentado el parámetro S_{11} obtenido en el programa ***HFSS***.

Tabla 5. Dimensiones línea microcinta

VARIABLES	DIMENSIONES CALCULADAS	DIMENSIONES FINALES
Ancho	4.6mm	4.6mm
Largo	15mm	17mm

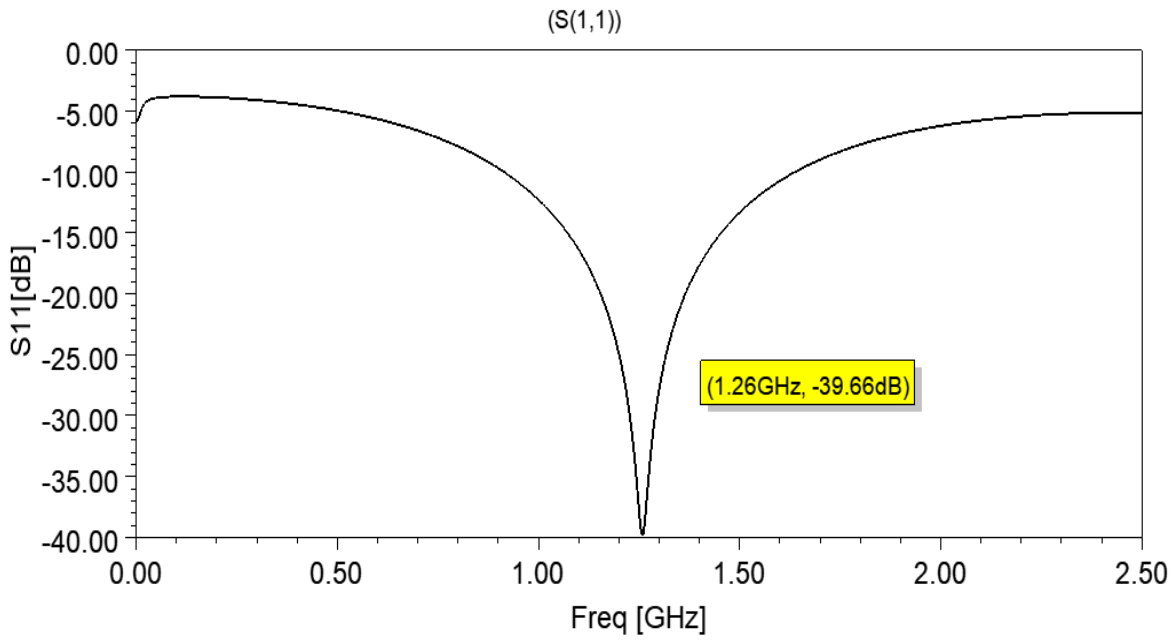

Figura 34. Respuesta parámetro S11 de la línea microcinta.

En la *figura 34* se puede observar que la frecuencia de resonancia de la línea microcinta es diferente a 2.45 GHz, lo cual asegura que la línea microcinta no irradie a 2.45GHz.

Una vez verificada la línea microcinta se procedió a realizar la transición entre esta y la guía de ondas coplanar (***CPW***) y la antena ranura implementada anteriormente como se muestra en la *figura 35 a 38* y en la *tabla 6* se muestran las dimensiones finales de los segmentos de la ranura.

En el procedimiento se modificó el ancho de la línea microcinta al ancho de la ***CPW*** calculado, con el objetivo de realizar el mejor acople a 50Ω, el resultado del parámetro S_{11} muestra en la *figura 39.*

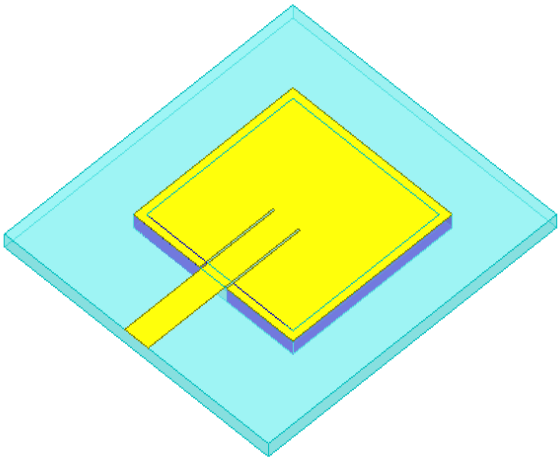

Figura 35. Vista isométrica transición CPW a línea microcinta

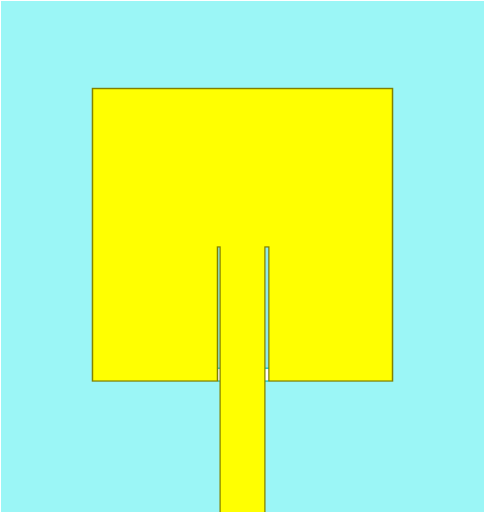

Figura 36. Vista frontal transición CPW a línea microcinta

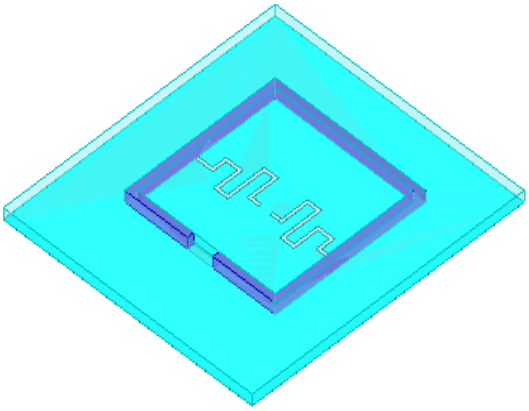

Figura 37. Vista isométrica posterior transición CPW a línea microcinta

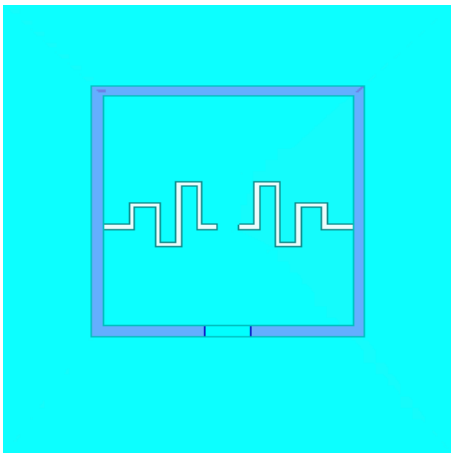

Figura 38. Vista posterior transición CPW a línea microcinta

En las figuras 35, 36, 37 y 38 aún no se ha implementado la tecnología (***SIW***) con el objetivo de reducir tiempo de simulación.

Tabla 6. Dimensiones antena

SAVL	DIMENSIONES CALCULADAS (mm)	SAVL	DIMENSIONES FINALES (mm)
1	2.12	1	2.38
2	5.23	2	5.36
3	1.4	3	1.78
4	5.45	4	7.56
5	2.78	5	2.975
6	4.9	6	4.96
7	2.12	7	2.35
8	5.67	8	2.76
9	3.13	9	3.58
Saw	0.6	Saw	0.6

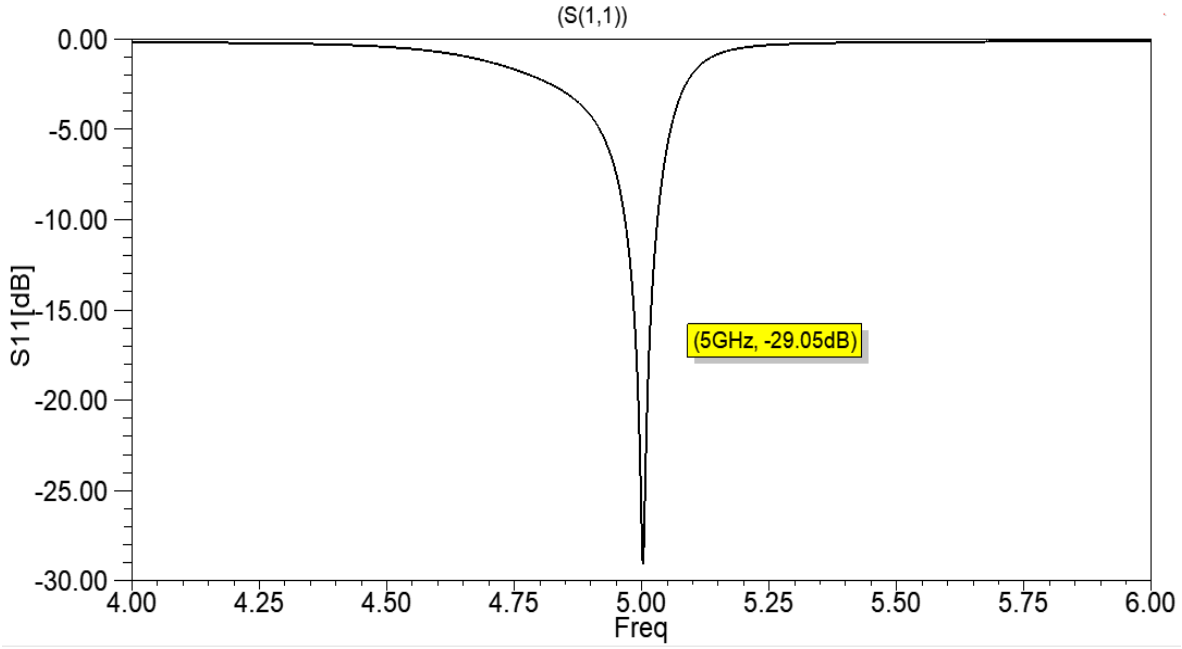

Figura 39. Respuesta en frecuencia de la cavidad, antena ranura y transición CPW a línea microcinta.

En la *figura 39* se observa finalmente el resultado de la cavidad implementada, antena ranura y la transición (***CPW***) a la línea microcinta a 5GHz, parámetro S_{11} a -29.05dB con un ancho de banda de 64MHz a -10dB, como se comentó al inicio del capítulo, el diseño consistió en desarrollar una antena con frecuencia de funcionamiento de 5 GHz para luego mediante el uso de una técnica de perturbación de cavidad lograr que la frecuencia de funcionamiento de la antena cambiara de 5 GHz a 2.45 GHz, técnica que se muestra a continuación.

4 Perturbación de cavidad

Una vez realizada la antena con frecuencia de resonancia de 5GHz y un tamaño de 28.6mm, verificado el parámetro S_{11}, se procedió a realizar la perturbación de cavidad. El propósito es variar la frecuencia de resonancia de 5 GHz a 2.45 GHz

Según [39] para modificar o variar la frecuencia de resonancia de una cavidad, se debe presentar o generar una perturbación que produzca un cambio de la energía eléctrica ΔW_e el cual debe ser mayor que el cambio de la energía magnética ΔW_m . Para obtener este cambio en la energía eléctrica se puede insertar un poster a la cavidad.

En las *figuras 40 y 41* se puede ver el capacitor que se implementa con un poste metálico cilíndrico, alineado en paralelo con el campo eléctrico, además una ranura circular está grabada alrededor del capacitor en la parte superior de la cavidad como se muestra en las *figuras 40* y 41. Se halló el valor del capacitor de acuerdo con la *ecuación 60*, en la *tabla 7* se muestran los resultados.

$$\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0} = \frac{-2l\pi {r_o}^2}{abd} = \frac{-2\Delta V}{v_0} \tag{60}$$

Donde:

- $\Delta V: \pi l {r_0}^2$
- $v_0: abd$

- l: Alto del poste.
- r_0: Radio del poste.
- a: Largo de la cavidad.
- b: Alto de la cavidad.
- d: Ancho de la cavidad.
- ΔV: Cambio en el volumen de la cavidad.

Tabla 7. Dimensiones miniaturización

VARIABLES	DIMENSIONES CALCULADAS	DIMENSIONES FINALES
Largo del poste (l)	1.6034mm	1.6034mm
Radio poste (Rc)	0.5mm	1mm
Largo cavidad	28.6mm	28.6mm
Alto cavidad	1.6034mm	1.6034mm
Ancho cavidad	28.6mm	28.6mm
Radio capacitor (Rcap)	3.95mm	4mm
Ancho ranura (Gr)	0.1mm	0.1mm

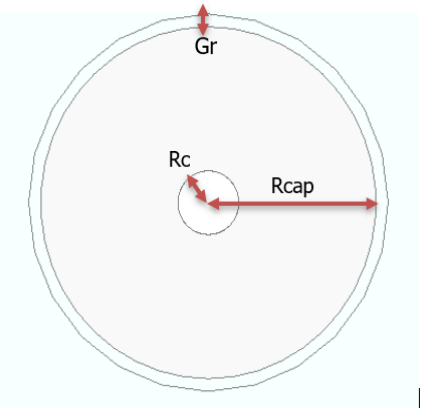

Figura 40. Vista frontal capacitor, poste

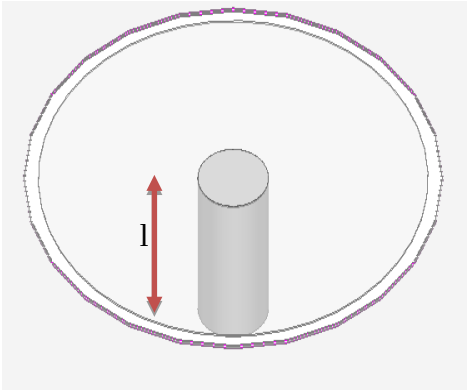

Figura 41. Vista isométrica capacitor, poste

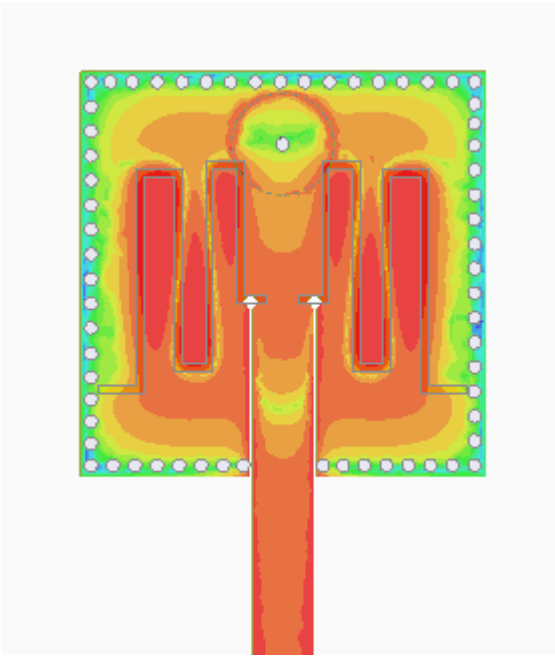

Figura 42. Distribución del campo eléctrico en la cavidad

El capacitor y el poste se debe ubicar en el punto de campo magnético mínimo y en el campo eléctrico máximo dentro de la cavidad, en la *figura 42* se observa el campo eléctrico de la cavidad, esta ubicación se realiza por medio de análisis paramétrico, después de ubicar el capacitor y el cilindro (*figura 43 y 44*) se modificaron las dimensiones de la ranura ubicada en la cara inferior de la cavidad como se muestra en las *figuras 45 y 46*, en la *tabla 8* se muestran los valores finales.

El resultado del parámetro S_{11} se muestra en la *figura 47*, donde se observa que la frecuencia de resonancia varió de 5GHz a 2.45GHz con la introducción del capacitor y el cilindro.

Tabla 8. Dimensiones antena

SAVL	DIMENSIONES CALCULADAS (mm)	SAVL	DIMENSIONES FINALES (mm)
1	4.86	1	2.38
2	10.93	2	10.36
3	3.62	3	1.78
4	11.76	4	15.76
5	6.07	5	2.975
6	10.54	6	15.16
7	4.80	7	2.35
8	9.72	8	16.76
9	7.30	9	3.58
Saw	1.22	Saw	0.6

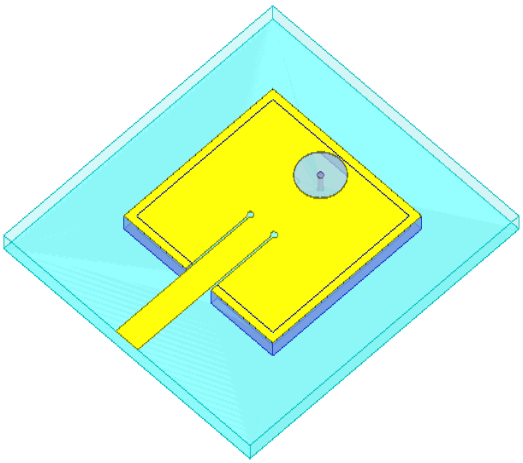

Figura 43. Vista isométrica antena

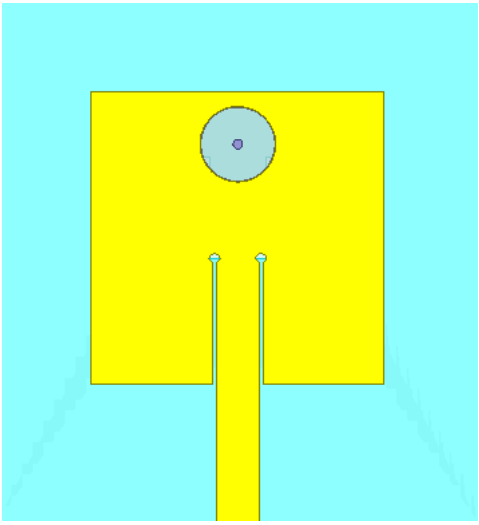

Figura 44. Vista frontal antena

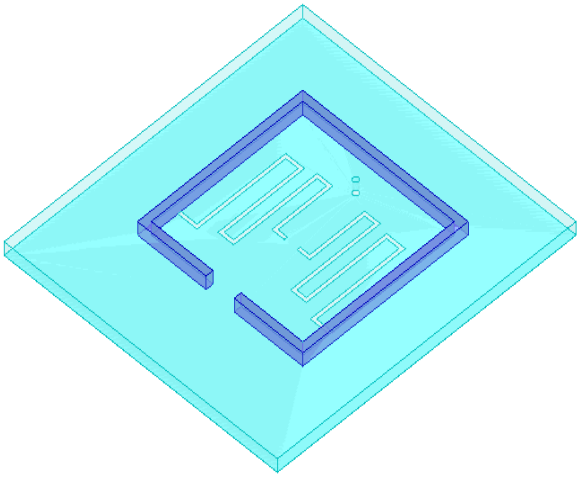

Figura 45. Vista posterior isométrica antena

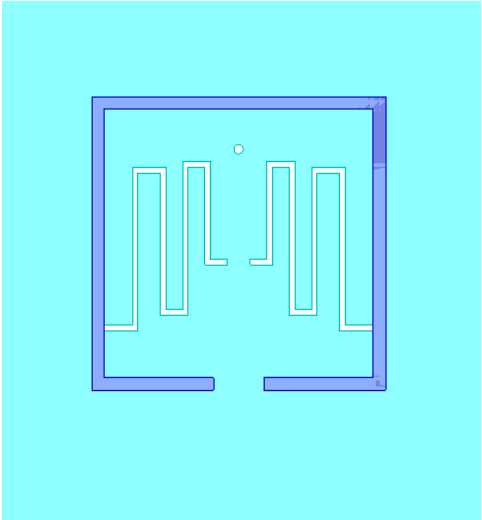

Figura 46. Vista posterior antena

En las figuras 43, 44, 45 y 46 aún no se ha implementado la tecnología SIW con el objetivo de reducir tiempo de simulación.

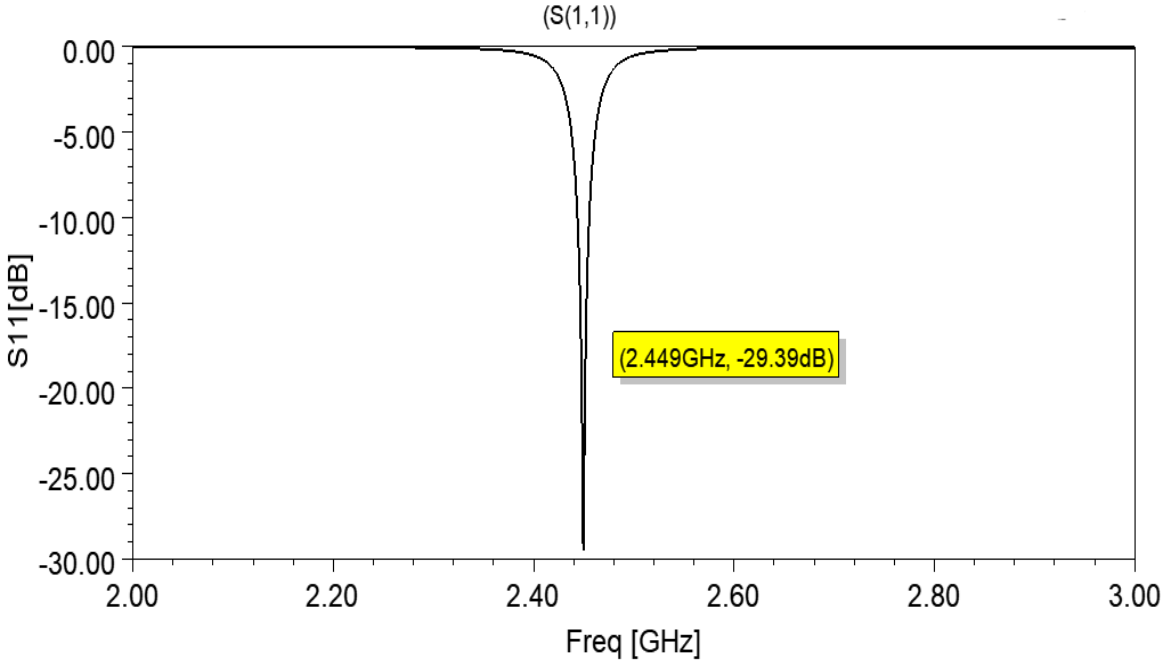

Figura 47. Respuesta en frecuencia antena miniaturizada con muro

En la *figura 47* se observa la frecuencia de resonancia de la antena a 2.449GHz, parámetro S_{11} -29dB con ancho de banda de 13MHz a -10dB verificando el funcionamiento del capacitor y la ranura al ser introducido en la cavidad de 5GHz, en *figura 56* se observa la estructura de la cavidad por separado.

En las *figuras 48 a 51* se observa la cavidad, el capacitor, la antena ranura y la transición de la CPW a la línea microcinta diseñados anteriormente, pero con la tecnología (***SIW***), es decir el muro se remplaza por cilindros ubicados en los extremos de la cavidad. En el desarrollo del trabajo se utilizó el muro por reducir tiempo de simulación.

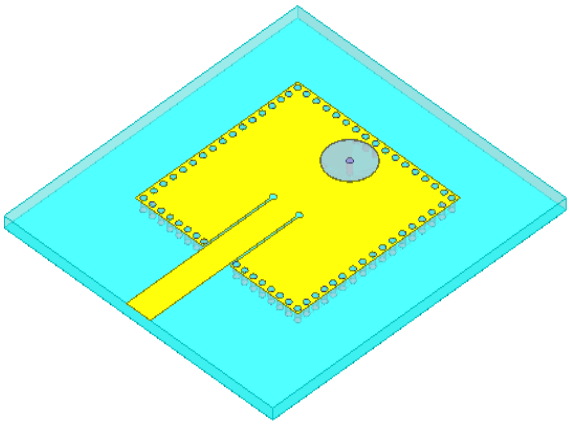

Figura 48. Vista isométrica antena

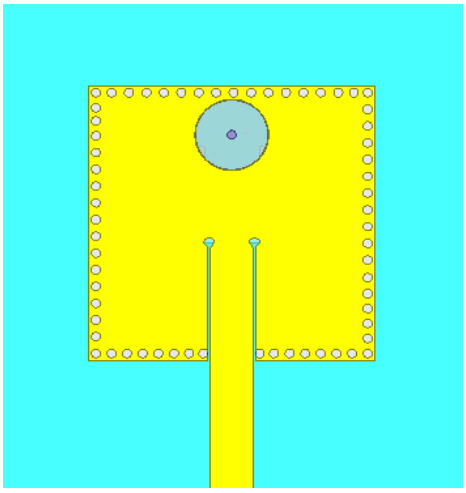

Figura 49. Vista frontal antena

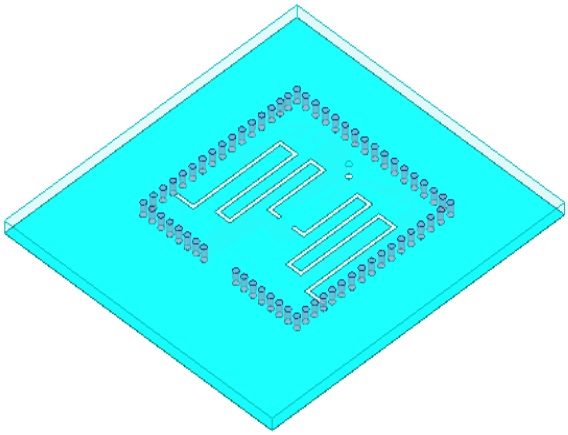

Figura 50. Vista isométrica posterior antena

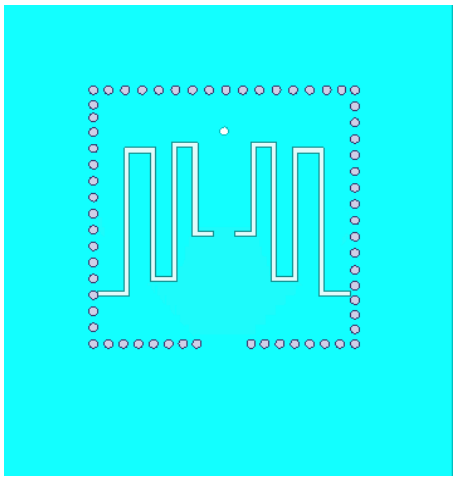

Figura 51. Vista posterior antena

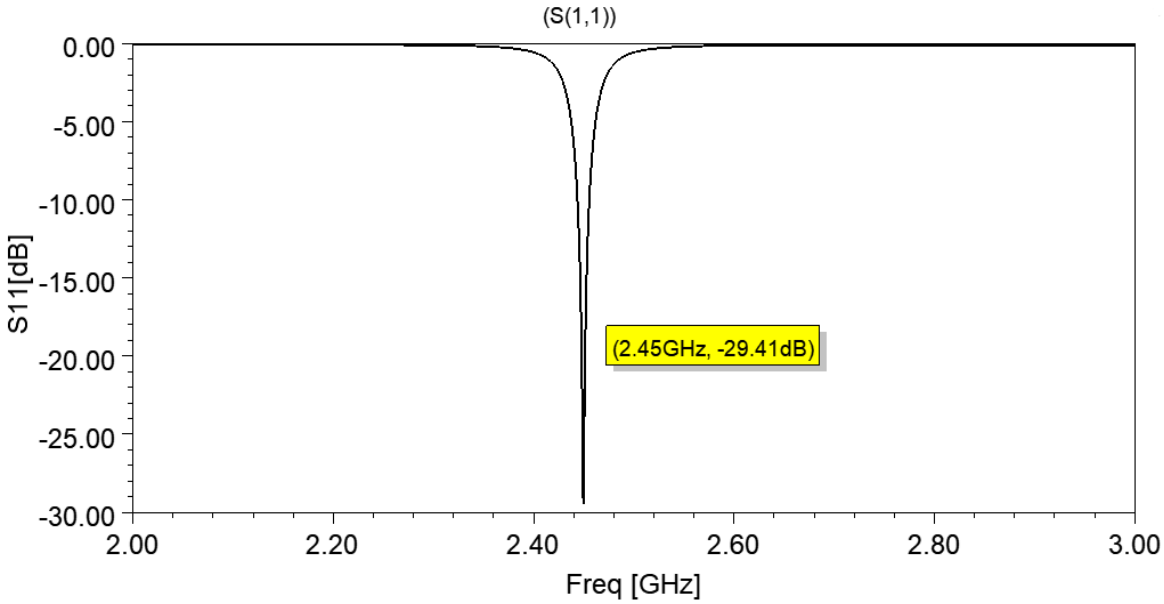

Figura 52. Respuesta en frecuencia antena miniaturizada SIW

En la *figura 52* se observa la frecuencia de resonancia de la antena a 2.45GHz, parámetro S_{11} -29.41dB y un ancho de banda de 13MHz a -10dB con la tecnología (***SIW***), verificando el resultado y funcionamiento. El resultado no varía significativamente a

comparación del resultado de la cavidad con el muro metálico, pero si disminuye tiempo de simulación por esta razón primero se diseñó con el muro.

En la *figura 53* se observa el patrón de radiación en 3D de la antena miniaturizada, el patrón de radiación es tipo directivo, es decir concentra la energía radiada en una dirección y también se observa que no cuenta con lóbulos laterales ni traseros.

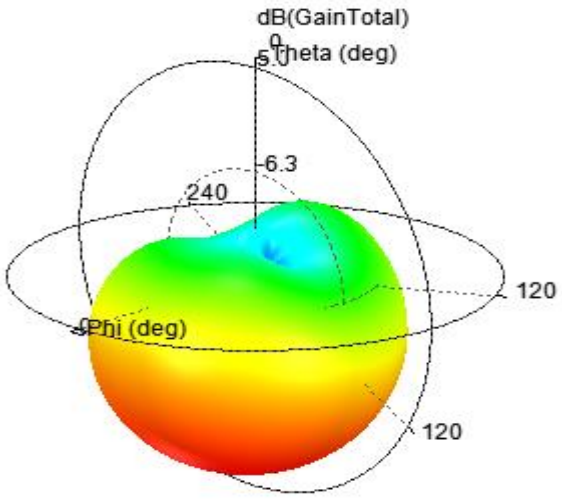

Figura 53. Patrón de radiación antena miniaturizada a 2.45GHz

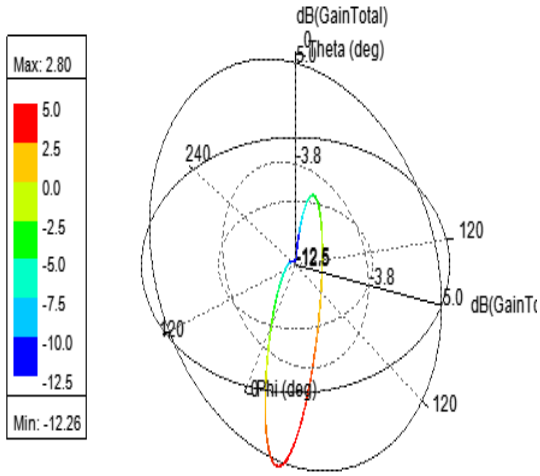

Figura 54. Patrón de radiación 3D antena miniaturizada a 2.45GHz Plano E

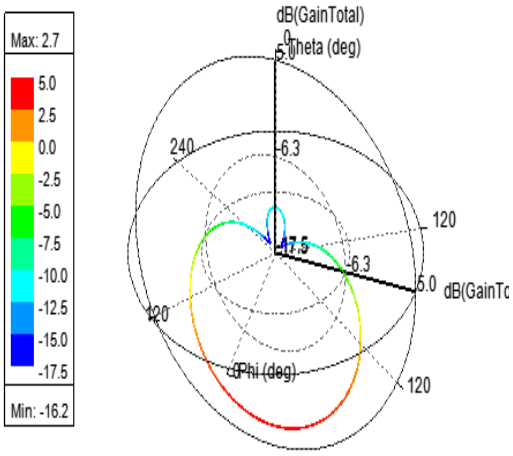

Figura 55. Patrón de radiación 3D antena miniaturizada a 2.45GHz plano H

En las *figuras 54 y 55* se observan los patrones de radiación en 3D de la antena miniaturizada, en la *figura 54* se muestra el patrón en el plano E con una ganancia máxima de 2.8dBi, con una relación delantera trasera de 14.96dB y en la figura 55 el patrón en el plano H con una ganancia máxima de 2.7dBi y con una relación delantera trasera de 14.54dB cumpliendo así el requerimiento en ganancia planteado al inicio del proyecto de investigación (ganancia mínima 2.75dBi, relación delantera trasera de mínima de 12dB).

En las figuras *56 y 57* se muestra el patrón de radiación en el plano E y H en 2D respectivamente.

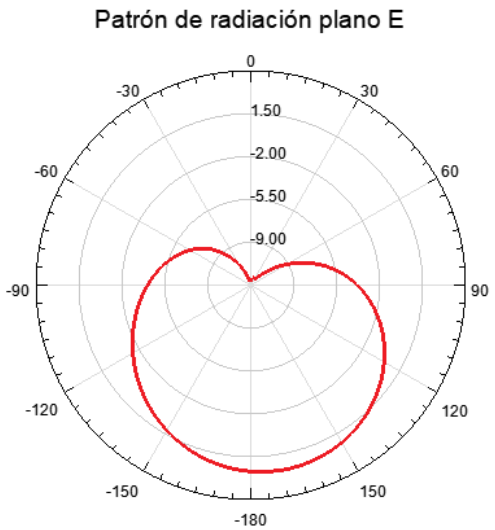

Figura 56. Patrón de radiación antena miniaturizada a 2.45GHz plano E

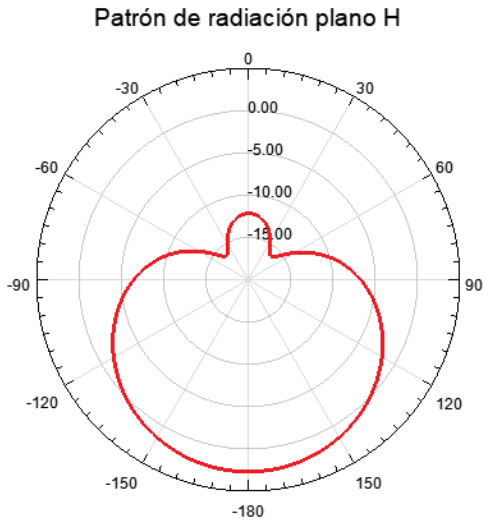

Figura 57. Patrón de radiación antena miniaturizada a 2.45GHz plano H

El método de reducción de volumen se desarrolló por la continuación de un proyecto de grado anterior (2018) y por directriz del director del proyecto de grado.

5 Alternativa de Miniaturización

En [54] plantean un método de miniaturización denominado "*Quarter Mode*" en tecnología ***SIW***, donde se propone una antena con respaldo de cavidad de guía de ondas integrada de sustrato plano (***SIW***) para la banda de radio médica y científica industrial (5.725-5.875 GHz) a 5.8 GHz. La miniaturización se logra mediante 3/4 de la cavidad SIW circulares convencional mediante el uso de la técnica ***SIW*** de cuarto de modo. Para mejorar el ancho de banda, se grabó una ranura rectangular inclinada en la parte superior.

La frecuencia de resonancia de la cavidad circular SIW se calcula a partir de las ecuaciones (61) y (62) [47].

$$f_{mn0} = \frac{TM_{mn}c}{2\pi l_{p1eff}\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{61}$$

$$l_{p1eff} = l_{p1}(1 + \frac{2h}{\pi l_{p1}\varepsilon_r}\left\{\ln\left(\frac{\pi l_{p1}}{2h}\right) + 1.77\right\})^{1/2} \tag{62}$$

Donde:

- f: Frecuencia de resonancia.
- m: Número de variaciones de medio ciclo en la sección transversal de la cavidad limitadas por ancho en el eje x.
- n: Número de variaciones de medio ciclo en la sección transversal de la cavidad limitadas por ancho en el eje y.
- c: Velocidad de la luz.
- l_{p1eff}: Radio efectivo de la cavidad.
- l_{p1}: Radio de la cavidad.
- h: Alto del sustrato (1.6mm)
- ε_r: Permitividad del sustrato Duroid5880 (2.2)

La frecuencia de resonancia se calculó para 2.45GHz, con un radio de 50.7mm como se muestra en las *figuras 58, 59 y 63.* En la *figura 60* se muestra el resultado del parámetro S_{11}.

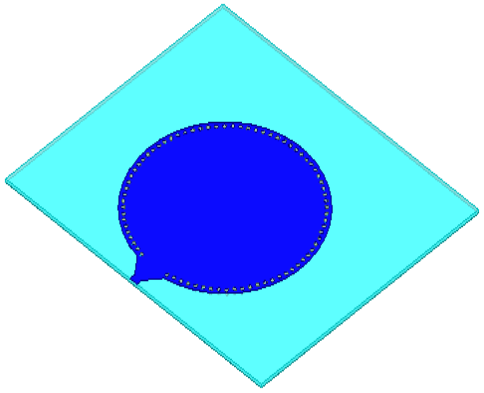

Figura 58. Vista frontal antena modo cuarto

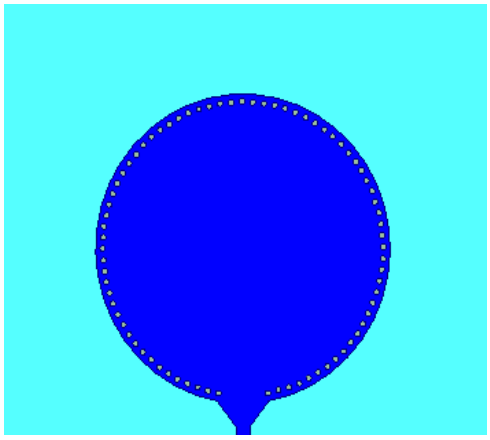

Figura 59. Vista frontal antena modo cuarto

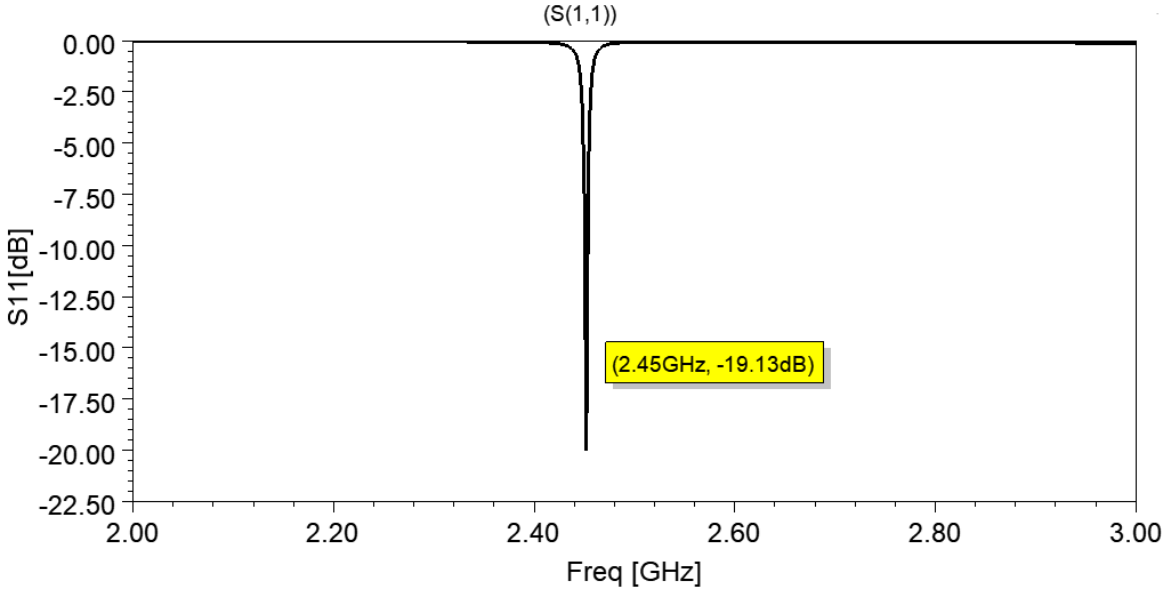

Figura 60. Respuesta en frecuencia parámetro (S(1,1)) alternativa miniaturización

En la *figura 60* se verifica la frecuencia de resonancia de la antena modo cuarto a 2.45GHz con el parámetro S_{11} -19.13dB y un ancho de banda de 3MH a -10dB.

Se realizó el procedimiento de corte en el eje horizontal y vertical y se añadió una ranura con sus respectivas dimensiones calculadas con la ecuación 63 y 64, la antena resultante se muestra en la *figura 64.* En las *figuras 61 y 62* se observan las dimensiones finales después de la reducción. En la *figura 61* se presenta la antena sin reducción.

$$0.63\lambda_g \tag{63}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\varepsilon_r} \tag{64}$$

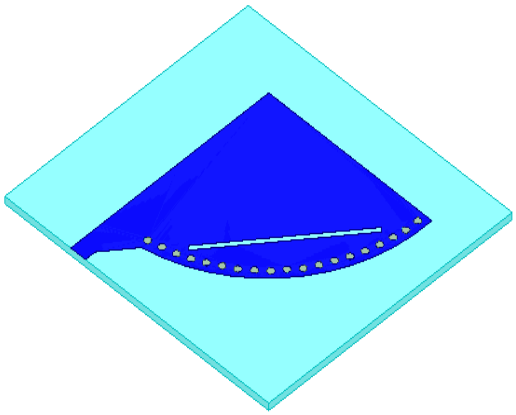

Figura 61. Vista frontal antena modo cuarto

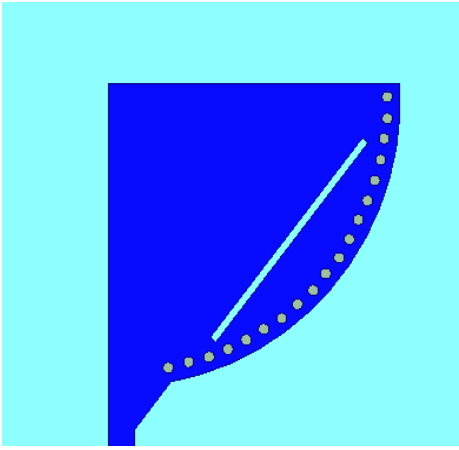

Figura 62. Vista frontal antena modo cuarto

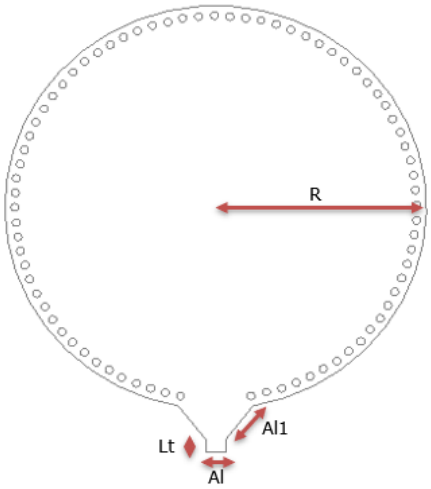

Figura 63. Dimensiones antena original modo cuarto

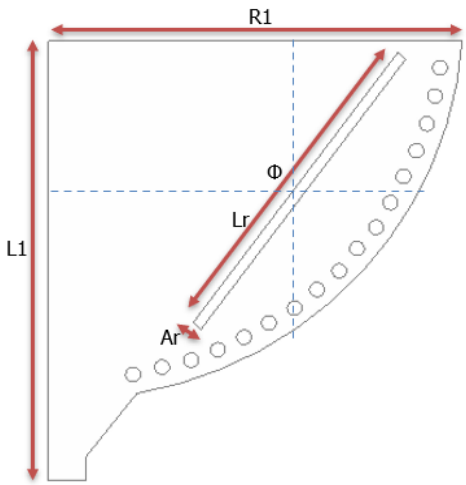

Figura 64. Dimensiones antena miniaturizada modo cuarto

A medida que la ranura gira en el sentido de las agujas del reloj, se logra el mejor acoplamiento para el máximo ancho de banda. [2].

En la *tabla 9* se presentan las medidas calculadas y finales de la cavidad circular original y miniaturizada.

Tabla 9. Dimensiones miniaturización alternativa

VARIABLES	DIMENSIONES CALCULADAS	DIMENSIONES FINALES
R	48mm	50.7mm
Lt	4.75mm	4.75mm
Al	4.6mm	5mm
Al1	3.25mm	3.25mm
R1	48mm	50.7mm
L1	58mm	75.96mm
Lr	49.51mm	49.51mm

Ar	1mm	1mm
Φ	61.2mm	61.22mm
d	$\leq 12.24mm$	2mm
dp	4mm	4mm

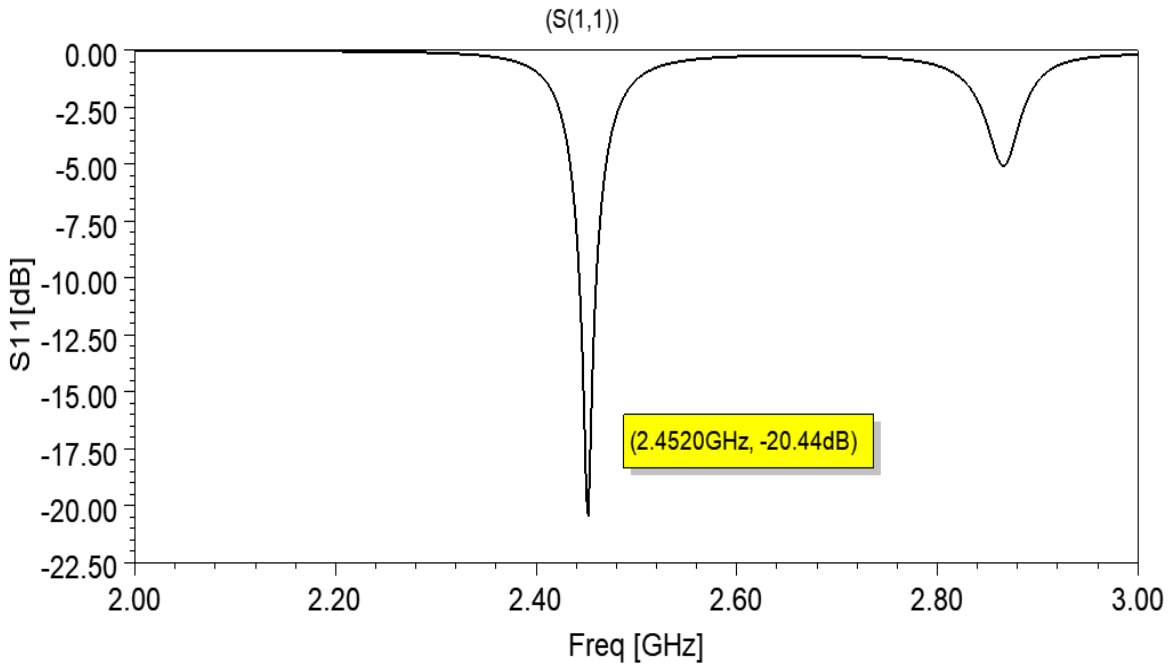

Figura 65. Respuesta en frecuencia parámetro (S11) alternativa de miniaturización

En la *figura 65* se observa el parámetro S_{11} -20.44dB donde se verifica la frecuencia de resonancia a 2.45GHz con un ancho de banda de 20MHz a -10dB, después del procedimiento de reducción, el corte y la ranura añadida.

Aunque la segunda alternativa de reducción no se escogió, esta se tendrá en cuenta en un futuro proyecto de grado o trabajo posterior debido a que la técnica de miniaturización también se basa en tecnología ***SIW***.

En la *figura 66* se muestra el resultado en frecuencia de resonancia de la antena original y la miniaturizada, se obtuvo una frecuencia de resonancia de 2.452GHz y un parámetro S_{11} de -20.44 dB (curva negra) de la antena miniaturizada, 20MHz de ancho de banda a -10dB y se muestra el resultado en frecuencia de resonancia de la antena original, se obtuvo una frecuencia de resonancia de 2.452GHz y un parámetro S_{11} de -19.13 dB (curva azul) con 3MHz de ancho de banda a -10dB. El ancho de banda obtenido permite asegurar que el rango de frecuencias este muy cercano a la frecuencia requerida (2.45GHz) y así lograr iluminar el fantoma o los tejidos a esta frecuencia en el proceso de hipertermia.

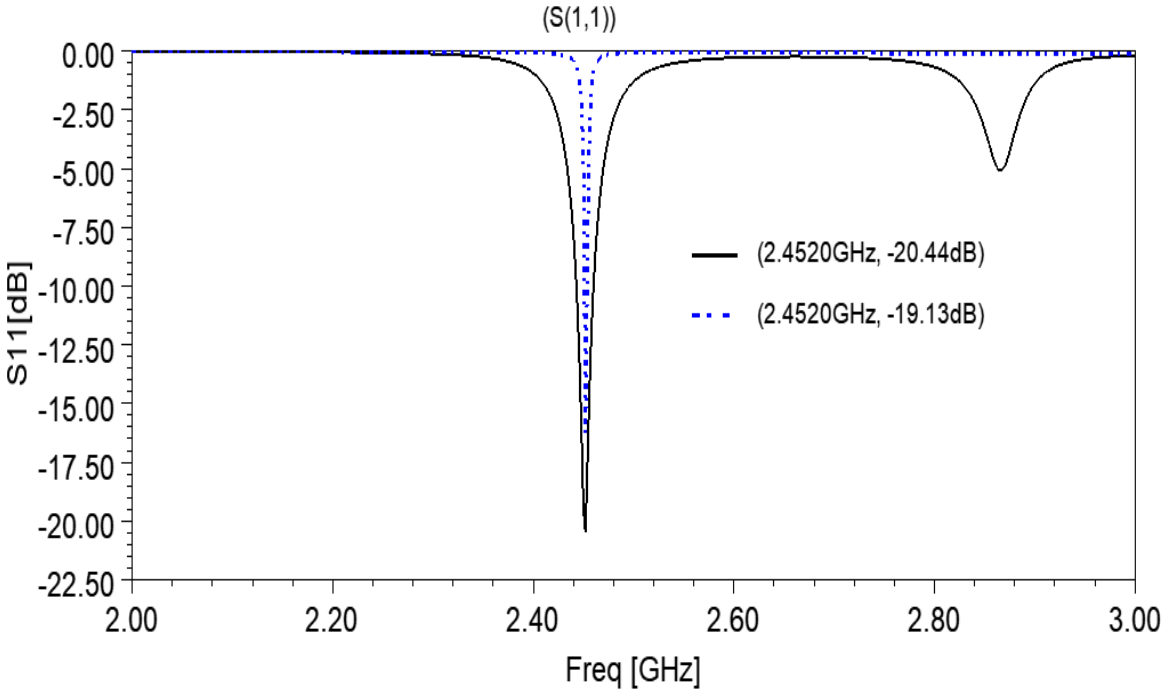

Figura 66. Respuesta en frecuencia antena alternativa miniaturizada vs original

6 Antena a 2.45GHz original

Como se mencionó al inicio del documento, para verificar la reducción del volumen de la antena, se diseñó una antena a 2.45GHz con sus dimensiones normales en tecnología ***SIW*** descritas en la *tabla 10*, como se muestra en las *figuras 67 a 70.*

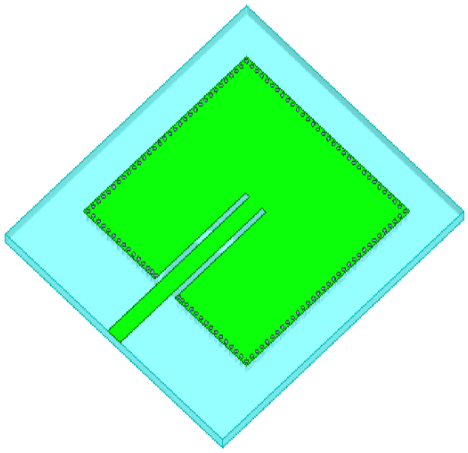

Figura 67. Vista isométrica antena original

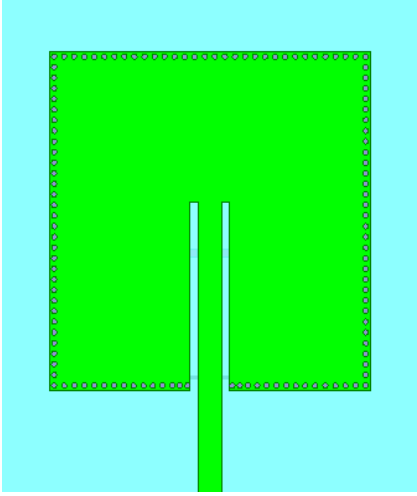

Figura 68. Vista frontal cavidad original

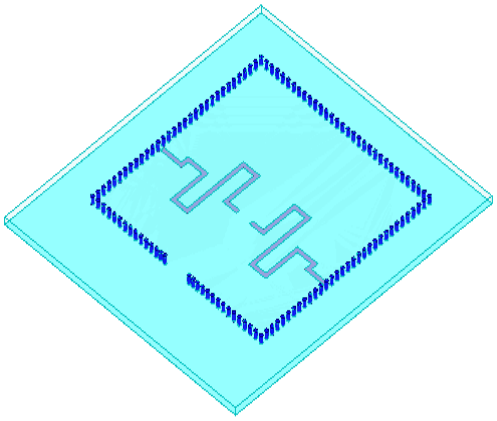

Figura 69. Vista isométrica trasera antena original

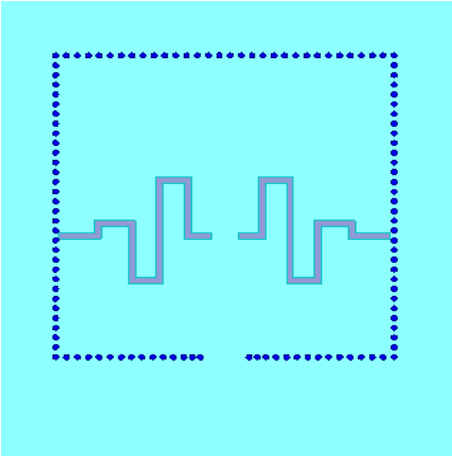

Figura 70. Vista trasera antena original

Tabla 10. Dimensiones cavidad original

VARIABLES	DIMENSIONES CALCULADAS	DIMENSIONES FINALES
a	58.3mm	58.3mm
d	58.3mm	58.3mm

Donde:

- a: Ancho de la cavidad.
- d: Largo de la cavidad.

Para diseñar la antena a 2.45 GHz sin miniaturización se realizó el mismo proceso utilizado para el diseño de la antena a 5 GHz.

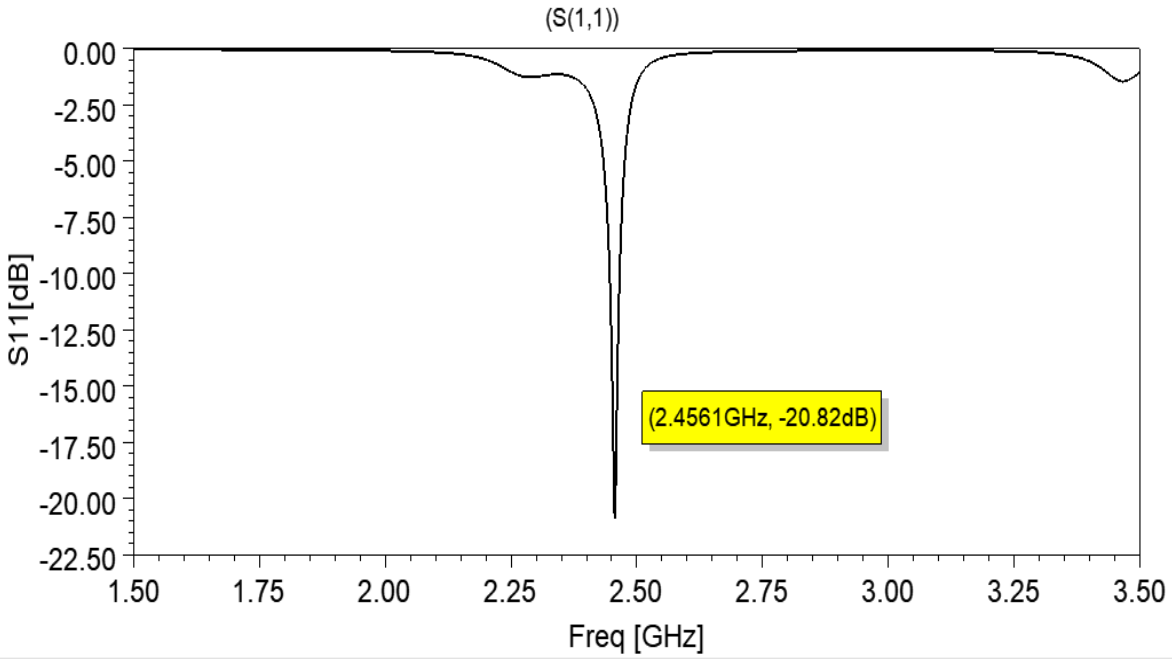

Figura 71. Respuesta en frecuencia antena original (S(1,1))

En la *figura 71* se observa el resultado en frecuencia de resonancia de la cavidad original, se obtuvo una frecuencia de resonancia de 2.45GHz y un parámetro S_{11} de -20.82 dB con un ancho de banda de 20MHz a -10dB.

En la *figura 72* se observa el patrón de radiación en 3D de la antena original, el patrón de radiación es tipo directivo, es decir concentra la energía radiada en una dirección y también se observa que no cuenta con lóbulos laterales ni traseros.

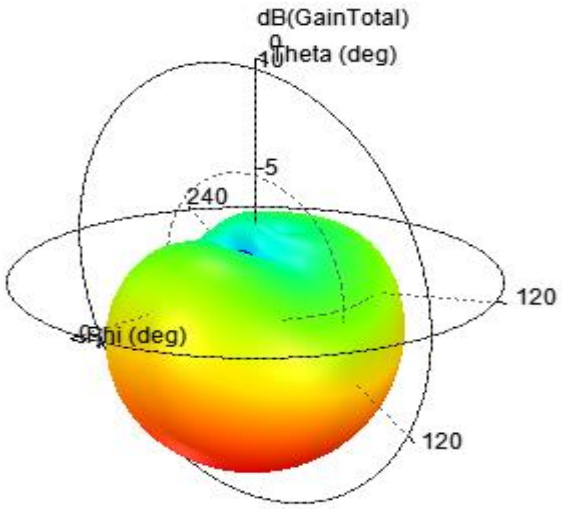

Figura 72. Patrón de radiación antena original

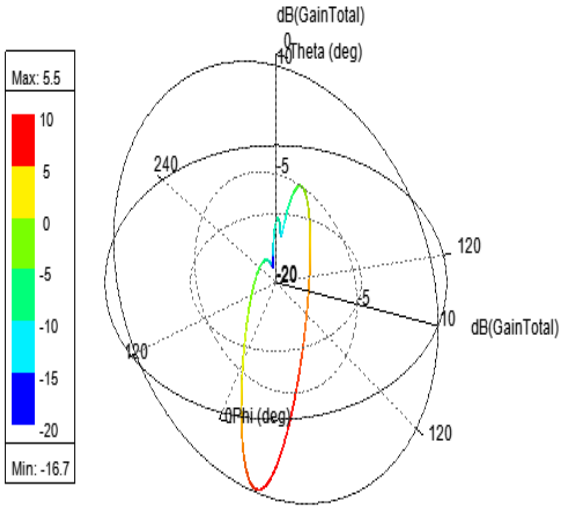

Figura 73. Patrón de radiación antena original plano E

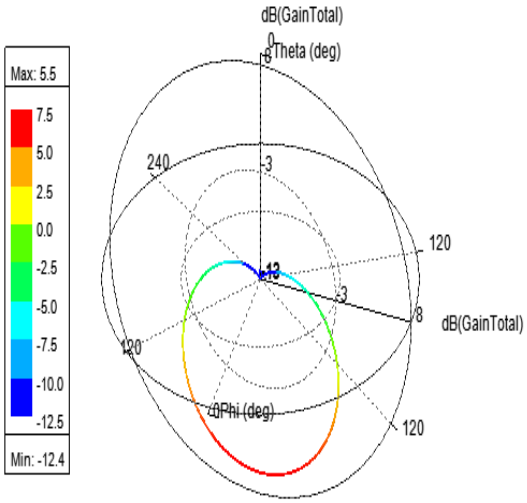

Figura 74. Patrón de radiación antena original plano H

En las *figuras 73 y 74* se observan los patrones de radiación en 3D de la antena original, en la *figura 75* se muestra el patrón en el plano E con una ganancia máxima de 5.5dBi con una relación delantera trasera de 17.75dB, en la *figura 76* el patrón en el plano H con una ganancia máxima de 5.53dBi y con una relación delantera trasera de 17.28dB

En las figuras *75 y 76* se muestra el patrón de radiación en el campo E y H en 2D respectivamente.

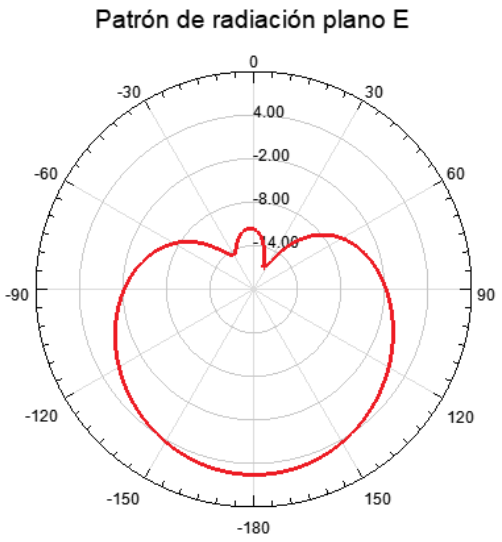

Figura 75. Patrón de radiación cavidad original campo E

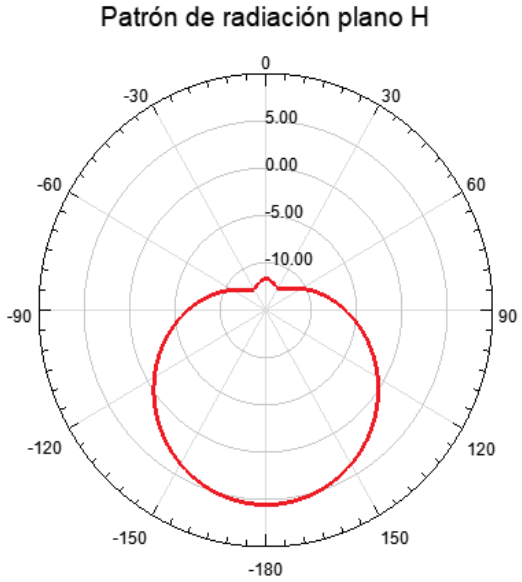

Figura 76. Patrón de radiación cavidad original campo H

4 RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

En la *figura 77* se muestra el resultado en frecuencia de resonancia de la antena miniaturizada, se obtuvo una frecuencia de resonancia de 2.45GHz y un parámetro S_{11} de -

29.41 dB (curva negra) y un ancho de banda de 20MHz a -10dB y se muestra el resultado en frecuencia de resonancia de la antena original, se obtuvo una frecuencia de resonancia de 2.456GHz y un parámetro S_{11} de -20.82 dB (curva azul) y un ancho de banda de 13MHz a -10dB.

El ancho de banda obtenido permite asegurar que el rango de frecuencias este muy cercano a la frecuencia requerida (2.45GHz) y así lograr iluminar el fantoma o los tejidos a esta frecuencia en el proceso de hipertermia.

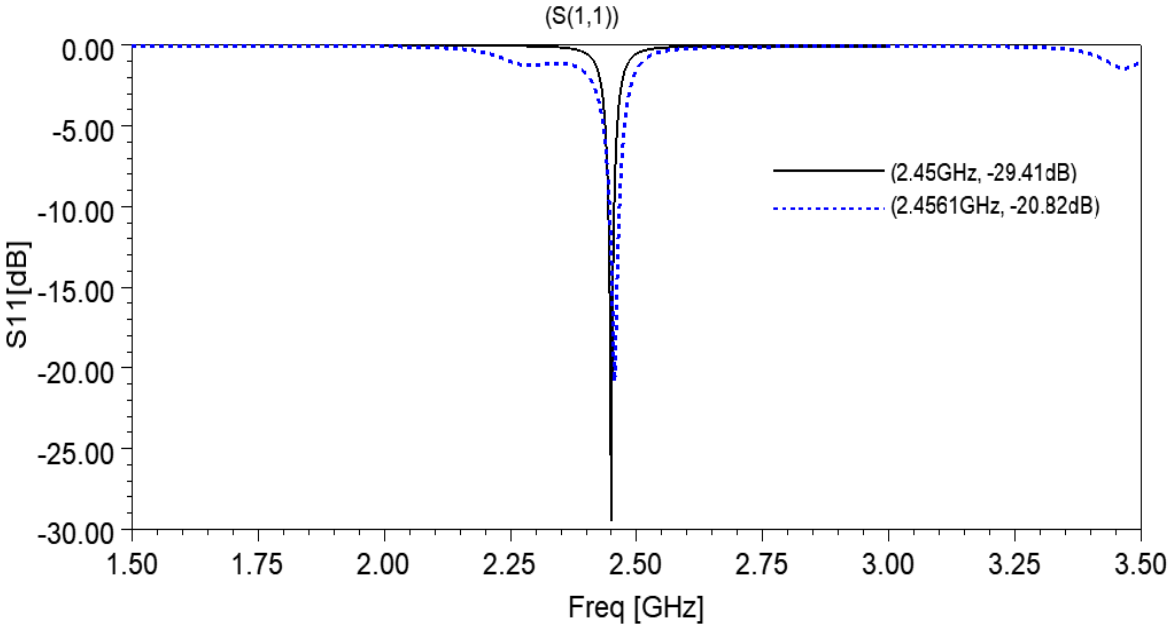

Figura 77. Respuesta en frecuencia antena miniaturizada vs antena original

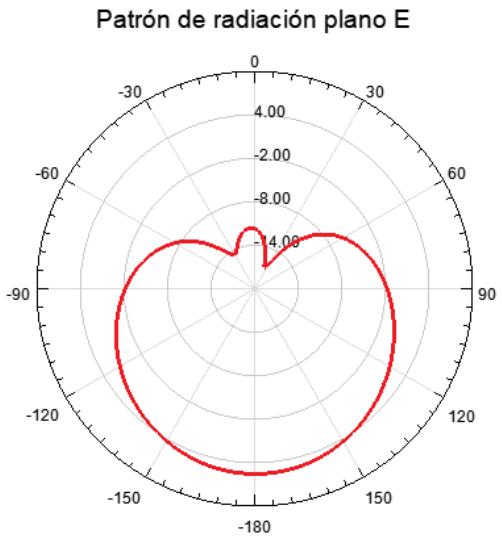

Figura 78. Patrón de radiación antena original plano E

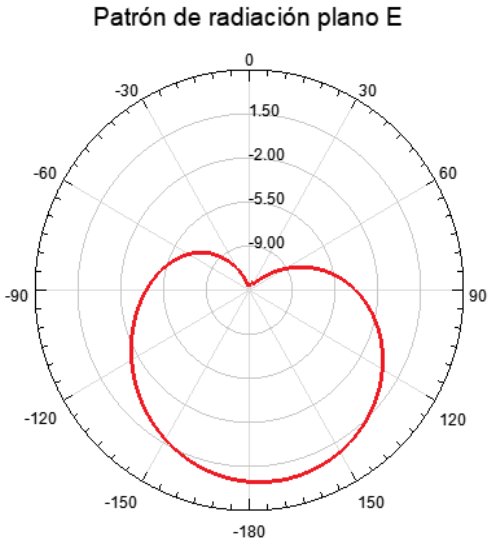

Figura 79. Patrón de radiación antena miniaturizada plano E

En las figuras 78 a 81 se muestra el patrón de radiación en el plano E y H de la antena original vs la antena miniaturizada.

En la *figura 78* se muestra el patrón en el plano E con una ganancia máxima de 5.5dBi, en la *figura 80* el patrón en el plano H con una ganancia máxima de 5.5dBi y con una relación delantera trasera de 17.15dB de la antena original.

En la *figura 79* se muestra el patrón en el plano E con una ganancia máxima de 2.8dBi, en la *figura 81* el patrón en el plano H con una ganancia máxima de 2.7dBi y con una relación delantera trasera de 14.54dB de la antena miniaturizada cumpliendo así con los requerimientos de diseño.

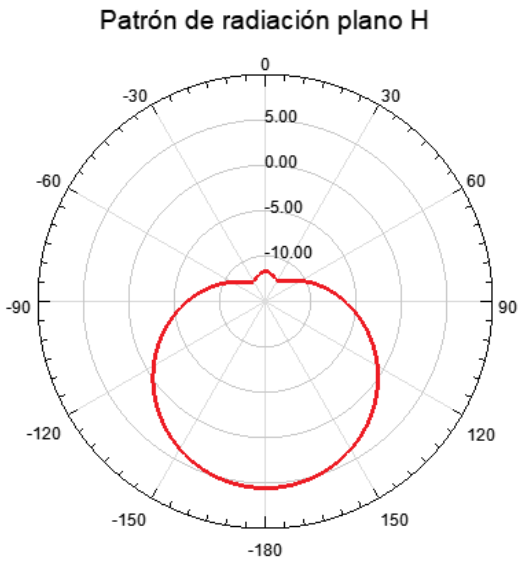

Figura 80. Patrón de radiación antena original plano E

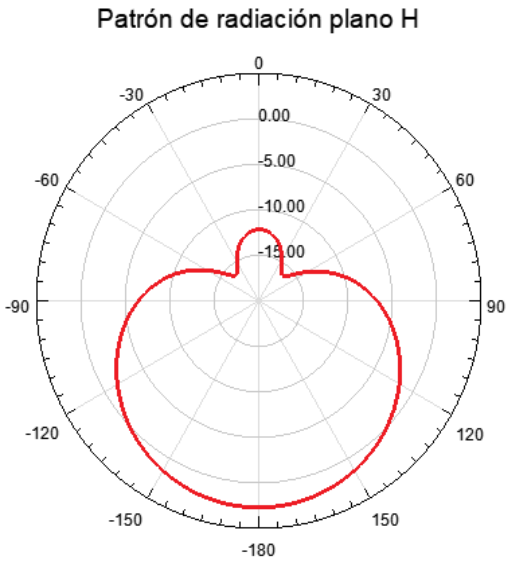

Figura 81. Patrón de radiación antena miniaturizada plano E

En la *tabla 11* se presentan las dimensiones de la cavidad original y la cavidad reducida, verificando el objetivo y requerimientos del trabajo de grado de reducir el tamaño de la antena en un 50% de la antena original, a 2.45GHz en frecuencia, con el parámetro S_{11} menor a -15dB y con una ganancia mínima de 2,7dBi.

Tabla 11. Dimensiones línea microcinta

VARIABLES	DIMENSIONES CAVIDAD ORIGINAL	DIMENSIONES CAVIDAD REDUCIDA
Ancho	58.3mm	28.6mm
Largo	58.3mm	28.6mm
Frecuencia de resonancia	2.4561GHz	2.45GHz
Parámetro S_{11}	-20.82dB	-29.41dB

En las figuras 82, 83 y 84 se muestra el procedimiento que se realizó para la fabricación, en la figura 82 y 83 se muestra el archivo gerber superior o inferior respectivamente y en la figura 84 el archivo de las perforaciones.

5 CONCLUSIONES

De la *figura 77* se observó 8.59dB (44%) de aumento en la adaptación en simulación de la antena miniaturizada con respecto a la original, se cumplió en ambas antenas el requerimiento en frecuencia (2.45GHz) y el cambio en el ancho de banda entre cada una la antena original a la miniaturizada fue de 7MHz.

En cuanto a la miniaturización de la antena original, se obtuvo una reducción del 49% del tamaño (28.6mm), una reducción en el 49% de la ganancia de la antena original (2.7dBi).

Se cumplió con el objetivo de la realización de la alternativa de miniaturización (Modo cuarto) con un resultado de 52.4% de reducción del tamaño original a 2.45GHz.

6 RECOMENDACIONES

La realización de paramétricos en diferentes partes de la antena mostraron comportamientos diferentes en cuanto a variación de frecuencia y de la adaptación, esto permitió la sintonización correcta de la antena; Las modificaciones se realizaron principalmente en la antena ranura ubicada en la parte inferior de la cavidad, ya que esta modificada significativamente la frecuencia de la antena como se muestra en la *figura* , la modificación de la CPW en el momento de realizar la transición con la línea microcinta mostro una variación en la adaptación de la antena así como el ancho de banda como se muestra en la *figura* y un leve movimiento en frecuencia.

El objetivo del capacitor como se explicó en el capítulo de diseño es modificar la frecuencia de funcionamiento, los parámetros a modificar fueron la posición y el radio.

7 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Jimenez Herrera Maria Paula, Instituto Nacional De Salud, “Cancer de Mama y Cuello Uterino” Colombia, 2019.

[2] Wust, P., Hildebrandt, B., Sreenivasa, G., 2002. Hyperthermia in combined treatment of cancer. Lancet Oncol. 3 (8), 487–497.

[3] Rakholiya A. Amit, Langhnoja Namrata, “A review on miniaturization techniques for microstrip patch antenna”, Gujarat, India, 2017.

[4] N. Murad, M. Esa, S. Yusof, and N. Fisal, “Fractal patch antenna for gps application,” in Research and Development, 2003. SCORED 2003. Proceedings. Student Conference on, aug. 2003, pp. 102 – 104.

[5] Herscovici, M. Osorio, and C. Peixeiro, “Minimization of a rectangular patch using genetic algorithms,” in Aplied Electromagnetics and Communications, 2005. ICECom 2005. 18th International Conference on, oct. 2005, pp.1-4

[6] Kamboj, Vaishali, Saini Garima, Saini Ashish, “Miniaturization of Microstrip Patch Antenna Using Slots for S Band, Chandigarh, India, 2016

[7] Kishore Ravi, Rao K.C.B, “Miniaturizacion of Substrate Integrated Waveguide based Antennas for Microwave Communication”, Kakinada, India, 2019

[8] S. Imran Hussain, Shahid Bashir, and Amir Altaf, "Miniaturization of Microstrip Patch Antenna by Using Various Shaped Slots for Wireless Communication Systems," in XIX International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), IEEE 2014, 2014, pp. 92-95.

[9] Divyanshu Upadhyay and Ravi Prakash Dwivedi, "Antenna Miniaturization Techniques for Wireless Applications," in Eleventh International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), Vijayawada, 2014, pp. 1-4.

[10] Nevin Altunyurt, Madhavan Swaminathan, Markondeya Raj, and Vijay Nair, "Antenna Miniaturization using Magneto-Dielectric Substrates," in 59th Electronic Components and Technology Conference, San Diego, CA, 2009, pp. 801-808

[11] Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, “Fractal antennas: a novel antenna miniaturization technique, and applications,” Antennas and Propagation Magazine, IEEE, vol. 44, no. 1, pp. 20 –36, Los Angeles, California, feb 2002.

[12] Ouedraogo and E. Rothwell, “Metamaterial inspired patch antenna miniaturization technique,” in Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, july 2010, pp. 1 –4.

[13] M. Ermutlu, C. Simovski, M. Karkkainen, P. Ikonen, S. Tretyakov, and A. Sochava, “Miniaturization of patch antennas with new artificial magnetic layers,” in Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on, march 2005, pp. 87 – 90.

[14] I. Mirza, S. Shi, C. Fazi, and D. Prather, “Stacked patch antenna miniaturization using metamaterials,” in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, july 2008, pp. 1 –4.

[15] Ikonen, S. Maslovski, C. Simovski, and S. Tretyakov, “On artificial magnetodielectric loading for improving the impedance bandwidth properties of microstrip antennas,” Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 6, pp. 1654 – 1662, june 2006.

[16] J. M. Fernandez, “Application of metamaterial structures in the design, analysis and prototyping of planar antennas,” Master’s thesis, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, 2008.

[17] A. Ghiotto, S. F. Cantalice, T. P. Vuong, and A. Pouz, "Miniaturized Patch Antenna for the Radio Frequency Identification of Metallic Objects," in Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, 2008, pp. 583-586.

[18] Hung T. Nguyen, Sima Noghanian, and Lot Shafai, "Microstrip Patch Miniaturization by Slots Loading," in Antennas and Propagation Society, International Symposium, 2005 IEEE, 2005, pp. 215-218

[19] Omar F. Alvarez Herrera, "Análisis comparativo de diversas técnicas de miniaturización de antenas parche en la banda PCS (1,9 GHz)," Pontificia Universidad Javeriana, Bogotá, Tesis de Maestría 2014.

[20] Tovar Martínez Chistian, Bohorquez Reyes Juan, Nova Manosalva Omar, Peña Traslaviña Nestor, “Volume Reduction of Planar Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Antennas, Colombia, 2017.

[21] Alvarez H. Omar “Análisis comparativo de diversas técnicas de miniaturización de antenas parche en la banda PCS (1,9 GHz)”, Colombia, 2014, pp. 8

[22] Osman Ahmad, Loyo Aymara, Zozaya Alfonso, “Análisis de las técnicas aplicadas a la antena plana en forma de F invertida para adaptar y/o mejorar su operación en los teléfonos celulares de última generación”, Valencia, Venezuela, 2012.

[23] H. Farahani, M. Veysi, M. Kamyab, and A. Tadjalli, “Mutual coupling reduction in patch antenna arrays using a uc-ebg superstrate,” Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol. 9, pp. 57 –59, 2010.

[24] Garcia Fernandez Miguel, Venezuela Valdez Juan Francisco, Sanchez Hernandez David, “Miniaturizacion de antenas multibanda para terminales móviles de tercera generación (UMTS)”, Cartagena, Colombia, 2016

[25] Hidalgo Bucheli Javier, “Diseño de antenas planares para tags RFID pasivos en bandas UHF sobre sustrato polimerico con características de flexibilidad y transparencia para la aplicación en sistema de transporte inteligente”, Bogotá, Colombia, 2017.

[26] Kamal Sarabandi and Reza Azadegan, "Design of an Efficient Miniaturized UHF Planar Antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 6, pp. 1270-1276, June 2003.

[27] Nader Behdad and Kamal Sarabandi, "Slot Antenna Miniaturization Using Distributed Inductive Loading," in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE, 2003, pp. 308-311.

[28] Mudar A. Al-Joumayly and Nader Behdad, "A Highly-Efficient, Unidirectional Miniaturized Slot Antenna," in 2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008, pp. 1-4.

[29] Bratin Ghosh, S. k. Moinul, and Nageswara Rao Yenduri, "Miniaturization of Slot Antennas UsingWire Loading," IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, vol. 12, pp. 488-491, April 2013.

[30] "Miniaturization of rectangular microstrip patches using genetic algorithms," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol. 1, no. 1, pp. 94 –97, 2002.

[31] Neri Vela Rodolfo, "Líneas de transmisión", México, 2013, pp 15

[32] 36 Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Desing", New Jersey, 2005, pp 30.

[33] Rubio Mejía Luiz Ignacio, "Diseño de antenas de bocina sobre SIW", Madrid, 2014, pp 16.

[34] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analisis and Desing", New Jersey, 2005, pp 34-35.

[35] Tipos de polarización en antenas FPV. (2017). Obtenido de: https://www.midronedecarreras.com/tutoriales/tipos-de-polarizacion-en-antenas-fpv circular-o-lineal/

[37]9 Rubio Mejía Luiz Ignacio, "Diseño de antenas de bocina sobre SIW", Madrid, 2014, pp 10.

[38]11 Matthew N. O. Sadiku, "elementos del electromagnetismo", Mexico, 2000.

[39] D. M. Pozar, *Microwave Engineering,* 3rd edition, New York: J. Wiley & Sons, 2005, ch. 3, pp, 306-310

[40] J. C. Bohórquez, H. A. Forero, I. V. Herrera, J. Avella, N. Peña and H. F. Guarnizo. "Planar Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Antenna". *IEEE Antennas and Wireless Porpagation Letters*, Vol. 8, pp. 1139-1142, 2009

[41] C. T. Martinez, "Volume Reduction of Planar Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Antennas" in 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP).

[42]15 Salazar Ramirez Jorge Alberto, "Diseño y construccion de una antenna para su aplicacion en 5G", Mexico, 2017, pp.13.

[43] ANSI/IEEE Std 149-1979 (R2008). IEEE Standard Test Procedures for Antennas, IEEE Standards Board, New York, 1979 (reaffirmed in 2008), pp 80.

[44] Liao, Xiaoyi, Wu Zewei, "Desig of a TE01-MODE Waveguide Bend Based on an Elliptical Waveguide Structure", 2019

[45] G. Mavridis, C. Christodoulou, and M. Chryssomallis, “Area miniaturization of a microstrip patch antenna and the effect on the quality factor q,” in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE, june 2007, pp. 5435 –5438.

[46] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P. Bhartia. Microstrip Lines and Slot Lines, 2nd edition, Boston: Artech House, 1996, ch. 5.

[47] D. Psychoudakis, and JL. Volakis, “Conformal asymmetric meandered flare (AMF) antenna for body-worn applications,” IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 8, pp. 931–934, Aug. 2009.

[48] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering”,* 3rd edition, New York: J. Wiley & Sons, 2005, ch. 6, pp, 284

[49] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering”,* 3rd edition, New York: J. Wiley & Sons, 2005, ch. 5, pp, 248

[50] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering”,* 3rd edition, New York: J. Wiley & Sons, 2005, ch. 3, pp, 121

[51] Liao, Xiaoyi, Wu Zewei, “Desig of a TE01-MODE Waveguide Bend Based on an Elliptical Waveguide Structure”, 2019

[52] Bohórquez Juan, Forero Humberto, Herrera Ivan, Castiblanco Jorge, Peña Nestor, Guarnizo Hector Fabian, “Planar Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Antenna”, *IEEE Antennas and Wireless Porpagation Letters*, Vol. 8, 2009.

[53] R. Ouedraogo and E. Rothwell, “Metamaterial insipited patch antenna miniaturization technique,” in Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, July 2010, pp. 1-4.

[54] Divya Chaturvedi, S. Raghavan, “A Quarter-Mode SIW based Antenna for ISM band Aplication”, Tiruchirappalli, India, 2012.

[55] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory Analisis and Desing”, New Jersey, 2005, pp 66.

[56] Neri Vela Rodolfo, “Líneas de transmisión”, México, 2013, pp 4.

[57] Olan Nuñez Karen, “Diseño, Modelado y Caracterización de Arreglo de Antenas Microstrip para Aplicaciones del Internet de las Cosas”, Santa Maria, Puebla, 2019, pp.22.

8 ANEXOS

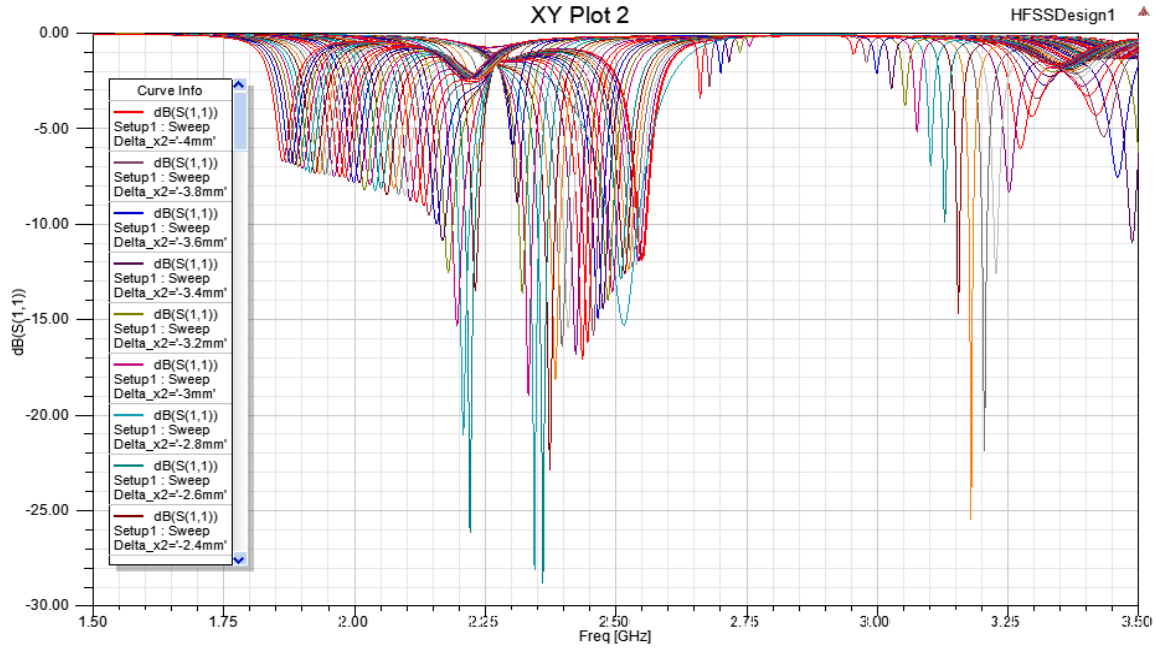

Figura 82. Paramétrico del movimiento de la ranura

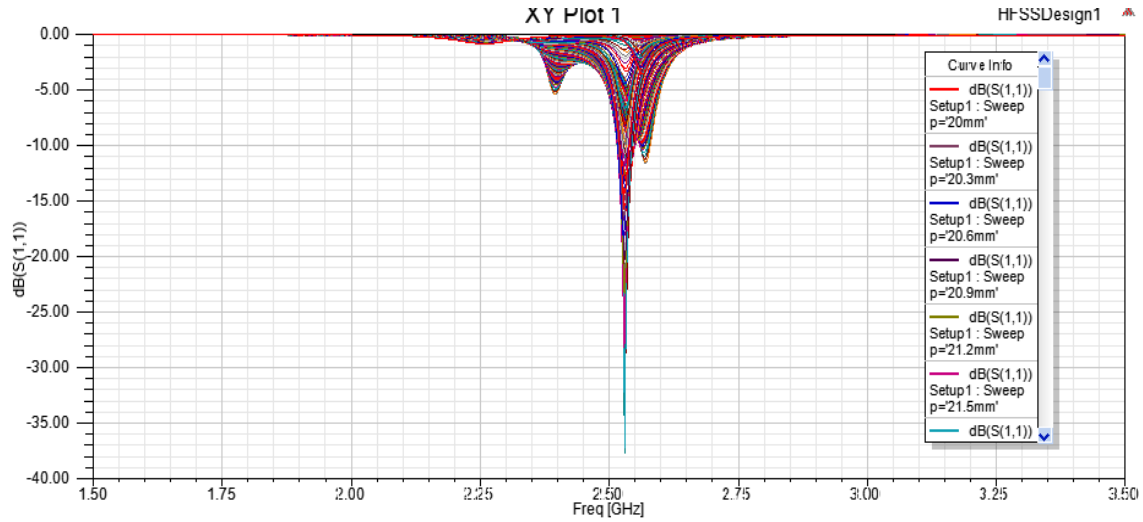

Figura 83. Paramétrico del largo de la línea CPW

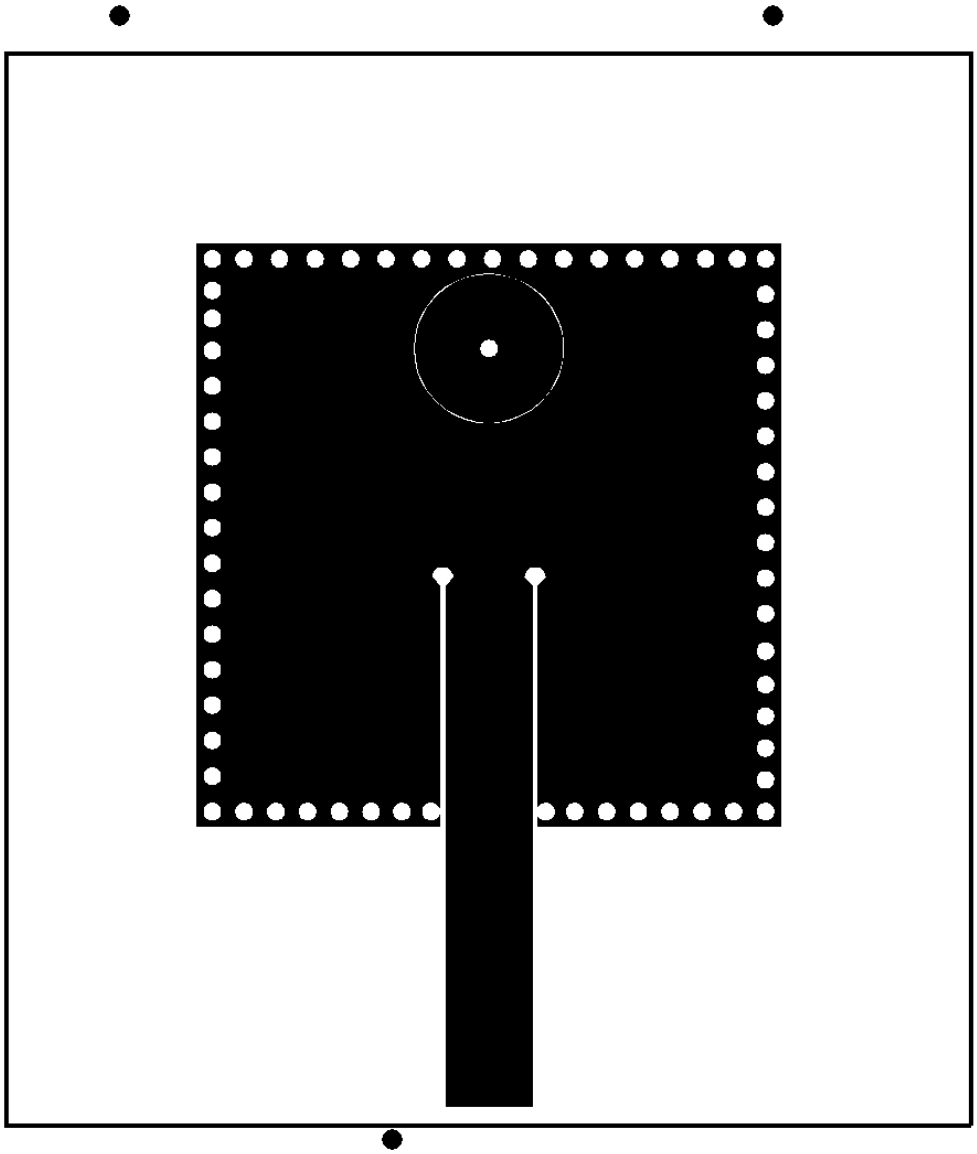

Figura 84. Archivo gerber tapa

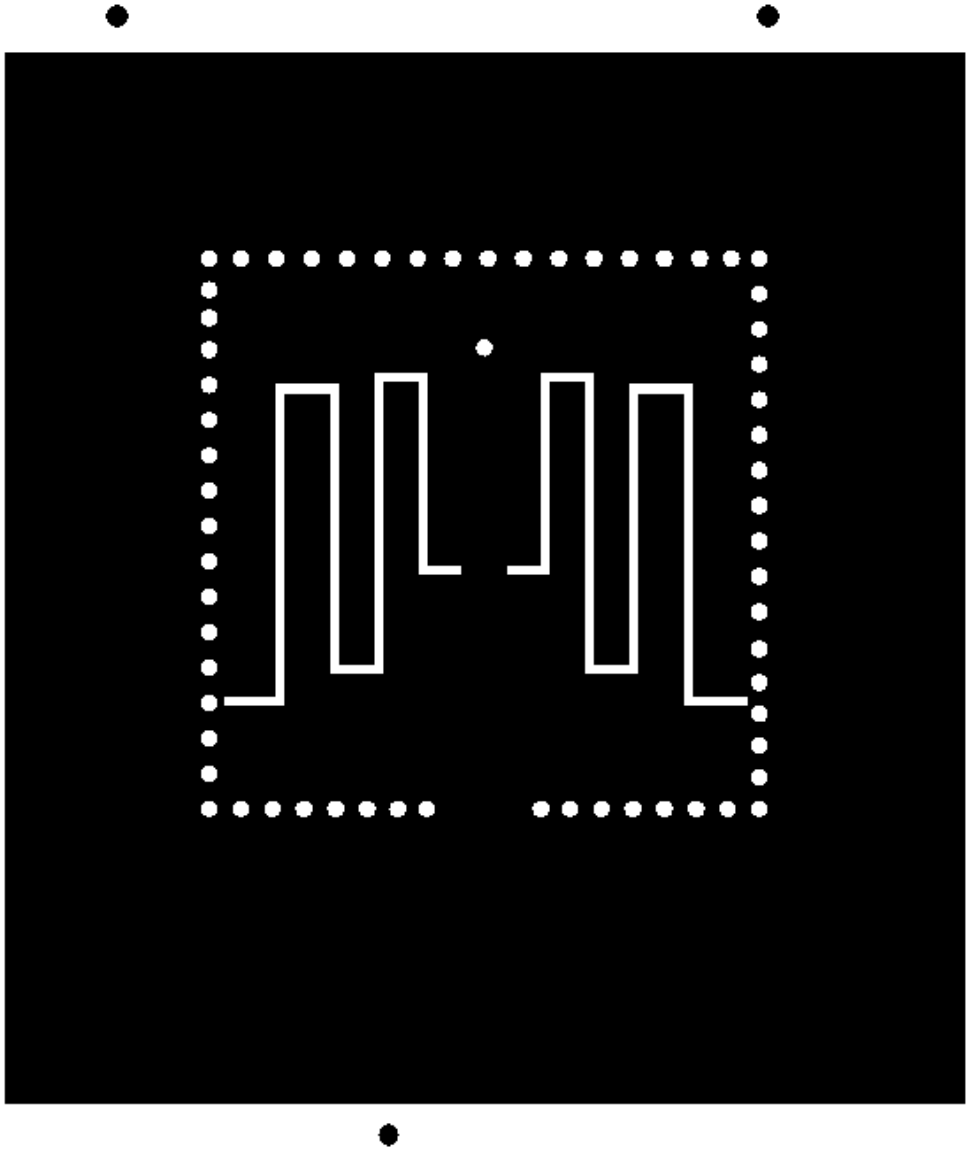

Figura 85. Archivo gerber tierra

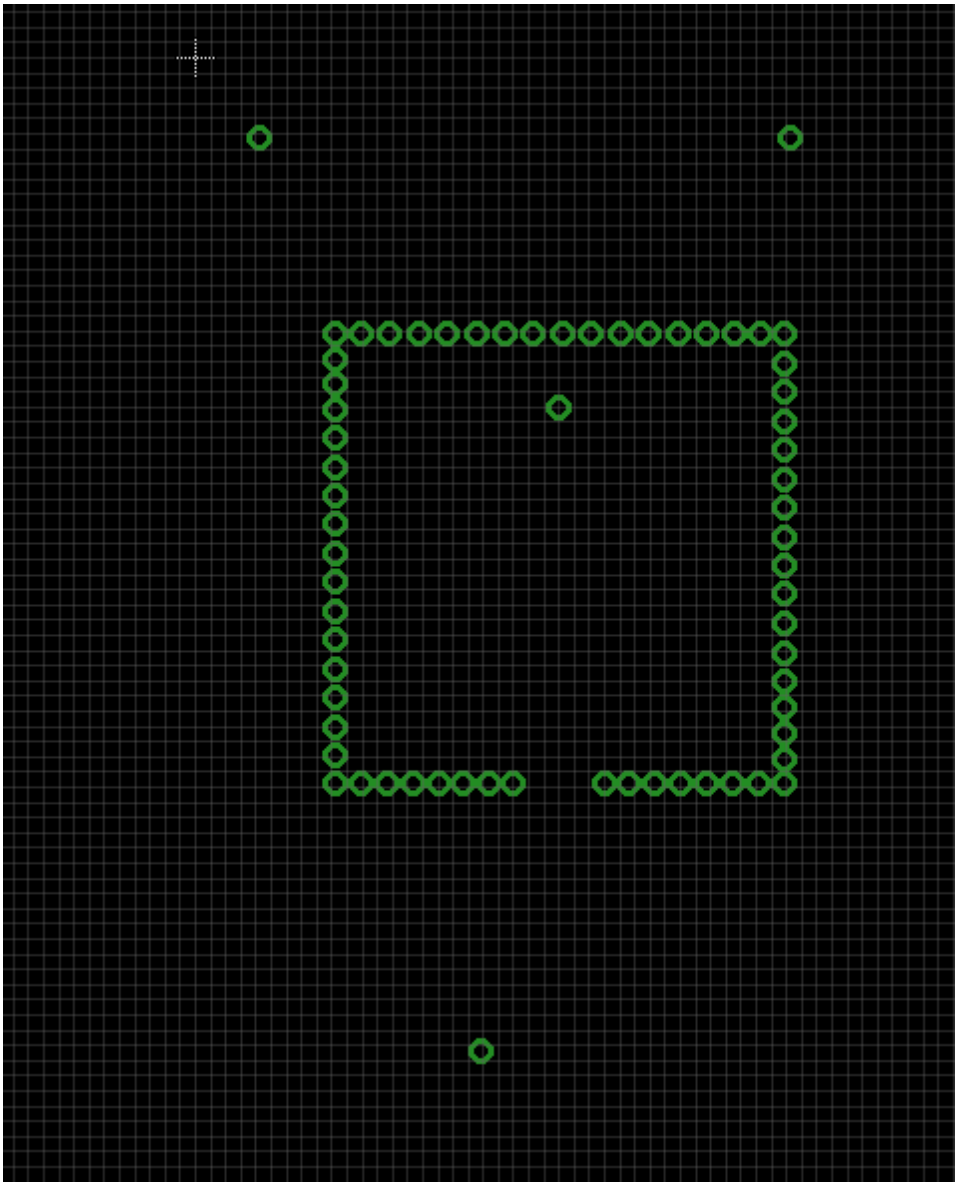

Figura 86. Archivo para perforaciones