



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL
TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TEMA: ANÁLISIS, DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE
DIVISORES RADIALES DE N PUERTOS EN LA BANDA KU
UTILIZANDO TECNOLOGÍA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED
WAVEGUIDE).**

AUTOR: CALVACHE ESPÍN, MAURICIO FELIPE

DIRECTOR: Ing. HARO BÁEZ, RAÚL VINICIO MSc.

SANGOLQUÍ

2017



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, “ANÁLISIS, DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE DIVISORES RADIALES DE N PUERTOS EN LA BANDA KU UTILIZANDO TECNOLOGÍA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE).” realizado por el señor *CALVACHE ESPÍN MAURICIO FELIPE*, ha sido revisado en su totalidad y analizado por el software anti-plagio, el mismo cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, por lo tanto me permito acreditarlo y autorizar al Señor *CALVACHE ESPÍN MAURICIO FELIPE* para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 20 de Noviembre del 2017.




Ing. Raul Vinicio Haro MSc.



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Yo, **MAURICIO FELIPE CALVACHE ESPÍN**, con cédula de identidad N° 1720436995, declaro que este trabajo de titulación “**ANÁLISIS, DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE DIVISORES RADIALES DE N PUERTOS EN LA BANDA KU UTILIZANDO TECNOLOGÍA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE).**” ha sido desarrollado considerando los métodos de investigación existentes, así como también se ha respetado los derechos intelectuales de terceros considerándose en las citas bibliográficas.

Consecuentemente declaro que este trabajo es de mi autoría, en virtud de ello me declaro responsable del contenido, veracidad y alcance de la investigación mencionada.

Sangolquí, 20 de Noviembre del 2017



Mauricio Felipe Calvache Espin



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, **MAURICIO FELIPE CALVACHE ESPÍN**, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar en la biblioteca Virtual de la institución el presente trabajo de titulación **“ANÁLISIS, DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE DIVISORES RADIALES DE N PUERTOS EN LA BANDA KU UTILIZANDO TECNOLOGÍA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE).”** cuyo contenido, ideas y criterios son de mi autoría y responsabilidad.

Sangolquí, 20 de Noviembre del 2017

Mauricio Felipe Calvache Espín



DEDICATORIA

A mis Padres Luis y Elena, que con su ejemplo, esfuerzo, dedicación y su espíritu trabajador, han inculcado en mí desde niño los valores éticos y morales de una persona de bien. Además me han enseñado a no desmayar frente las adversidades y siempre conseguir todos los propósitos y objetivos que me fijado.

A mi hermano Jorge, a pesar de que tuvimos un comienzo de año complicado, hemos salido adelante y aquí se encuentra lo prometido, gracias por tu apoyo y por tus bromas para que acabe de una u otra forma la tesis.

A mis sobrinos Noelia y Francisco, que han sido una bendición en este año, su inocencia, su ternura, han robado mi corazón, y quiero ser un ejemplo para ellos y que se sientan orgullosos de su tío.

Mauricio Felipe Calvache Espín

AGRADECIMIENTO

En primer lugar agradecer a mi tutor Raúl Vinicio Haro, por su paciencia y dedicación en el proyecto, nada se hubiera logrado sin su ayuda. Agradecerle también ya que más que un profesor se ha convertido en un amigo, gracias por los consejos, experiencias y enseñanzas durante toda esta etapa.

Gracias a mis padres Luis y Elena, gracias por creer en mí, ustedes nunca dudaron que lo iba a lograr, esa confianza infinita es lo que hace que no les defraude, gracias por su esfuerzo y por todo lo que han hecho por mí.

A mí enamorada Carolina por el apoyo y los halones de oreja que me has dado durante este tiempo. Aunque no entiendas muy bien que es lo que estaba realizando, y mucho menos para que servía, gracias por estar siempre animándome en los momentos difíciles y también gracias por presionarme en cada momento para que así yo pueda concluir con el presente trabajo.

A mi hermano Diego, por su paciencia ya que supo prestarme su PC Master Race, con la cual pude realizar todas las simulaciones que llevaron al desarrollo del presente trabajo.

Un especial agradecimiento a Complementos Electrónicos S.A., siempre brindando el apoyo a los estudiantes para que podamos realizar las medidas de diferentes dispositivos en su laboratorio, un gran aporte a la comunidad universitaria y las investigaciones que se realizan en el país.

También quisiera agradecer a los compañeros y amigos de Siaemicro Andina S.A., por sus consejos que supieron llegar a mí, para así acabar con este documento, que muchas veces es el dolor de cabeza de muchos de los estudiantes universitarios.

Mauricio Felipe Calvache Espín

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CERTIFICACIÓN	II
AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD	III
AUTORIZACIÓN	IV
DEDICATORIA	V
AGRADECIMIENTO	VI
ÍNDICE DE CONTENIDOS	VII
ÍNDICE DE FIGURAS	IX
ÍNDICE DE TABLAS	XIII
CAPÍTULO 1	1
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Título del proyecto.....	1
1.2. Antecedentes.....	1
1.3. Justificación e Importancia.....	3
1.4. Problemática	4
1.5. Alcance del proyecto	4
1.6. Objetivos.....	6
1.6.1. General	6
1.6.2. Específicos	6
CAPÍTULO 2	7
2. MARCO TEÓRICO	7
2.1. Amplificadores de Potencia.....	7
2.1.1. Tipos de Amplificadores de Potencia.....	7
2.1.1.1. Tubos de Onda Progresiva (Travelling Wave Tube TWT)	8
2.1.1.2. SSPA (Solid State Power Amplifier).....	9
2.2. Técnicas de combinación de potencia	10
2.3. Combinadores / Divisores de Potencia.....	11

2.3.1. Combinadores a nivel Espacial	12
2.3.2. Combinadores a nivel Circuito.....	13
2.3.2.1. Combinador / Divisor Radial de N puertos.....	15
2.4. Guías de onda	16
2.4.1. Modos de propagación	17
2.4.2. Guía de onda rectangular.....	17
2.4.2.1. Modo TE.....	18
2.4.2.2. Modo TM.....	20
2.4.3. Línea Microstrip.....	21
2.4.4. Substrate Integrated Waveguide (SIW).....	23
2.4.4.1. Ecuaciones de diseño para SIW.....	25
2.4.4.2. Transiciones SIW.....	27
2.5. Matriz de Scattering.....	27
2.5.2. Redes Recíprocas	29
2.5.2.1. Parámetros S para un Divisor Radial de N puertos.....	30
CAPÍTULO 3.....	32
3. MATERIALES Y MÉTODOS	32
3.1. Materiales	32
3.1.1. Sustrato.....	32
3.1.2. Conector SMA.....	35
3.1.3. Cargas (Loads)	37
3.1.4. FieldFox N9918A.....	38
3.2. Software para el diseño y simulación.....	40
3.2.1. Computer Simulation Technology (CST)	40
CAPÍTULO 4.....	42
4. DISEÑO Y SIMULACIÓN	42
4.1. Especificaciones de diseño	42
4.2. Diseño guía rectangular en tecnología SIW (sustrato FR-4).....	43
4.2.1. Resultados de la simulación de una guía rectangular SIW (FR-4)	46
4.3. Diseño Divisor Radial de 10 puertos (FR-4).....	48
4.4. Diseño Divisor Radial de 10 puertos con Transiciones (FR-4).....	53

4.5. Implementación y Resultados del Divisor Radial de 10 puertos (FR-4).....	58
4.6. Diseño Divisor Radial de 8 puertos (FR-4).....	63
4.7. Diseño Divisor Radial de 8 puertos con Transiciones (FR-4).....	65
4.8. Implementación y Resultados del Divisor Radial de 8 puertos (FR-4).....	68
4.9. Diseño guía rectangular en tecnología SIW (sustrato RT Duroid 5880).....	73
4.9.1. Resultados de la simulación de una guía rectangular SIW (RT Duroid 5880)	74
4.10. Diseño Divisor Radial de 8 puertos (RT Duroid 5880).....	76
4.11. Diseño Divisor Radial de 8 puertos con Transiciones (RT Duroid 5880).....	78
4.12. Implementación y Resultados del Divisor Radial de 8 puertos Duroid 5880).....	81
CAPÍTULO 5	87
5.1. CONCLUSIONES	87
5.2. RECOMENDACIONES.....	89
5.3. TRABAJOS FUTUROS	90
5.4. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	90

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Travelling Wave Tube	8
Figura 2: Monolithic Microwave Integrated Circuits	9
Figura 3: Técnicas de Combinación.....	11
Figura 4: Esquema combinador a nivel espacial.....	13
Figura 5: Combinadores a nivel circuito.....	13
Figura 6: Esquema de un Combinador Radial de N puertos en guía de onda.....	16
Figura 7: Guía de onda Rectangular.....	17
Figura 8: Guía de onda Rectangular Estructura	18
Figura 9: (a) Estructura de la línea Microstrip (b) Líneas de los Campos Eléctricos y Magnéticos.....	22
Figura 10: Estructura SIW	23
Figura 11: Corriente de superficie Modo TE ₁₀	24

Figura 12: Parámetros esenciales para el diseño SIW	25
Figura 13: Transición SIW a Microstrip	27
Figura 14: Conector SMA Para PCB	36
Figura 15: Conector SMA para el puerto Central	36
Figura 16: Carga SMA 50 Ohms	38
Figura 17: Pérdidas de inserción Carga SMA Minicircuits ANNE -50+	38
Figura 18: FieldFox N9918A Handheld Microwave Analyzer 26.5 GHz.....	39
Figura 19: Interfaz Gráfica de Usuario	40
Figura 20: Diseño Guía Rectangular SIW en CST	46
Figura 21: Propagación del Campo Eléctrico Modo TE ₁₀	46
Figura 22: Parámetros S Guía Rectangular en SIW sustrato FR-4	46
Figura 23: Ancho de Banda para la Guía Rectangular en SIW sustrato FR-4.....	47
Figura 24: Diseño Divisor Radial 10 puertos con vías	48
Figura 25: Diseño Divisor Radial Sustrato FR-4.....	48
Figura 26: Dimensiones SMA Central.....	49
Figura 27: SMA Central Simulado	49
Figura 28: Divisor Radial de 10 puertos sustrato FR-4.....	50
Figura 29: Optimización Parámetro S ₁₁ del divisor radial 10 puertos sustrato FR-4	50
Figura 30: Parámetros S Divisor Radial 10 puertos sustrato FR-4	51
Figura 31: Ancho de Banda para la simulación del Divisor Radial de 10 puertos sustrato FR-4.....	52
Figura 32: Impedancia de los puertos de salida del Divisor Radial 10 puertos sustrato FR-4	53
Figura 33: Software TxLINE valores de la línea microstrip.....	54
Figura 34: Diseño Divisor Radial de 10 puertos con transiciones sustrato FR-4	54
Figura 35: Optimización parámetro S ₁₁ Divisor Radial 10 puertos con transición sustrato FR-4	55
Figura 36: Parámetros S del Divisor Radial 10 puertos con transiciones sustrato FR-4	55
Figura 37: Ancho de banda para el divisor radial de 10 puertos con transiciones sustrato FR-4	56

Figura 38: Impedancia en los puertos de salida del divisor radial con transiciones sustrato FR-4	57
Figura 39: Propagación de la Onda TE ₁₀ por el divisor radial de 10 puertos sustrato FR-4	57
Figura 40: Divisor Radial 10 puertos sustrato FR-4 (a) Vista Frontal (b) Vista posterior (c) Divisor Radial con conectores SMA	58
Figura 41: Medición Puerto 1 Parámetros S divisor radial 10 puertos	59
Figura 42: Medición Puerto 2 Parámetros S divisor radial 10 puertos	59
Figura 43: Medición Puerto 3 Parámetros S divisor radial 10 puertos	60
Figura 44: Parámetro S ₁₁ Valor Simulado Vs Valor Medido	61
Figura 45: Parámetro S ₂₁ Valor Simulado Vs Valor Medido	61
Figura 46: Ancho de banda del divisor radial de 10 puertos sustrato FR-4.....	62
Figura 47: Medición del ángulo de fase del Divisor Radial 10 puertos (FR-4).....	63
Figura 48: Divisor Radial de 8 puertos sustrato FR-4.....	63
Figura 49: Resultado Simulación S ₁₁ Divisor Radial 8 Puertos sustrato FR-4.....	64
Figura 50: Parámetros S Divisor Radial 8 puertos sustrato FR-4	64
Figura 51: Impedancia de los puertos de salida del Divisor Radial 8 puertos sustrato FR-4	65
Figura 52: Diseño Divisor Radial de 8 puertos con transiciones sustrato FR-4	66
Figura 53: Parámetro S ₁₁ y S ₂₁ del Divisor Radial 8 puertos con transiciones sustrato FR-4	66
Figura 54: Ancho de banda para el divisor radial de 8 puertos con transiciones sustrato FR-4	67
Figura 55: Impedancia en los puertos de salida del divisor radial de 8 puertos con transiciones sustrato FR-4	67
Figura 56: Propagación de la Onda TE ₁₀ por el divisor radial de 8 puertos sustrato FR-4	68
Figura 57: Divisor Radial 8 puertos sustrato FR-4 (a) Vista Frontal (b) Vista Posterior	68
Figura 58: Medición Puerto 2 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos	69
Figura 59: Medición Puerto 3 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos	69
Figura 60: Medición Puerto 4 Parámetros Divisor Radial 8 puertos	70

Figura 61: Parámetro S11 Valor Simulado Vs Valor Medido	71
Figura 62: Parámetro S21 Valor Simulado Vs Valor Medido	71
Figura 63: Ancho de banda del divisor radial de 8 puertos sustrato FR-4.....	72
Figura 64: Medición del ángulo de fase del Divisor Radial 8 puertos (FR-4).....	73
Figura 65: Diseño Guía Rectangular SIW en CST	74
Figura 66: Propagación de la onda TE ₁₀ por Guía Rectangular en RT Duroid 5880	74
Figura 67: Parámetros S Guía Rectangular en SIW sustrato RT Duroid 5880.....	74
Figura 68: Ancho de Banda para la Guía Rectangular en SIW sustrato RT Duroid 5880	75
Figura 69: Diseño Divisor Radial Sustrato RT Duroid 5880 (a) Vista en perspectiva (b) Vista posterior	76
Figura 70: Parámetros S simulación divisor 8 puertos sustrato RT Duroid 5880.....	76
Figura 71: Ancho de Banda para la simulación del Divisor Radial de 8 puertos sustrato RT Duroid 5880.....	77
Figura 72: Impedancia de los puertos de salida del Divisor Radial sustrato RT Duroid 5880	78
Figura 73: Diseño Divisor Radial de 8 puertos con transiciones sustrato RT Duroid 5880	78
Figura 74: Parámetros S11 y S21 Divisor Radial 8 puertos con transición sustrato RT Duroid 5880	79
Figura 75: Ancho de banda para el divisor radial de 8 puertos con transiciones.....	79
Figura 76: Impedancia en los puertos de salida del divisor radial con transiciones sustrato RT Duroid 5880.....	80
Figura 77: Propagación de la Onda TE ₁₀ por el divisor radial de 8 puertos sustrato RT Duroid 5880	80
Figura 78: Divisor Radial 8 puertos sustrato RT Duroid 5880 (a) Vista Frontal (b) Vista posterior (c) Divisor Radial con conectores SMA.....	81
Figura 79: Medición Puerto 1 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos	81
Figura 80: Medición Puerto 2 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos	82
Figura 81: Medición Puerto 3 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos	82
Figura 82: Parámetro S11 Valor Simulado Vs Valor Medido	83
Figura 83: Parámetro S21 Valor Simulado Vs Valor Medido	84

Figura 84: Ancho de banda del divisor radial de 8 puertos sustrato RT Duroid 5880	85
Figura 85: Medición del ángulo de fase del Divisor Radial 8 puertos (RT Duroid 4880)	86

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Características de diferentes sustratos	33
Tabla 2: Características Sustrato FR-4	34
Tabla 3: Características Sustrato RT Duroid 5880	35
Tabla 4: Características Conector SMA	36
Tabla 5: Características Carga SMA Minicircuits ANNE -50+	38
Tabla 6: Características del Equipo	39
Tabla 7: Especificaciones eléctricas de diseño	42
Tabla 8: Dimensiones para Guías de Onda Rectangular Estándar	43
Tabla 9: Resumen de los valores calculados para una guía rectangular con sustrato FR-4	45
Tabla 10: Valores medidos del Divisor Radial 10 puertos	60
Tabla 11: Valores medidos del Divisor Radial 8 puertos	70
Tabla 12: Resumen de los valores calculados para una guía rectangular con sustrato RT Duroid 5880	73
Tabla 13: Valores medidos del Divisor Radial 10 puertos sustrato RT Duroid 5880	83

RESUMEN

Los sistemas modernos de comunicación de microondas y ondas milimétricas, requieren alta calidad y alta densidad de circuitos de integración. Además, dos de los requerimientos más críticos de estos sistemas son el tamaño y el costo. La implementación de sistemas combinando tecnologías busca dar mejores prestaciones en cuanto a eficiencia, tamaño y costo. El proyecto de investigación se centra en el análisis, diseño e implementación de divisores radiales de N puertos en la banda Ku utilizando tecnología *Substrate Integrated Waveguide (SIW)*, juntando así las ventajas que presentan los divisores radiales y la alta eficiencia de la tecnología SIW. Mediante la ayuda de software de simulación electromagnética y el analizador de redes vectoriales se realizará el análisis de resultados, comparando así valores y verificando el funcionamiento del divisor radial para validar su diseño.

Palabras Clave

- **SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW)**
- **COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY (CST)**
- **DIVISOR DE POTENCIA**
- **DIVISOR RADIAL**
- **PARÁMETROS S**
- **SUSTRATO**

ABSTRACT

Modern microwave and millimeter-wave systems require a high quality and high density integration circuits. Also, two of the most critical requirements of these systems are size and cost. The implementation of combining technologies systems, seeks to provide better performance in terms of efficiency, size and cost. The research project focuses on the analysis, design and implementation of radial dividers of N ports in Ku band using Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology, bringing together the advantages of radial dividers and the high efficiency of SIW technology. Through the help of electromagnetic simulation software and the vector network analyzer, the results analysis will be performed, comparing values and verifying the operation of the radial divider to validate its design.

Palabras Clave

- **SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW)**
- **COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY (CST)**
- **POWER DIVIDER**
- **RADIAL DIVIDER**
- **S PARAMETERS**
- **SUBSTRATE**

CAPÍTULO 1

1. Introducción

1.1. Título del proyecto

Análisis, Diseño e Implementación de Divisores Radiales de N Puertos en la banda Ku utilizando tecnología SIW (*Substrate Integrated Waveguide*).

1.2. Antecedentes

Uno de los elementos con mayor importancia en los sistemas de microondas y ondas milimétricas son los amplificadores de potencia. Entre los dispositivos comerciales utilizados comúnmente están los basados en tubos de ondas progresivas *Traveling Wave Tube* (TWT) y los basados en dispositivos de estado sólido (SSPA). (Ghanadi, 2011; Haro-Báez, Masa-Campos, Ruiz-Cruz, Sanchez-Olivares, & Carrera, 2015; Wasaff, 2005).

El sistema de los TWT, se compone un haz electrónico y una estructura de enfoque magnético, esta estructura se encuentra sellada al vacío. Al concentrar toda la energía del haz de electrones este actúa sobre la ganancia. Con el avance de la tecnología, la eficiencia de los TWT ha mejorado hasta un 70% para la banda estrecha y el 50% para la banda ancha, actualmente una de las mejores soluciones en los transpondedores de satélite espaciales. Los inconvenientes de los amplificadores TWT son el peso y el tamaño, además necesitan de un accionamiento de alta tensión, y por su potencia de saturación posee una mala linealidad que impide la una buena comunicación en banda ancha; lo cual haría necesario la adición de un nuevo bloque de linealización del sistema aumentando así su complejidad y costo (Ghanadi, 2011).

Los amplificadores de potencia de estado sólido (SSPA) presentan mejores características en cuanto a: confiabilidad, tiempo de vida y manufactura. Además,

tienen un mayor desempeño frente al ruido y trabajan a un mayor ancho de banda (Denoual, Peden, Della, & Fraysse, 2008). Estos amplificadores de potencia normalmente están formados por Circuitos Monolíticos Integrados de Microondas (MMIC). Sin embargo, los dispositivos de estado sólido de alta potencia, son costosos y su potencia es baja comparada con los TWT (Torregrosa, 2004).

Una solución para los amplificadores de potencia, son las técnicas de combinación de potencia, para lo cual se introducen una gran cantidad de circuitos amplificadores para combinar la potencia de salida de cada uno. La desventaja de aumentar varias etapas de amplificación es el ruido generado, al amplificar la señal también se amplifica el ruido, y se requiere obligado el uso de filtros y por varias etapas aumentadas el sistema baja en eficiencia.

Se puede evitar altas pérdidas de potencia mediante técnicas de combinación espacial, o dispositivos de N puertos. Los combinadores de N puertos suman la potencia de los N dispositivos directamente conectados sin tener que pasar por varias etapas, esto abre un gran abanico de posibilidades y ha recibido una gran atención en el diseño de las estructuras como divisor/combinador de potencia (PDC). Se puede encontrar varios diseños propuestos de divisores/combinadores de potencia en (Russell, 1979).

Los autores del trabajo (Jain, Sharma, Gupta, & Hannurkar, 2007) afirman que los combinadores radiales para $N > 2$ (siendo N el número de puertos), son eficientes. Además los combinadores radiales por otra parte, conducen la energía que combinan sobre una eficacia del 90% y la pérdida de la inserción es menor a 0.5dB. Siendo estructuras en fase, su estabilidad de fase y amplitud depende de la simetría, que a su vez se puede lograr fácilmente un diseño mecánico óptimo en peso y tamaño.

En (Kaijun Song, Fan, & Zhang, 2008) se diseña, fábrica y mide un divisor de potencia de cavidad simple basado en la tecnología de guía de onda integrada de sustrato (SIW), es de ocho puertos con baja pérdida de inserción; presenta buenos

resultados de acuerdo a los resultados simulados y medidos. Entre los resultados presenta una pérdida de inserción mínima de aproximadamente 0,2 dB mientras que la pérdida de retorno es de aproximadamente 30 dB a una frecuencia de 5,25 GHz. El ancho de banda es de aproximadamente 500MHz para una pérdida de retorno de 15 dB, y para una de pérdida de inserción de 1 dB.

1.3. Justificación e Importancia

Los sistemas modernos de comunicación de microondas y ondas milimétricas, requieren alta calidad y alta densidad de circuitos de integración. Dos de los requerimientos más críticos de este sistema son el tamaño y el costo (K Song, Fan, & Zhang, 2006; Kaijun Song et al., 2008). Las tecnologías convencionales para diseñar estos elementos de alta calidad, incluyendo tecnologías como guía de onda, microstrip, son demasiado caras o no pueden proporcionar el rendimiento requerido. La tecnología SIW, ha demostrado características favorables. Entre ellas son su banda ancha, bajo costo, bajas pérdidas, y una alta densidad de integración, lo cual vuelve favorable el diseño de componentes y subsistemas (Hong, An, & Yook, 2010; Máximo, 2015).

Con el fin de crear la combinación perfecta, de las características más importantes en el diseño de un amplificador de alta potencia, como son: potencia, ancho de banda, ruido, eficiencia y linealidad (Yu, 2016); se diseñará un divisor radial de N puertos en tecnología SIW. Este divisor suma la potencia de N dispositivos directamente en un paso sin tener que realizar el procedimiento a través de varias etapas de combinación, es decir, distribuyen la señal a un número de N salidas con la misma fase utilizando únicamente una cavidad central disminuyendo las pérdidas que se producen en varias etapas de combinación.

Entre las ventajas que presenta el divisor radial principalmente es ser menos voluminosos que los combinadores/divisores de potencia en serie o en cadena, combinan múltiples puertos desde un único punto lo que mejora la eficiencia, se ha reportado combinadores de hasta 110 puertos, son ampliamente utilizados, poseen

pérdidas bajas comparadas con otros tipos de combinadores/divisores cuando su número de puertos aumente (Jain et al., 2007).

Estos elementos son muy importantes para los sistemas de microondas y de ondas milimétricas tales como: radar, comunicación satelital y comunicación inalámbrica, que ayudan a la sociedad en aplicaciones militares, geo posicionamiento, fenómenos meteorológicos, y para la comunicación de personas (muy utilizados para alimentar arreglos de antenas) (Chen & Wu, 1998; Dupuy, Gummalla, Achour, & Poilasne, 2008). Se realizará el diseño, utilizando las ventajas que presenta el divisor radial, el alto desempeño que presenta la tecnología SIW, justificadas por las actuales prestaciones y la constante evolución de los sistemas de comunicación debido a la actual demanda de aplicaciones en las telecomunicaciones.

1.4. Problemática

Actualmente los sistemas de comunicación trabajan a altas frecuencias, la congestión del espectro en las frecuencias convencionales de microonda es un hecho, por tal motivo ha forzado a los diseñadores de sistemas de comunicación a investigar y adentrarse en frecuencias aún más altas y desarrollar equipos, dispositivos que trabajen a estas frecuencias y brinden mayores anchos de banda para transmitir toda la información requerida por los usuarios. Además el costo, el tamaño y la alta calidad deben ser factores que estén presentes en el diseño de estos equipos, lo cual aumenta su complejidad para los investigadores.

1.5. Alcance del proyecto

Los sistemas actuales de comunicación de microondas y ondas milimétricas manejan cantidad de señales, tanto para la transmisión como para la recepción, los combinadores y divisores de potencia se han convertido en elementos importantes para los amplificadores de potencia, esto debido a que se encargan de distribuir y unir las señales, dependiendo el requerimiento que exija determinada aplicación, con gran eficiencia y bajas pérdidas.

El proyecto a realizarse consiste en el diseño y construcción de un divisor radial de N puertos en tecnología SIW en la banda Ku, para esto se realizará el estudio sobre amplificadores de potencia, divisores radiales, y la tecnología SIW. Se utilizará software de simulación y un analizador de redes vectorial para verificar el correcto funcionamiento del elemento a construir. El procedimiento y alcance del proyecto se detalla a continuación.

En primer lugar se realizará el estudio sobre los divisores/combinadores de potencia centrándose en los divisores radiales ya que es importante extraer la información necesaria para comprender su funcionamiento, diseño y posteriormente su construcción.

Como siguiente paso se definirá las especificaciones eléctricas de la tecnología a implementar (SIW). Revisada toda su teoría, se procede a iniciar el diseño del divisor radial de N puertos en tecnología SIW en la banda Ku, para el diseño se utilizará software computacional Computer Simulation Technology (CST) debido que esta herramienta permite analizar parámetros electromagnéticos y caracterizar al dispositivo. Es necesario aplicar cálculos matemáticos relacionados con la matriz Scattering para el diseño del elemento, estos cálculos constaran en el escrito del proyecto de investigación.

Posterior al diseño se procederá a la construcción del divisor radial de N puertos en la banda de Ku, sobre una placa PCB (FR-4), se utilizará conectores SMA para los puertos de entrada y salida. Una vez terminado el proceso de construcción del divisor se realizará las respectivas pruebas de medición utilizando el analizador de redes vectorial, mediante el cual se observará y verificará los valores de los parámetros de transmisión y reflexión (matriz S), comprobando así el correcto funcionamiento del dispositivo.

Con los resultados obtenidos de la simulación y del analizador de redes vectoriales, se escribirán las conclusiones y recomendaciones del proyecto de

investigación. Como parte final del documento, se indicarán posibles nuevas líneas de investigación, sobre los divisores/combinadores de potencia.

1.6. Objetivos

1.6.1. General

- Diseñar y construir un divisor radial de N puertos en la banda Ku empleando la tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide)

1.6.2. Específicos

- Investigar sobre los divisores radiales y amplificadores de potencia para su implementación con tecnología SIW.
- Diseñar el divisor radial en base a la tecnología SIW y simular su funcionamiento mediante el software CST.
- Ajustar el diseño para optimizar los parámetros de transmisión y reflexión del divisor radial.
- Diseñar el experimento para extraer las características del divisor radial.
- Analizar comparativamente las características del divisor radial mediante el simulador y las pruebas de laboratorio.

CAPÍTULO 2

2. Marco Teórico

2.1. Amplificadores de Potencia

Un amplificador es un dispositivo o circuito electrónico que tiene la función de proporcionar ganancia de voltaje, corriente o potencia, en otras palabras, un amplificador está diseñado para suministrar la salida de potencia máxima. Existe una gran variedad de aplicaciones de los amplificadores, que cubren distintas partes del espectro de microonda, como: sistemas de comunicaciones, enlaces satelitales, instrumentos biomédicos, radar, entre otras.

Los amplificadores de potencia son circuitos que convierte una entrada de potencia de corriente continua en una salida de cantidad significativa de potencia de señal RF-Microonda. Estos amplificadores son elementos cruciales en los sistemas de telecomunicaciones debido a su eficiencia, alta potencia, un amplio ancho de banda y bajas pérdidas por ruido. (Raab et al., 2002). Un amplificador de potencia no solo se encarga de impulsar la señal hacia la saturación, existe una gran variedad de amplificadores de potencia, que utilizan técnicas que van más allá de una amplificación lineal.

2.1.1. Tipos de Amplificadores de Potencia

A lo largo de los años se han desarrollado diferentes tipos de amplificadores de potencia, que han ido mejorando sus características las más importantes: el tamaño, la eficiencia y sobre todo la potencia.

2.1.1.1. Tubos de Onda Progresiva (*Travelling Wave Tube TWT*)

El funcionamiento de los tubos de onda progresiva consiste en una pistola de electrones, una estructura de onda lenta, sistema de enfoque magnético, acopladores de entrada y salida de RF y un colector. Aplicando el voltaje de funcionamiento, el cañón de electrones (emisor) dispara un haz de electrones, estos son inyectados en la estructura de onda lenta (SWS), mediante el sistema de enfoque magnético los electrones son restringidos en un haz, lo cual permite que viajen longitudinalmente por el centro de la estructura de onda lenta. La potencia de RF de la frecuencia apropiada es inyectada a través del acoplador de entrada en la estructura de onda lenta. El haz de electrones y la señal de RF viajan por la estructura a velocidades similares y una interacción entre los dos resultados en una transferencia de energía desde el haz de electrones a la onda electromagnética, logrando así una amplificación en la señal RF. El colector en el extremo opuesto del dispositivo al cañón de electrones está diseñado para recoger el haz de electrones agotado y disipar la energía restante eficientemente. (Coaker & Challis, 2008)



Figura 1: Travelling Wave Tube

Fuente: (Coaker & Challis, 2008)

Los amplificadores de tubo de onda progresiva fueron originalmente desarrollados para la comunicación, estos dispositivos adquirieron importancia en varias aplicaciones militares, incluyendo el radar, y sistemas de guerra electrónica. (Coaker & Challis, 2008). Actualmente los tubos de onda progresiva compiten en el mercado con los amplificadores de estado sólido. Pero su fuerte está centrado en niveles altos de potencia y frecuencias. Sus desventajas están en que requieren

circuitos adicionales de alto voltaje, además de un corto tiempo de vida, ruido y linealidad pobre.

2.1.1.2. SSPA (Solid State Power Amplifier)

Los avances de la tecnología de estado sólido han permitido la sustitución de los dispositivos TWT en las frecuencias de microondas con amplificadores de potencia de estado sólido (SSPA). Sin embargo, los TWT aún prevalecen en el mercado de las ondas milimétricas, siendo muy complicada su fabricación a estas frecuencias. La complejidad y la baja confiabilidad inherente de los Tubos de onda progresiva, permite que los amplificadores de estado sólido sean una alternativa mucho más atractiva. Existen muchas ventajas de rendimiento que los dispositivos de potencia de estado sólido comercialmente viables tienen sobre los TWT. Entre las ventajas que los dispositivos de potencia de estado sólido presentan frente a los TWT se encuentran: mayor fiabilidad, rendimiento de intermodulación superior, menor costo de mantenimiento, menor costo de repuestos, mayor seguridad del personal, menor consumo de energía y modos de falla suave. (Escalera, Boger, Denisuk, & Dobosz, 2008).

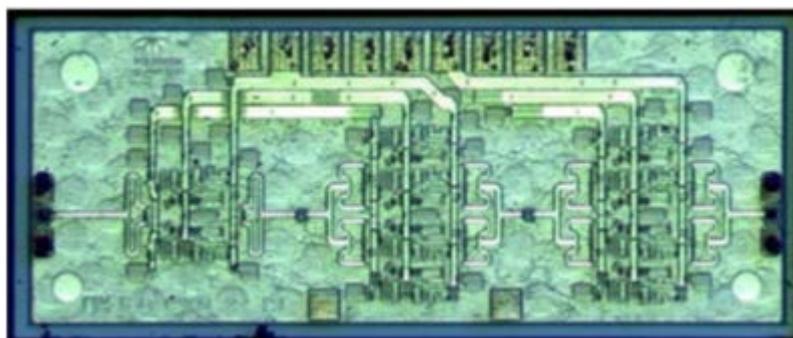


Figura 2: *Monolithic Microwave Integrated Circuits*

Fuente:(Griffith, Urteaga, Rowell, & Pierson, 2014)

Actualmente, los MMICs (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*), dominan la industria de amplificador de potencia de estado sólido, en particular en las frecuencias de onda milimétrica. Además, estos amplificadores de estado sólido, han

demostrado una mayor capacidad de ancho de banda. Sin embargo, el nivel de potencia disponible hoy en día de los dispositivos de estado sólido es limitado. Actualmente, la potencia de salida por dispositivo o MMIC está limitada por problemas térmicos y de adaptación de impedancia. (Schellenberg et al., 2010). Para cumplir con los requisitos del sistema, es obligatorio combinar varios dispositivos, logrando niveles de potencia más altos. Se han investigado y desarrollado muchos esquemas de combinación / división de potencia, que implican diferentes tecnologías y medios de propagación, que van desde guías de ondas metálicas (cavidades, *microstrips*, *striplines*, etc.) donde la potencia se confina en una región limitada hasta configuraciones de espacio abierto. Como resultado de emplear **técnicas de combinación / división de potencia** se alcanza mayores niveles de potencia.

2.2. Técnicas de combinación de potencia

La creciente demanda de radares y sistemas de comunicación que trabajan con ondas milimétricas, ha creado la necesidad de transmisores de estado sólido de alta potencia. Sistemas de ondas milimétricas permiten la creación de antenas muy pequeñas y proporcionan mayores anchos de banda y mejor resolución que los sistemas de microonda. En comparación con los amplificadores TWT, los sistemas de ondas milimétricas de estado sólido ofrecen una mejor penetración a través de la niebla, las nubes y el polvo, pero es poco probable que superen en potencia o eficiencia de salida. Sin embargo, los dispositivos de estado sólido ofrecen mayor confiabilidad, reducción de tamaño, peso y bajos requerimientos de suministro de energía. La potencia de salida de un solo dispositivo de estado sólido está limitada fundamentalmente por problemas térmicos y de impedancia. Es necesario combinar varios diodos para lograr altos niveles de potencia y así cumplir los requisitos del sistema. (Chang & Sun, 1983). En el transcurso de los años se han probado varios enfoques de combinación de potencia en el rango de frecuencia de microondas y ondas milimétricas. La Figura 3 muestra una clasificación general de las técnicas de combinación.

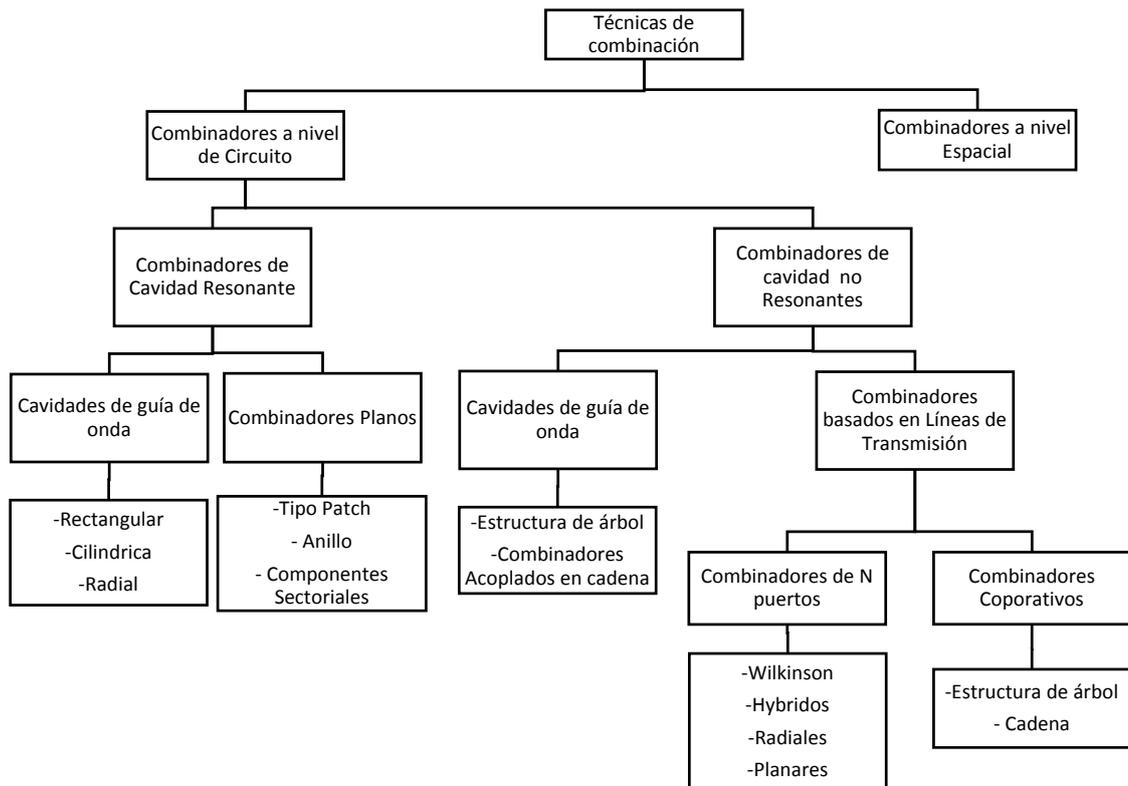


Figura 3: Técnicas de Combinación

Fuente:(Chang & Sun, 1983; Ghanadi, 2011)

2.3. Combinadores / Divisores de Potencia

Los dispositivos implicados en las técnicas de combinación y división de potencia se denominan divisores / combinadores de potencia y desempeñan un papel clave en el diseño de los amplificadores de alta potencia, al mismo tiempo que son componentes fundamentales en el diseño de mezcladores, multiplicadores y osciladores, u otros circuitos lineales y no lineales.

Los términos combinación de Potencia y división de potencia se utilizan usualmente de manera simultánea o intercambiable, debido a su característica intrínseca y recíproca, el mismo dispositivo puede verse alternativamente como un

combinador de potencia o como un divisor de potencia, dependiendo de la selección de sus puertos de entrada y salida (Colantonio, Giannini, & Limiti, 2009).

El rendimiento de los divisores y combinadores de potencia, en particular el de balance de fase y magnitud, puede tener una fuerte influencia en el rendimiento de algunos sistemas. Sistemas tales como los de medición de parámetros-S, se basan en relaciones de fase y magnitud en los divisores / combinadores de potencia para realizar mediciones precisas. Sin embargo, los divisores / combinadores prácticos, tales como híbridos de 3 dB, tienen fase variable y magnitud sobre su ancho de banda, lo que conduce a errores de degradación o de medición del rendimiento del sistema. Normalmente, el desfase de los divisores / combinadores se especifica a través de un ancho de banda en términos de magnitud máxima y variación de fase. Los fabricantes de divisores / combinadores también especifican el desequilibrio con este método (Bockelman, Eisenstadt, & Member, 1995). Algunos de los divisores / combinadores más comúnmente utilizados incluyen anillos híbridos de 180° y los acopladores branch-line de 90°. Existen muchas otras variedades de estos componentes, algunos de estos utilizan tecnología microstrip.

2.3.1. Combinadores a nivel Espacial

Estos combinadores utilizan la propiedad de relación de fase de muchos elementos radiantes para combinar la energía en el espacio. La potencia combinada puede ser transmitida o recibida por los elementos radiantes (antenas) o simplemente reflejada hacia un sistema de comunicaciones. Tales combinadores agrupan los elementos radiantes en diferentes formas, de modo que identifican un arreglo tipo malla, parche (o ranuras) o diferentes tipos de guía de ondas rectangulares de extremos abiertos. Entre las aplicaciones de estos combinadores están los arreglos de antenas donde un gran número de amplificadores de potencia son usados para formar un arreglo de aberturas radiantes activas mejorando así su potencia.

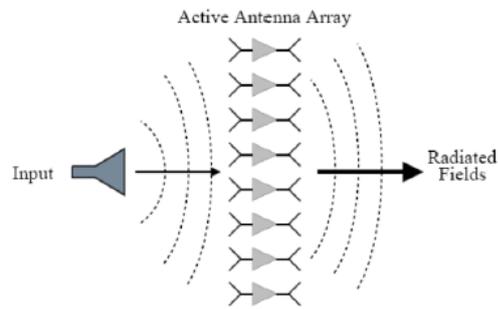


Figura 4: Esquema combinador a nivel espacial

Fuente:(Ghanadi, 2011)

2.3.2. Combinadores a nivel Circuito

Los combinadores a nivel de circuito, pueden combinarse con varios tipos de métodos como los combinadores Wilkinson, híbridos, o utilizar diferentes estructuras para obtener mejores prestaciones. Aunque el número de puertos en los combinadores a nivel circuito es limitado, pero seleccionando la estrategia apropiada esta no sería una limitante, y se alcanzaría niveles altos de potencia de salida.

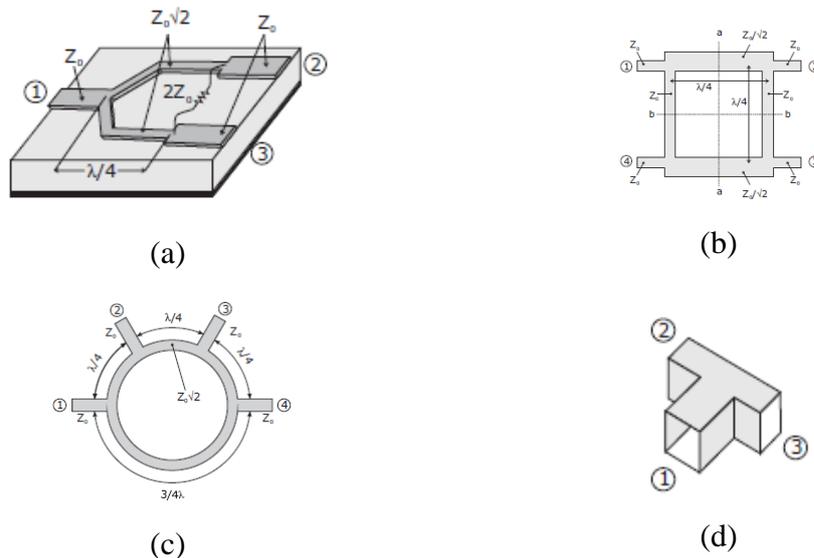


Figura 5: Combinadores a nivel circuito (a) Divisor Wilkinson de 2 vías (b) Acoplador direccional híbrido Brach line (c) Acoplador direccional híbrido tipo anillo (d) Juntura T en guía de onda

Los combinadores a nivel espacial requieren un entorno de tres dimensiones completo, debido que la interferencia de ondas multidimensionales y los fenómenos de difracción están involucrados en el mecanismo de combinación de potencia. Por el contrario, los combinadores a nivel de circuito y en particular las estructuras planas, requieren un entorno de dos dimensiones, siendo este sistema adecuado para analizar correctamente el comportamiento, y así confinado el fenómeno de combinación de potencia en un entorno bidimensional.

Además los combinadores a nivel circuito se dividen en dos familias resonantes y no resonantes. En el primero, las propiedades de resonancia se utilizan para combinar (o dividir) adecuadamente las señales de potencia. Estos combinadores a su vez se pueden clasificar por su estructura en cavidades de guía de onda o del tipo planar. En el caso de las soluciones planas, típicamente se utilizan diseños tipo patch, de sector o los anillos. Las estructuras resonantes se caracterizan por un factor de calidad Q alto, y presentan un ancho de banda operativo estrecho.

Los combinadores no resonantes pueden agruparse en estructuras basadas en cavidades de guía de onda o en líneas de transmisión (TL). Las diferencias se originan principalmente del uso de conductores metálicos, con el objetivo de propagar la onda u obtener un patrón de campo específico, respectivamente. Las cavidades de guía de ondas se emplean tanto en resonancia o en combinadores no resonantes, y su identificación se torna compleja, la diferencia resalta por el factor Q al ser este mayor con estructuras resonantes en funcionamiento. Los combinadores no resonantes han sido desarrollados y adoptados con éxito para aplicaciones de banda ancha hasta banda V.

Los divisores/combinadores basados en líneas de transmisión se dividen en dos categorías, divisores/combinadores de N puertos y divisores/combinadores corporativos. Los divisores/combinadores de N puertos adoptan una estructura donde N es el número de puertos de entrada que se combinan en un puerto de salida o viceversa, aquí se reconoce varios divisores/combinadores utilizados frecuentemente

como el divisor/combinador Wilkinson (bidireccional o generalmente N), las estructuras híbridas (ramal, carrera de ratas, acoplador de Lange, etc.), etc.

Los divisores/combinadores corporativos usan una estructura de árbol de divisor/combinadores de M puertos (normalmente $M = 2$ o 3) para crear un divisor/combinador con un número mucho mayor de puertos de entrada. Muchas de las soluciones corporativas han adoptado arquitecturas del tipo árbol o en forma de cadena.

Dado que la combinación/división de energía es un tema amplio, la clasificación anterior es útil para aclarar las diferencias entre los combinadores. A continuación, se prestará atención a los combinadores/divisores basados en líneas de transmisión, en particular a los combinadores/divisores de N puertos con disposición Radial. (Colantonio et al., 2009).

2.3.2.1. Combinador / Divisor Radial de N puertos

Un combinador radial se compone de, N puertos de entrada que están situados simétricamente alrededor del puerto de entrada ubicado en la parte central del combinador. El puerto central suma la potencia de los N puertos en un solo paso y toda la potencia total se encuentra en dicho puerto. Al distribuir toda la energía hacia el centro, la distancia recorrida por la onda electromagnética es corta, por lo tanto existe menores pérdidas entre los puertos de entrada y salida (Ghanadi, 2011). A su vez el divisor radial presenta las mismas ventajas del combinador, su diferencia se centra en que el puerto central pasaría a ser la entrada del dispositivo, y los N puertos ubicados alrededor del central vendrían a ser los puertos de salida.

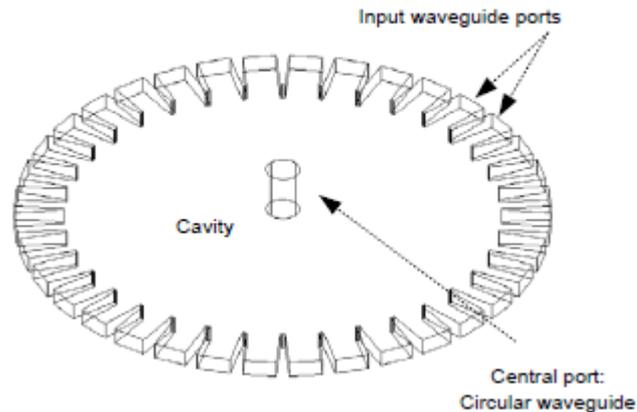


Figura 6: Esquema de un Combinador Radial de N puertos en guía de onda

Fuente:(Ghanadi, 2011)

Las ventajas de los combinadores/divisores están presentes debido a su estructura, su forma circular permite que sean adecuadas para aplicaciones de alta potencia. Estas ventajas incluyen la reducción de la estructura, y también la simetría radial, esta simetría permite que para su excitación central conduzca a una división de potencia con igual fase en todos sus puertos. (Bialkowski, Waris, & Davis, 1994).

Para realizar el diseño del divisor radial es necesario el estudio de la tecnología a emplear, sus fundamentos teóricos y los modos de propagación, para realizar su diseño. En la siguiente sección se estudiarán los temas mencionados para su entendimiento y así llegar a la tecnología de Substrate Integrated Waveguide (SIW).

2.4. Guías de onda

Una guía de onda es una línea de transmisión electromagnética, formada por un material dieléctrico y recubierto por un conductor cerrado. El campo electromagnético se propaga longitudinalmente, en el interior de la guía de onda.

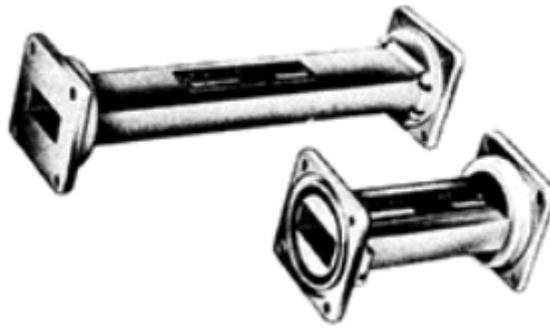


Figura 7: Guía de onda Rectangular

2.4.1. Modos de propagación

Un campo electromagnético puede propagarse a lo largo de una guía de ondas de varias maneras. Si la guía de onda consta de dos o más conductores esta puede soportar ondas electromagnéticas transversales (TEM), y se caracteriza por la falta de componentes de campo longitudinales, y tienen una tensión, intensidad e impedancia característica definidas de forma única. A su vez si las guías de onda están constituidas por un solo conductor, estas solo pueden soportar los modos, transversal eléctrico (TE) y transversal magnético (TM), que se caracterizan por la presencia de componentes longitudinales de campo magnético o eléctrico.(Pozar, 2005)

2.4.2. Guía de onda rectangular

Las guías de onda rectangulares fue uno de los primeros dispositivos utilizados para transportar señales de microondas. Estas guías han perdido mercado debido a la tendencia hacia la miniaturización y la integración, actualmente la mayoría de circuitos modernos de microondas utilizan líneas de transmisión planas, tales como microstrip y stripline. Aunque, en muchos casos como los sistemas de alta potencia, sistemas de satélite y algunas aplicaciones de prueba de precisión se las sigue utilizando. La guía de onda rectangular solo puede propagar los modos TM y TE, pero no las ondas TEM, ya que sólo está presente un solo conductor, que es la cubierta que encierra el dieléctrico. (Pozar, 2005)

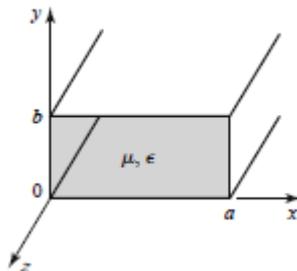


Figura 8: Guía de onda Rectangular Estructura

Fuente:(Pozar, 2005)

2.4.2.1. Modo TE

Las ondas eléctricas transversales (TE), (también llamadas ondas H) se caracterizan por $E_z = 0$ y $H_z \neq 0$. De la ecuación de onda de Helmholtz se tiene:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) H_z(x, y, z) = 0, \quad (1)$$

Siendo $H_z(x, y, z) = h_z(x, y) e^{-j\beta z}$, la ecuación de onda se reduce a una de dos dimensiones para h_z :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0, \quad (2)$$

Donde $kc = \sqrt{k^2 + \beta^2}$ es el número de onda. La ecuación diferencial (2), puede resolverse mediante el método de separación de variables $h_z(x, y) = X(x)Y(y)$, sustituyendo en (2) y resolviendo la ecuación se obtendría:

$$\left(\frac{d^2 X}{dx^2} + k_x^2 X \right) = 0, \quad (3)$$

$$\left(\frac{d^2 Y}{dy^2} + k_y^2 Y \right) = 0, \quad (4)$$

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2, \quad (5)$$

La solución general de h_z puede escribirse como:

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y). \quad (6)$$

Para evaluar las constantes en (6) se debe aplicar las condiciones de frontera de las componentes del campo eléctrico tangenciales a las paredes de la guía de onda, obteniendo así la solución para H_z .

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (7)$$

Con lo cual se puede obtener las distintas componentes del campo transversales del modo TE_{mn} :

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (8)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (9)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (10)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (11)$$

La constante de propagación es:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (12)$$

Cada modo tiene una frecuencia de corte $f_{c_{mn}}$ dada por:

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (13)$$

El modo con la menor frecuencia de corte es llamado el modo dominante, asumiendo que $a > b$, el modo dominante sería TE₁₀.

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (14)$$

2.4.2.2. Modo TM

Los modos TM se caracterizan por campos con $H_z = 0$, mientras que E_z debe satisfacer la ecuación de onda reducida.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2\right) e_z(x, y) = 0, \quad (15)$$

Haciendo una analogía con el modo TE, resolviendo la ecuación (15) mediante separación de variables se obtiene la ecuación general.

$$e_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y), \quad (16)$$

Y empleando las condiciones de frontera para e_z , se obtiene la solución para E_z .

$$E_z(x, y, z) = B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (17)$$

Con lo cual se obtiene las componentes transversales de campo del modo TM_{mn}:

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (18)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (19)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (20)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (21)$$

La constante de propagación es igual al modo TE es:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (22)$$

El modo TM_{11} , es el modo dominante debido a que las componentes transversales son cero para $n = 0$ o para $m = 0$, es decir, no existen los modos TM_{00} , TM_{01} y TM_{10} .

$$fc_{11} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2}. \quad (23)$$

2.4.3. Línea Microstrip

Es una línea de transmisión planar, se fabrica mediante procesos fotolitográficos y es de fácil integración con dispositivos de microondas pasivos y activos. Su estructura se muestra en la Figura 9 (a). Debido a la presencia del dieléctrico y en particular el hecho de que el dieléctrico no llena las regiones por encima de la tira, complica el análisis de la línea microstrip. Entonces la línea microstrip no forma un modo TEM, debido a la velocidad de fase es distinta en el dieléctrico y en el aire. Por tal motivo forman una onda TM-TE híbrida y en muchos casos al ser el sustrato muy delgado ($h \ll \lambda$) se la considera como cuasi-TEM. Por lo tanto, se pueden

obtener aproximaciones para la velocidad de fase, la constante de propagación y la impedancia característica a partir de soluciones estáticas o cuasi estáticas.

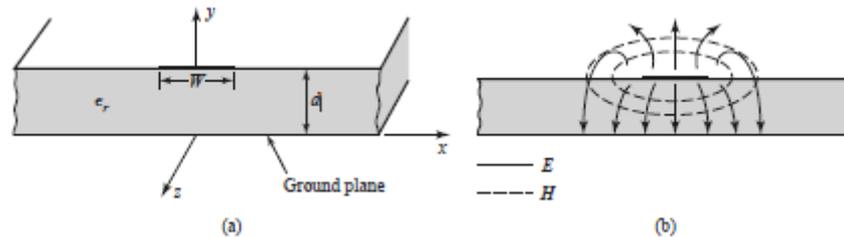


Figura 9: (a) Estructura de la línea Microstrip (b) Líneas de los Campos Eléctricos y Magnéticos

Fuente:(Pozar, 2005)

La constante dieléctrica efectiva de una línea de microstrip " ϵ_e ", está dada aproximadamente por:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot d/W}} \quad (24)$$

Donde " ϵ_r " es la constante dieléctrica del material, "d" la altura del sustrato y "W" el ancho de la línea microstrip.

La constante dieléctrica efectiva se interpreta como la constante dieléctrica de un medio homogéneo entre la región de aire y la región del dieléctrico de la línea de microstrip. La constante de propagación " β " y la velocidad de fase " v_p " están dadas por:

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e}, \quad (25)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}, \quad (26)$$

Por medio de las dimensiones de las líneas microstrip, la impedancia característica " Z_0 " se puede calcular como:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & \text{para } W/d > 1 \end{cases} \quad (27)$$

2.4.4. Substrate Integrated Waveguide (SIW)

Los componentes rectangulares convencionales de guía de ondas han sido ampliamente utilizados en microondas de baja y alta potencia y sistemas de comunicación de ondas milimétricas. Sin embargo, a menudo no pueden satisfacer los requerimientos de tamaño y costo de los actuales sistemas de comunicación. Además, es difícil integrarse con los diferentes circuitos de línea de transmisión planares como microstrip, slotline, coplanar waveguide, etc.

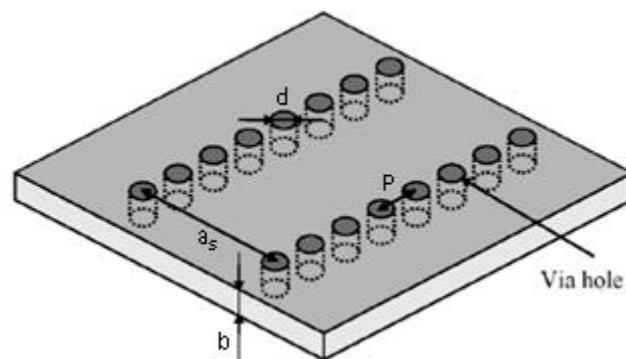


Figura 10: Estructura SIW

Fuente:(García, 2012)

En los últimos años, se ha ido utilizado la técnica de, Substrate Integrated Waveguide (SIW), la cual se caracteriza por utilizar dos filas paralelas de agujeros metalizados en un sustrato planar, estas filas forman las paredes laterales

comparándola con una guía de onda. Esta arquitectura tiene propiedades tanto de microstrip como de guía de onda. Entre sus ventajas están el bajo costo, reducción de tamaño, y fácil integración de circuitos debido a su estructura planar. (Kaijun Song et al., 2016)

La figura 10 muestra la geometría típica SIW, caracterizada por su anchura (es decir, la separación entre las vías en dirección transversal (a_s)), el diámetro de las vías (d), la separación de las vías o longitud de paso (p), y el ancho del sustrato (b). Comparando la estructura SIW con una guía de onda rectangular, las paredes verticales de metal son reemplazadas por vías para las estructuras SIW, por tal motivo los modos de propagación de SIW son muy similares a los de guía de onda rectangular, pero no son exactamente iguales. Esto debido a los patrones de corriente de superficie modales. Solamente los patrones de corriente vertical que se distribuyan en la pared lateral sobreviven a SIW. La figura 11 muestra la distribución de corriente en superficie del modo TE_{10} de una guía de ondas rectangular. El camino de la corriente no será cortado por las vías, por lo tanto el modo TE_{10} es soportado en SIW. Esto se cumple para todos los modos TE_{m0} debido a que sus distribuciones en las paredes laterales son similares. Por otro lado, existen componentes horizontales de corriente superficial en todos los modos TM y TE_{mn} con $n \neq 0$. Estos caminos de corriente serán cortados por la estructura SIW. Por tanto, se concluye que sólo los modos TE_{m0} existen en SIW. (Mehdi, Keltouma, & Mohammed, 2015)

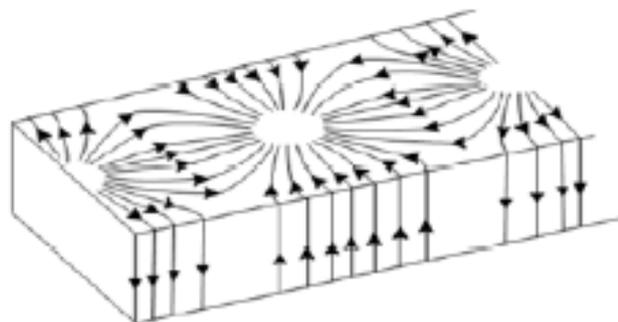


Figura 11: Corriente de superficie Modo TE_{10}

Fuente:(Mehdi et al., 2015)

2.4.4.1. Ecuaciones de diseño para SIW

En la sección anterior se mencionó que una guía de substrato integrado trabaja de manera similar que una guía de onda rectangular rellena de material dieléctrico. Su modo dominante al igual que la guía de onda rectangular es el TE₁₀. La diferencia marcada es que las paredes metálicas son reemplazadas por dos conjuntos paralelos de vías metálicas. Los parámetros esenciales para el diseño SIW son la separación entre las vías "p" también llamadas paso, el diámetro de las vías "d", la distancia central entre los arreglos de vías metálicas "ar" y la anchura SIW "as". (Nawaz, Huiling, & Kashif, 2014).

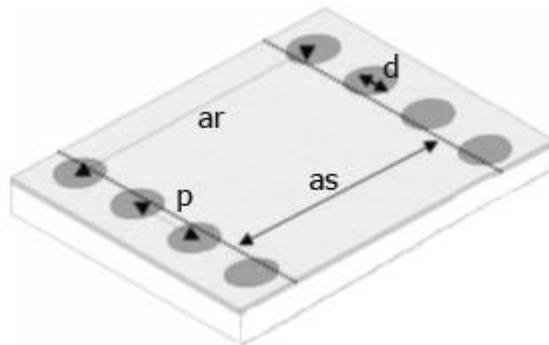


Figura 12: Parámetros esenciales para el diseño SIW

Los parámetros SIW deben diseñarse cuidadosamente. El paso "p" y el diámetro "d" controlan la pérdida de radiación y la pérdida de retorno, mientras que la anchura "ar" de la guía de onda integrada determina la frecuencia de corte y la constante de propagación del modo fundamental. Hay dos reglas de diseño relacionadas con el paso y con el diámetro.

$$d < \frac{\lambda_g}{5}, \quad (28)$$

$$p \leq 2d, \quad (29)$$

Donde λ_g longitud de onda en SIW. La frecuencia de corte de una guía de onda rectangular está dado por la fórmula descrita en la ecuación (14) y se la puede expresar como:

$$f_{c_{10}} = \frac{c}{2a}, \quad (30)$$

Donde c es la constante de velocidad de la luz. La misma frecuencia de corte para una guía de onda rectangular llena de dieléctrico se obtiene remplazando “ a ” por:

$$a_r = a/\sqrt{\epsilon_r} \quad (31)$$

Donde ϵ_r es la constante relativa del dieléctrico que contiene la guía de onda, y “ a ” es la dimensión de un costado de una guía de onda rectangular rellena de aire. Utilizando las fórmulas descritas anteriormente y mediante el análisis de estructura presentado en (Cassivi et al., 2002) se hallan las fórmulas de la dimensión del ancho de la guía de sustrato integrado y a su vez las frecuencias de corte para los modos TE₁₀ y TE₂₀.

$$a_s = a_r + \frac{d^2}{0.95 p} \quad (32)$$

$$f_{c_{SIW_{10}}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left(a_s - \frac{d^2}{0.95 p} \right)^{-1} \quad (33)$$

$$f_{c_{SIW_{20}}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(a_s - \frac{d^2}{1.1 p} - \frac{d^3}{6.6 p^2} \right)^{-1} \quad (34)$$

Mediante las fórmulas de la frecuencia de corte de los modos TE₁₀ y TE₂₀, se obtiene el rango frecuencia en la que puede funcionar el dispositivo.

2.4.4.2. Transiciones SIW

Las transiciones son un elemento importante en el diseño de dispositivos, ya que estas permiten unir o pasar a diferentes tecnologías. La transición microstrip a guía de ondas o en este caso a SIW se caracteriza esencialmente por una línea de microstrip de anchura W_p unida con una línea microstrip cónica de ancho W_t que se une a la tecnología microstrip a_s , como se muestra en la figura 13 (Nawaz et al., 2014). A la línea de microstrip cónica se la conoce como tap, dicho elemento se utiliza para transformar el modo cuasi-TEM de la línea de microstrip en el modo TE de la tecnología SIW. La línea microstrip es adecuada para excitar los puertos de la tecnología SIW o en general el modo TE debido que los campos eléctricos de las dos estructuras distintas están aproximadamente orientados en la misma dirección y también comparten el mismo perfil. (Dominic Deslandes and Ke Wu, 2001)

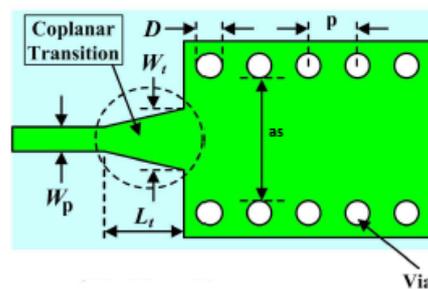


Figura 13: Transición SIW a Microstrip

Fuente:(Suntives, 2009)

El diseño de la transición se vuelve simple y directo. Para su diseño, los valores principales son las dimensiones del tap (W_t y L_t), debido que los valores para la línea de microstrip W_p y L_p están definidos por la impedancia característica del sistema y sus fórmulas en microstrip.

2.5. Matriz de Scattering

Para caracterizar un dispositivo de microonda mediante la definición de voltajes y corrientes, resulta ser complicado, ya que existe un problema práctico cuando se trata de medir estos valores a frecuencias de microondas debido que las mediciones

directas normalmente implican la magnitud y la fase de una onda que se desplaza en una dirección o de una onda estacionaria. Por tal motivo los voltajes y corrientes equivalentes, y las matrices de impedancia e admitancia relacionadas, se convierten en algo de una abstracción cuando se trata de redes de alta frecuencia.

La matriz de Scattering es una representación más acorde con las mediciones directas, debido a que utiliza las ideas de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas. La matriz de Scattering al igual que la matriz de impedancia o admitancia para una red de N-puertos, proporciona una descripción completa de la red en sus N puertos. La matriz S relaciona las ondas de tensión incidentes con las reflejadas. Los parámetros S se pueden medir directamente con un analizador de red vectorial. (Pozar, 2005)

La matriz de dispersión, o matriz [S], se define en relación con las ondas de tensión incidente y reflejada como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}, \quad (35)$$

O

$$[V^-] = [S][V^+], \quad (36)$$

Cada elemento de la matriz S se puede determinar como:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j}, \quad (37)$$

En otras palabras, la ecuación (37) dice, de S_{ij} el puerto j dirige una onda incidente de tensión V_j^+ y mide la amplitud de onda reflejada V_i^- que sale del puerto i. Mientras que las ondas de incidencia en todos los puertos excepto el j-ésimo se ponen a cero, lo que significa que los puertos deben terminar en cargas con la impedancia característica de la línea de transmisión para evitar reflexiones, entonces S_{ij} es el coeficiente de transmisión del puerto j al puerto i cuando todos los demás puertos están cargados. El

parámetro S_{ii} es el coeficiente de reflexión de la tensión del puerto i cuando los demás puertos terminan en cargas. (Pozar, 2005)

2.5.1. Redes Recíprocas

La matriz S tiene propiedades especiales en algunos tipos particulares de redes. A continuación se mostrará que para una red recíproca la matriz S es simétrica.

La tensión total y la corriente en el n -ésimo puerto se definen como:

$$V_n = V_n^+ + V_n^-, \quad (38)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^- = V_n^+ - V_n^-, \quad (39)$$

Mediante la suma de (38) y (39) se obtiene:

$$V_n^+ = \frac{1}{2}(V_n + I_n), \quad (40)$$

O

$$[V^+] = \frac{1}{2}([Z] + [U])[I], \quad (41)$$

Siendo $[Z]$ la matriz de Impedancias, y $[U]$ la matriz identidad. Sustrayendo (38) y (39) se obtiene:

$$V_n^- = \frac{1}{2}(V_n - I_n), \quad (42)$$

O

$$[V^-] = \frac{1}{2}([Z] - [U])[I], \quad (43)$$

Eliminando $[I]$ de las ecuaciones (41) y (43) se obtiene:

$$[S] = ([Z] - [U])([Z] + [U])^{-1}, \quad (44)$$

Aplicando la transpuesta en la ecuación (44) da:

$$[S]^t = \{([Z] + [U])^{-1}\}^t([Z] - [U])^t, \quad (45)$$

La matriz $[U]$ es una matriz diagonal, por lo tanto $[U]^t = [U]$, y si la red es recíproca, entonces $[Z]$ es simétrica, entonces $[Z]^t = [Z]$. La ecuación se reduce a:

$$[S]^t = ([Z] + [U])^{-1}([Z] - [U]), \quad (46)$$

Mediante la definición de $[Z]$:

$$[Z][I] = [Z][V^+] - [Z][V^-] = [V] = [V^+] + [V^-], \quad (47)$$

Reescribiendo la ecuación:

$$([Z] + [U])[V^-] = ([Z] - [U])[V^+], \quad (48)$$

Comparando la ecuación (48) con (36) resulta:

$$[S] = ([Z] + [U])^{-1}([Z] - [U]), \quad (49)$$

Que equivale a (46), entonces:

$$[S] = [S]^t, \quad (50)$$

Por lo tanto la matriz S es simétrica para una red recíproca

2.5.1.1. Parámetros S para un Divisor Radial de N puertos

El divisor radial de N puertos es una red de $N + 1$ puertos con N puertos de salida y 1 puerto de entrada. Para caracterizar su comportamiento son necesarios los parámetros S y su respectiva matriz. El divisor por su estructura radial cumple con las

características de ser simétrico y recíproco, por tal motivo la matriz S es igual a su transpuesta como se verifica en la ecuación (50). Por medio de las condiciones asumidas en (Haro-Báez et al., 2015), se obtiene la matriz S , y también los factores de acoplamiento y aislamiento de un divisor radial de $N + 1$ puertos.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{12} & S_{12} & \cdots & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{23} & \cdots & S_{23} \\ S_{12} & S_{23} & S_{22} & S_{23} & \cdots & S_{23} \\ S_{12} & S_{23} & S_{23} & S_{22} & \cdots & S_{23} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{12} & S_{23} & S_{23} & S_{23} & \cdots & S_{22} \end{bmatrix}, \quad (51)$$

$$Acoplamiento = 10 \log_{10} |S_{1,i}|^2 = 10 \log_{10} |S_{12}|^2 = -10 \log_{10} N \quad i = 3, \dots, N + 1, \quad (52)$$

$$Aislamiento = 10 \log_{10} |S_{i,j}|^2 = 10 \log_{10} |S_{23}|^2 = -20 \log_{10} N \quad i, j = 2, \dots, N + 1, i \neq j \quad (53)$$

CAPÍTULO 3

3. Materiales y Métodos

3.1. Materiales

El proceso de fabricación de dispositivos y los materiales utilizados forman parte de una gran problemática en cuestión de pérdidas. La validación de los diseños depende mucho de los materiales que se utilizan, estos materiales deben ser capaces de resonar incluso a más de la frecuencia de diseño, por tal motivo el escoger apropiadamente cada material evita problemas en el diseño y posterior en la implementación. Los problemas sólo pueden aliviarse comprometiendo la simplicidad de fabricación del dispositivo y empleando conceptos de elementos superpuestos. Por último pero no menos importante, el costo de los materiales limita las posibilidades de utilizar elementos de mejor calidad para así llegar a la deseada estabilidad eléctrica y mecánica de funcionamiento. (James & Hall, 1922)

3.1.1. Sustrato

El primer paso para la realización del diseño es, escoger un sustrato apropiado. El sustrato está constituido por un material dieléctrico, que afecta el desempeño eléctrico de los dispositivos como antenas, circuitos y líneas de transmisión. Existen varias propiedades del sustrato que deben ser consideradas como: La constante dieléctrica, la tangente de pérdidas y su variación con la temperatura y frecuencia, la homogeneidad, el coeficiente de temperatura, entre otras. (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001).

Tabla 1:
Características de diferentes sustratos

Sustrato	Constante Dieléctrica ϵ_r	Tangente de Pérdidas $\tan \delta$
Epoxy Fiberglass FR-4	4.4	0.01
Rohacell Foam	1.07	0.001
Honeycomb	1.02	<0.0001
Taconic	2.33	0.0009
Kapton	3.5	0.002
CuClad	2.17	0.0009
RT Duroid 5880 (teflón + glass fiber)	2.2	0.0009
RT Duroid 6010 (ceramic Polytetrafluoroethylene)	10.5	0.002
GaAs	13	0.0006

Los valores más utilizados en cuanto a la constante dieléctrica se encuentran en el rango de $1 \leq \epsilon_r \leq 15$ aunque los valores $\epsilon_r > 5$ se utilizan muy poco. Para el diseño de dispositivos pasivos como antenas, acopladores, filtros, etc., interesan sustratos gruesos y constantes dieléctricas bajas $\epsilon_r \leq 5$, debido a que existen menores pérdidas y un mayor ancho de banda. La tangente de pérdidas es el valor fundamental para saber si un sustrato es de calidad ($\tan \delta < 0.002$), mientras más bajo sea su valor el sustrato será más caro. (Acaf, Ii, Jorge, & Cruz, n.d.)

Para el diseño e implementación se utilizó dos sustratos: el sustrato FR-4, debido a sus bajos costos, y el sustrato RT Duroid 5880 por su bajo valor en cuanto a la constante de pérdidas. El sustrato FR-4 consiste en un material de tela de vidrio de filamento continuo con un aglutinante de resina epoxi. Tiene características de alta resistencia, excelentes propiedades eléctricas y resistencia química no sólo a temperatura ambiente sino también bajo condiciones húmedas o mojadas. (Professional Plastics, n.d.). Mientras que el sustrato RT Duroid 5880 está reforzado

con microfibras de vidrio PTFE (Politetrafluoroetileno más conocido como teflón), este material permite el desarrollo de aplicaciones rigurosas de circuitos microstrip y stripline. Sus microfibras orientadas al azar dan como resultado una uniformidad de constante dieléctrica excepcional, por lo cual el sustrato trabaja en un amplio rango de frecuencias. El sustrato RT Duroid 5880 es resistente a los solventes y reactivos, que se utilizan normalmente en los circuitos impresos. (Avenue, 2016).

Tabla 2:
Características Sustrato FR-4

PARÁMETRO	VALOR
Densidad	1,850 g / cm ³ (3,118 lb / cu yd)
Absorción de agua	0,10%
Índice de temperatura	140 ° C (284 ° F)
Conductividad térmica, a través del plano	0,29 W / (m · K), 0,343 W / (m · K)
Conductividad térmica, en el plano	0,81 W / (m · K), 1,059 W / (m · K)
La resistencia de unión	> 1,000 kg (2,200 libras)
Resistencia a la flexión (A; 0.125 en) - LW	> 440 MPa (64,000 psi)
Resistencia a la flexión (A; 0.125 en) - CW	> 345 MPa (50,000 psi)
Resistencia a la tracción (0,125 pulgadas) LW	> 310 MPa (45,000 psi)
Resistencia al impacto Izod - LW	> 54 J / m (10 ft · lb / in)
Resistencia al impacto Izod - CW	> 44 J / m (8 pies · lb / in)
Resistencia a la compresión - de plano	> 415 MPa (60,200 psi)
Ruptura dieléctrica	> 50 kV
Resistencia dieléctrica	20 MV / m
Constante dieléctrica	4,4
Tangente de pérdidas	0,017
Continua →	

Coeficiente de dilatación térmica - eje x	$1,4 \times 10^{-5} \text{ K}^{-1}$
Coeficiente de dilatación térmica - eje y	$1,2 \times 10^{-5} \text{ K}^{-1}$
Coeficiente de expansión térmica - eje z	$7,0 \times 10^{-5} \text{ K}^{-1}$
Coeficiente de Poisson - LW	0,136
Coeficiente de Poisson - CW	0,118
Velocidad del sonido LW	3602 m / s
SW velocidad del sonido	3369 m / s

Tabla 3:
Características Sustrato RT Duroid 5880

PARÁMETRO	VALOR
Constante Dieléctrica	2.20
Tangente de Pérdidas	0.0004 ó 0.0009
Coeficiente de temperatura	-125 ppm/°C
Resistencia de Volumen	2×10^7 Mohm cm
Resistencia de Superficie	3×10^7 Mohm
Calor Específico	0.96 J/g/K // 0.23 cal/g/C
Absorción de Humedad	0.02 %
Conductividad Térmica	0.20 W/m/K
Densidad	2.2 gm/cm ³

3.1.2. Conector SMA

Con una interfaz roscada, los conectores SMA 50 Ohm son unidades de precisión que proporcionan un rendimiento eléctrico excelente de DC a 18 GHz y una excelente durabilidad mecánica. Los conectores SMA tienen una construcción de acero

inoxidable o latón y un acoplamiento roscado de $\frac{1}{4}$ a 36, que ofrece un alto rendimiento en un diseño compacto, las interconexiones SMA ofrecen un medio preciso y sencillo de ajuste de fase para dispositivos de microondas. Entre las aplicaciones de los conectores SMA están los sistemas de radares, sistemas de aterrizaje ILS, antenas y en la instrumentación. (Amphenol RF, n.d.)



Figura 14: Conector SMA Para PCB

Para la implementación del divisor radial, se utilizará dos tipos de conectores SMA, uno para el puerto central (Figura 15) y otro muy distinto para los puertos alrededor del central (Figura 14).



Figura 15: Conector SMA para el puerto Central

Tabla 4:
Características Conector SMA

Características	
Impedancia	50 ohms
Rango de Frecuencia	
Continua →	

Conectores de Cable Flexible	0 - 12.4 GHz
Conectores semirrígidos, adaptadores	0 – 18 GHz
Conectores de cable semirrígidos rectos	0 – 26.5 GHz
Rango de Temperatura	-65°C a 165°C
Voltaje nominal	
RG-55, 58, 141, 142, 223, 303	500 volts peak
RG-122, 174, 188, 316	375 volts peak
Dielectric Withstanding Voltage (max.)	
.141" & RG-58 Group	1000 VRMS
.085" & RG-316 Group	750 VRMS
VSWR for Straight Connectors	
.141" O.D. Copper Jacket Cable	1.05 + .005 f (GHz)
RG-55 Group	1.15 + .011 f (GHz)
RG-122 Group	1.15 + .02 f (GHz)
RG-178 Group	1.20 + .025 f (GHz)
VSWR for Angle Connectors	
.141" O.D. Copper Jacket Cable	1.10 + .01 f (GHz)
RG-55 Group	1.15 + .02 f (GHz)
RG-122 Group	1.15 + .03 f (GHz)
RG-178 Group	1.20 + .03 f (GHz)
Insulation Resistance	5000 MΩ
Contact Resistance	
Center Conductor	2.0 mΩ
Body	2.0 mΩ
Braid to Body	0.5 mΩ
RF Leakage	-60 dB min
Insertion Loss	.03 sqrt(f(GHz)) dB max

3.1.3. Cargas (Loads)

Como se menciona en la sección 2.5, para realizar las medidas correspondientes a los parámetros Scattering, es necesario utilizar cargas, lo que significa que los puertos deben terminar en cargas con la impedancia característica de la línea de transmisión para evitar reflexiones, y así obtener las medidas reales.



Figura 16: Carga SMA 50 Ohms

Tabla 5:
Características Carga SMA Minicircuits ANNE -50+

Marca	MiniCircuits
Modelo	ANNE -50+
Ancho de banda	DC - 18 GHz
Conector	SMA (MALE)
Temperatura de operación	-55 °C- a 100 °C-
Impedancia (ohms)	50

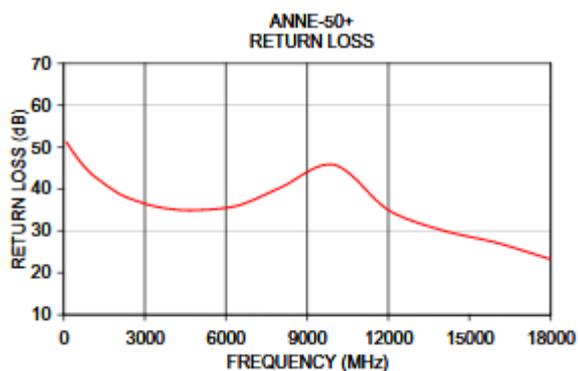


Figura 17: Pérdidas de inserción Carga SMA Minicircuits ANNE -50+

3.1.4. FieldFox N9918A

Para realizar las medidas del divisor radial, se utilizó el equipo de la marca Keysight Technologies modelo FieldFox N9918A. Este equipo es un multi-

instrumento ya que cumple las funciones de un Analizador de Redes Vectoriales, Analizador de Espectro y un Analizador de Cables y Antenas entre otras. El equipo tiene una máxima frecuencia de operación de hasta 26.5 GHz, por tal motivo es ideal para realizar las mediciones del dispositivo.



Figura 18: FieldFox N9918A Handheld Microwave Analyzer 26.5 GHz

Tabla 6:
Características del Equipo

Frecuencia Máxima	26.5 GHz
CAT/VNA Frecuencia de Inicio	30 kHz
SA Frecuencia de Inicio	5 kHz
Rango Dinámico	91 dB
Potencia de Salida	-4 dBm
Ruido de Traza	0.004 dBrms
Instrument Type	Analizador Combinado
Cable and Antenna Analyzer	SI
Spectrum Analyzer	SI
Vector Network Analyzer	SI

Continua →

Aplicaciones	<ul style="list-style-type: none"> • S-Parameters • Distance-To-Fault • Cable Trimming • Return Loss • Insertion Loss/Gain • Interference Analysis • Power Measurements 			
	<table> <tr> <td>Standard Attenuator Range</td> <td>30 dB</td> </tr> <tr> <td>Standard Attenuator Step</td> <td>5 dB</td> </tr> </table>	Standard Attenuator Range	30 dB	Standard Attenuator Step
Standard Attenuator Range	30 dB			
Standard Attenuator Step	5 dB			

Fuente:(Keysight Technologies, n.d.)

3.2. Software para el diseño y simulación

3.2.1. Computer Simulation Technology (CST)

El software de simulación CST ofrece soluciones computacionales precisas y eficientes para el diseño y el análisis electromagnético. El software CST permite realizar simulaciones electromagnéticas en 3D, presenta una interfaz gráfica amigable para el usuario. Entre sus funciones prácticas está la de permitir elegir el método más adecuado para el diseño y a su vez permite realizar optimizaciones de los dispositivos creados y obtener mejores resultados.

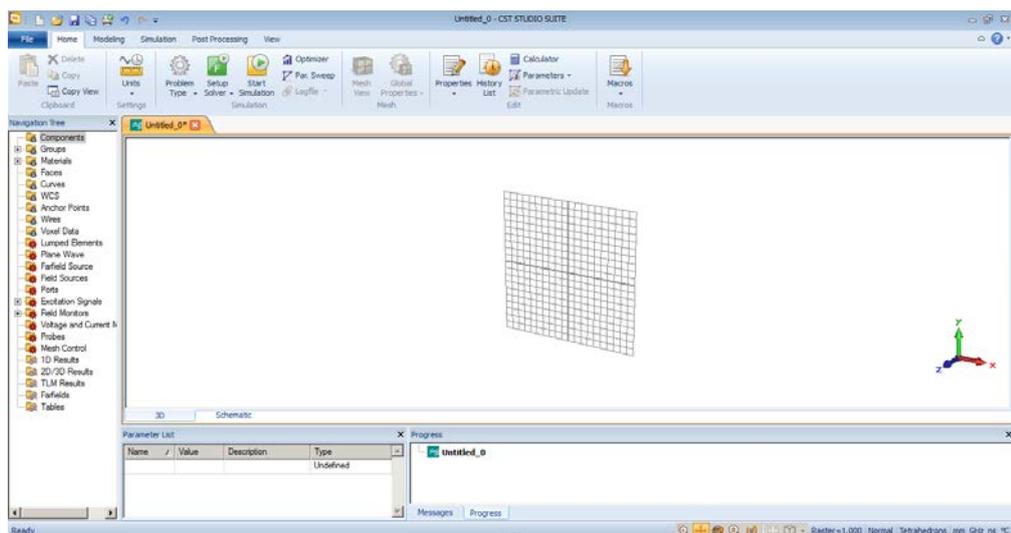


Figura 19: Interfaz Gráfica de Usuario

Las herramientas de simulación de CST se utilizan en industrias líderes en sectores como automoción, aeroespacial, comunicación, defensa, electrónica y energía, con el fin de diseñar, analizar y optimizar el rendimiento, la compatibilidad electromagnética y la integridad de la señal / potencia. CST ofrece solucionadores para todo el espectro, desde estática hasta frecuencias ópticas. Entre los dispositivos que se han utilizado para simular los productos CST se encuentran acopladores, filtros, conectores, antenas, PCBs, paquetes, guías de ondas, tubos de ondas de desplazamiento, dispositivos fotónicos, paneles solares, sensores, actuadores, máquinas eléctricas, SAR, bobinas de MRI y arneses de cables , entre otros. (CST, n.d.).

CAPÍTULO 4

4. Diseño y Simulación

4.1. Especificaciones de diseño

Para el diseño de un divisor Radial de N puertos, es necesario especificar algunos parámetros y criterios, con los cuales comenzar el proyecto.

Tabla 7:
Especificaciones eléctricas de diseño

Parámetro	Valor	Justificación
Frecuencia de diseño (f)	17 GHz	Banda Ku (12–18 GHz)
Constante dieléctrica (ϵ_r)	4.4 FR-4 2.2 RT Duroid	Valor sustrato
Altura del sustrato (h)	1.6 mm FR-4 1.5 RT Duroid	
Impedancia característica (Z_0)	50 Ohms	Valor nominal y frecuente de impedancia en una línea de transmisión.
Diámetro de las vías (d)	0,6 mm	Diferentes tamaños de vías metalizadas para SIW entre los valores comunes están 0,4 y 0,6 mm
Número de puertos de salida	8 y 10 puertos	
Acoplamiento	9.03 y 10 (dB)	Para 8 y 10 puertos de salida
Perdidas de retorno	-20 (dB)	

4.2. Diseño guía rectangular en tecnología SIW (sustrato FR-4)

Para realizar el diseño de un divisor radial, es necesario partir desde el diseño de una guía rectangular en tecnología SIW, para esto se utiliza las ecuaciones de la sección 2.4.4.1. Al tener definido el diámetro de las vías se puede obtener el paso con la ecuación (29).

$$p \leq 2d$$

$$p = 1,2 \text{ mm}$$

Donde “p” es la distancia entre las vías y “d” el diámetro de la vía.

El ancho de una guía de onda rectangular “a” se encuentra estandarizado, en función de la banda a utilizar o según la frecuencia, como se muestra en la tabla 8.

Tabla 8:
Dimensiones para Guías de Onda Rectangular Estándar

Banda de Frecuencia	Estándar	Rango de Frecuencia (GHz)	Dimensiones a x b (mm)
Banda X	WR-90	8.2 a 12.4	22.86 x 10.16
Banda X-Ku	WR-75	10 a 15	19.05 x 9.525
Banda Ku	WR-62	12.4 a 18	15.7988 x 7.8994
Banda K	WR-51	15 a 22	12.954 x 6.477
Banda K	WR-42	18 a 26.5	10.668 x 4.318
Banda Ka	WR-28	26.5 a 40	7.112 x 3.556

Por lo que para el diseño se escogió el estándar WR-42, que de acuerdo a la tabla trabaja para la banda K en el rango de frecuencia de 18 a 26,6 GHz donde el ancho de la guía “a” es igual a 10,668 mm y la altura “b” es igual a 4,318 mm; debido a la dimensión que posee, en comparación con los otros estándares que se aproximan a la banda Ku, reduciendo el tamaño del dispositivo. Se debe tomar en cuenta que el tamaño escogido es una referencia.

Al obtener “a”, se procede aplicar la ecuación (31) para obtener el ancho de la guía de onda rectangular llena de dieléctrico “ar”, siendo “a” el valor estándar de la guía rectangular, y “ ϵ_r ” la constante dieléctrica del material.

$$a_r = a / \sqrt{\epsilon_r}$$

$$a_r = 10.668 \text{ mm} / \sqrt{4.4} = 5.086 \text{ mm}$$

Para hallar el ancho de la guía de sustrato integrado “as”, se aplica la ecuación (32), siendo el diámetro de la vía igual “d” igual a 0,6 mm y el paso entre las vías “p” igual a 1.2 mm se obtiene:

$$a_s = a_r + \frac{d^2}{0.95 p}$$

$$a_s = 5.086 \text{ mm} + \frac{(0,6 \text{ mm})^2}{0.95 (1.2 \text{ mm})} = 5.402 \text{ mm}$$

Para obtener las frecuencias de corte en las que trabaja el dispositivo, se utiliza las ecuaciones (33) y (34).

$$f_{c_{SIW_{10}}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left(a_s - \frac{d^2}{0.95 p} \right)^{-1}$$

$$f_{c_{SIW_{10}}} = 14.06 \text{ GHz}$$

$$f_{c_{SIW_{20}}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(a_s - \frac{d^2}{1.1 p} - \frac{d^3}{6.6 p^2} \right)^{-1}$$

$$f_{c_{SIW_{20}}} = 28.01 \text{ GHz}$$

Donde $f_{c_{SIW_{10}}}$ es la frecuencia de corte del modo TE₁₀ y $f_{c_{SIW_{20}}}$ la frecuencia de corte del modo TE₂₀.

El único parámetro faltante sería, la longitud de onda para la frecuencia de diseño “ λ_{sTE10} ”, este valor se puede hallar con la fórmula:

$$\lambda_{sTE10} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - (f_{cSIW_{10}} / f_0)^2}}$$

Siendo f_0 y λ_0 la frecuencia de diseño y su respectiva longitud de onda, a 17GHz, se obtiene el siguiente valor:

$$\lambda_{sTE10} = 14.968 \text{ mm}$$

Tabla 9:
Resumen de los valores calculados para una guía rectangular con sustrato FR-4

Parámetro	Valor
h	1,6 mm
ϵ_r	4,4
d	0,6 mm
p	1,2 mm
a (WR – 42)	10,668 mm
a_r	5,086 mm
a_s	5,402 mm
$f_{cSIW_{10}}$	14,06 GHz
$f_{cSIW_{20}}$	28,01 GHz
λ_{sTE10}	14,968 mm

Se construye la guía rectangular en tecnología SIW, a lambda medios, en el software de simulación CST.

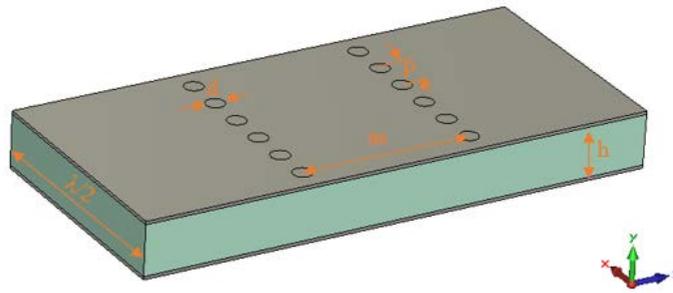


Figura 20: Diseño Guía Rectangular SIW en CST

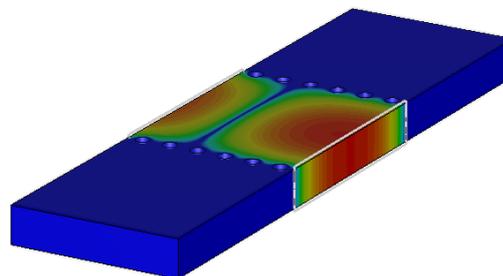


Figura 21: Propagación del Campo Eléctrico Modo TE_{10}

La figura 21 representa el flujo de campo eléctrico del Modo fundamental TE_{10} a través de la guía rectangular en tecnología SIW.

4.2.1. Resultados de la simulación de una guía rectangular SIW (FR-4)

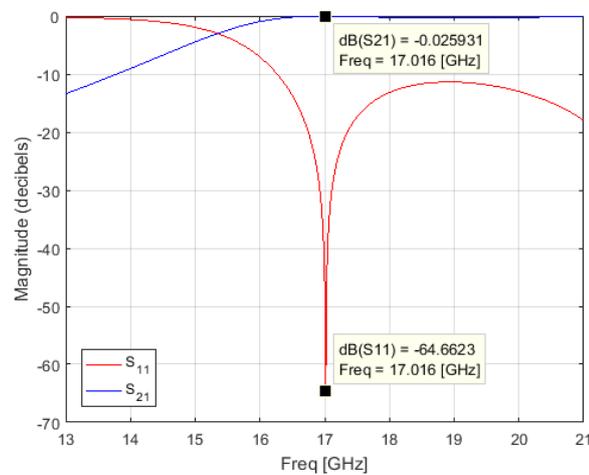


Figura 22: Parámetros S Guía Rectangular en SIW sustrato FR-4

La figura 22 muestra los resultados de la simulación de la guía de onda rectangular en tecnología SIW, el resultado muestra los parámetros S; el coeficiente de reflexión de la tensión del puerto de entrada (S11) y el acoplamiento (S21). Se observa que la simulación de la guía rectangular en SIW cumple con los valores de diseño, ya que presenta una clara resonancia a la frecuencia de 17,016 GHz con -64.66 dB, y además el valor de la transmisión en el cero cercano es de -0,025 dB. También en la figura 23 el valor del ancho de banda para $S_{11} < -20$ dB:

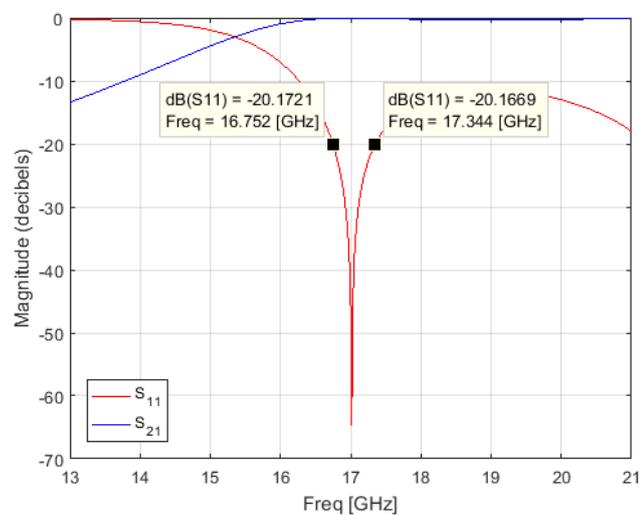


Figura 23: Ancho de Banda para la Guía Rectangular en SIW sustrato FR-4

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 17,344 \text{ GHz} - 16,752 \text{ GHz} = 592 \text{ MHz}$$

El porcentaje de ancho de banda es igual a:

$$\%BW = \frac{f2 - f1}{f(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$\%BW = \frac{17,344 \text{ GHz} - 16,752 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 3,482\%$$

4.3. Diseño Divisor Radial de 10 puertos (FR-4)

Obtenidos los resultados de la guía rectangular en SIW, se procede a diseñar el divisor radial, por lo que es necesario replicar radialmente las vías de la guía rectangular en SIW a un radio “R” de distancia lambda medios desde el centro, además cada puerto debe estar a una distancia entre sí de $360^\circ/N$ siendo N el número de puertos que se desea diseñar (10 puertos). Por tal motivo cada puerto se encuentra a una distancia de 36° del puerto adyacente.

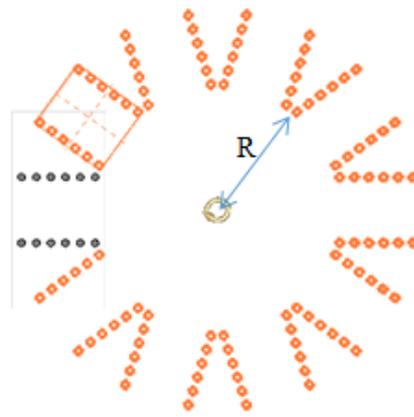


Figura 24: Diseño Divisor Radial 10 puertos con vías

Las vías estarán dispuestas alrededor del centro, y se insertarán en el sustrato FR-4, formando un polígono regular de 10 lados por su número de puertos, como se muestra en la figura 25.

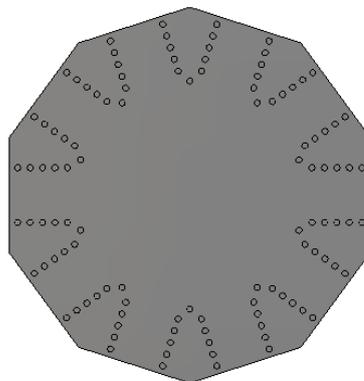


Figura 25: Diseño Divisor Radial Sustrato FR-4

Para el puerto de entrada del divisor radial, se diseñará en referencia al puerto SMA mostrado en la figura 26, se tomará sus respectivas dimensiones de los diámetros del conductor central y de su respectivo dieléctrico que lo cubre como se muestra en la figura 27, además a dicho dieléctrico se lo cubre con una fina capa de material PEC (*Perfect electrical conductor*) ya que al simular una línea microstrip (en el caso de las transiciones), es necesario cambiar los parámetros de simulación en el programa CST en “*Background*” ya que en esta sección se define las propiedades físicas del espacio alrededor del dispositivo simulado; normalmente el valor del programa se encuentra en “PEC”, para simulaciones de guías de onda rectangulares, pero para el caso de un modo cuasi-TEM de una línea microstrip, es necesario cambiar el parámetro a “Normal”, para que las ondas se propaguen en el aire y en el sustrato. Para realizar la simulación Las alturas del conductor y del dieléctrico que ingresan en el divisor radial se las optimiza para mejorar los resultados de S11 y de los acoplamientos.

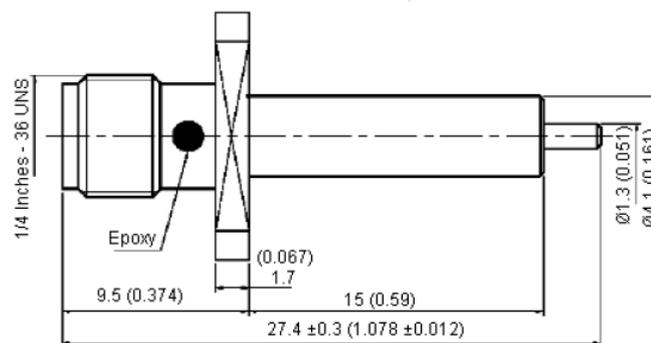


Figura 26: Dimensiones SMA Central

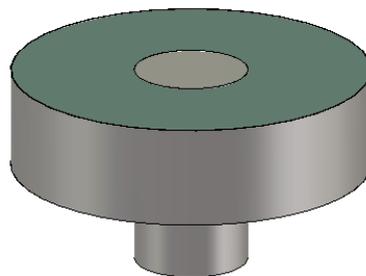


Figura 27: SMA Central Simulado

La figura 28 muestra al puerto central insertado dentro del divisor radial, a continuación se mostrará los resultados.

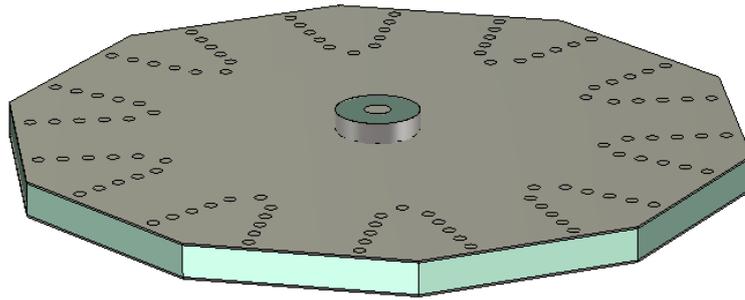


Figura 28: Divisor Radial de 10 puertos sustrato FR-4

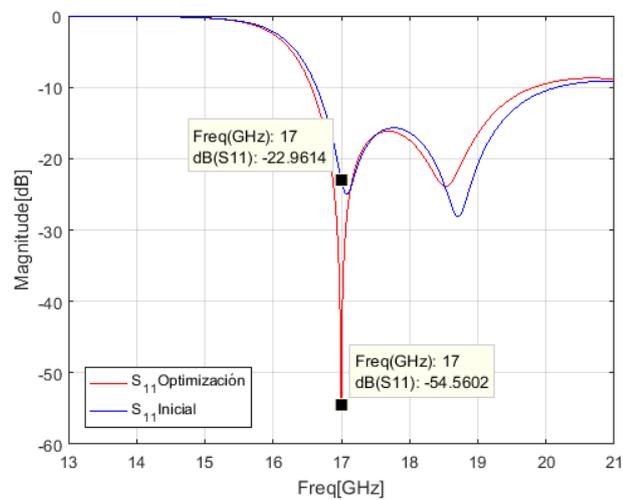


Figura 29: Optimización Parámetro S11 del divisor radial 10 puertos sustrato FR-4

De la figura 29, la línea azul muestra el parámetro S11 de la simulación del Divisor Radial de 10 puertos, con -22.96 dB a 17 GHz siendo esta la frecuencia de diseño, el dispositivo resuena a -22.96 dB del margen de aislamiento de -20 dB según la ecuación (53). Por lo tanto se realiza la optimización del parámetro S11, modificando las variables de radio del dispositivo “R” y la anchura SIW “as”, obteniendo el resultado en rojo, con -54,56 dB a 17 GHz, mejorando así el parámetro S11.

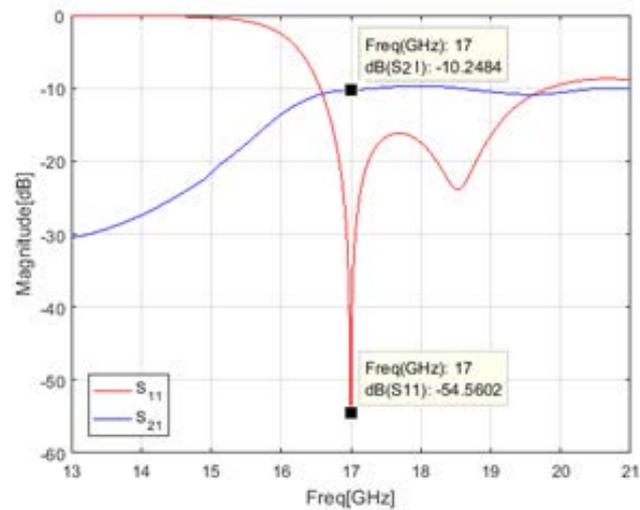


Figura 30: Parámetros S Divisor Radial 10 puertos sustrato FR-4

La figura 30 muestra los resultados de los parámetros S del diseño del divisor radial después de su optimización en el software de diseño CST. Con lo cual se obtuvo la resonancia a 17 GHz como se observa en el parámetro S11. El parámetro S21 presenta un acoplamiento de -10,2484 dB, aplicando la ecuación (52) se obtiene el factor de Acoplamiento, y con esto se calcula las pérdidas de inserción de la simulación del parámetro S21.

$$\text{Acoplamiento} = -10 \log_{10}(N) = -10 \log_{10} 10 = -10 \text{ dB}$$

$$P. \text{ inserción} = -10 \text{ dB} + 10,2484 \text{ dB} = 0,2484 \text{ dB}$$

Al ser un dispositivo radial, cumple con las características de ser simétrico y recíproco como se verifica en la sección 2.5.1.1, por tal motivo el parámetro S21 es igual a los parámetros S_{j1} siendo $j = 2, 3, 4 \dots N$ y N el número de puertos. Entonces las pérdidas de inserción son iguales en cada puerto.

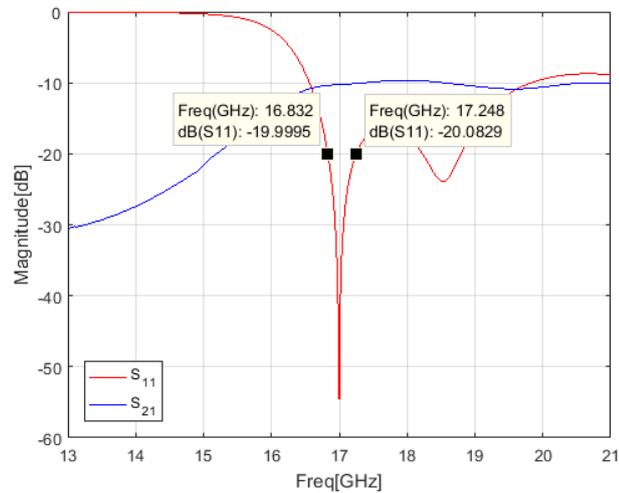


Figura 31: Ancho de Banda para la simulación del Divisor Radial de 10 puertos sustrato FR-4

La figura 31 muestra los puntos en el margen de -20 dB puesto que se utilizan para calcular el ancho de banda y su respectivo porcentaje obteniendo los siguientes resultados de la simulación. Además se puede observar que existe una segunda frecuencia de resonancia en el dispositivo por lo que sería una segunda banda de trabajo.

$$BW = 17.248 \text{ GHz} - 16.832 \text{ GHz} = 416 \text{ MHz}$$

$$\%BW = \frac{17,248 \text{ GHz} - 16,832 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 2,447\%$$

La figura 32 muestra la impedancia que se obtiene en cada puerto de salida del divisor radial de 10 puertos, para poder instalar el conector SMA y así adaptar la señal, es necesaria la utilización de las transiciones con el fin de que el puerto tenga 50 ohms y con esto poder implementar los conectores SMA.

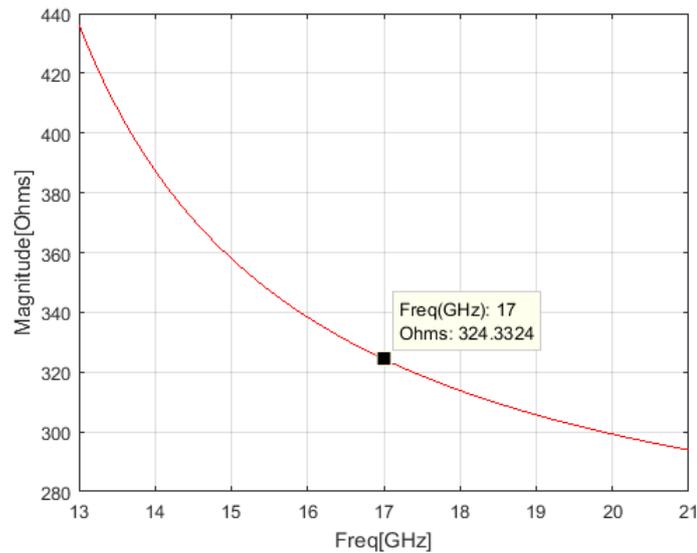


Figura 32: Impedancia de los puertos de salida del Divisor Radial 10 puertos sustrato FR-4

4.4. Diseño Divisor Radial de 10 puertos con Transiciones (FR-4)

Para realizar el diseño de las transiciones, existen varios métodos, sin embargo, en (Suntives, 2009) se presenta un método que se realiza principalmente mediante la optimización de los tamaños del tap, es decir, los valores de “Wt y Lt”. Estos valores son posibles de estimar sus valores iniciales para reducir el rango de simulaciones paramétricas.

Siguiendo la metodología de (Suntives, 2009), “Wt” es aproximadamente 0,4 veces el valor de “as” y el valor de “Lt” se aproxima en un rango de $\lambda/2 < Lt < \lambda$, siendo lambda la longitud de onda del modo quasi-TEM de la línea de microstrip. Para los valores de línea microstrip “Wp y Lp” se usó el software de diseño *TXLINE*, de *National Instruments*. Presentando los siguientes valores para una frecuencia de 17 GHz, Impedancia de 50 ohms y para el sustrato FR-4.

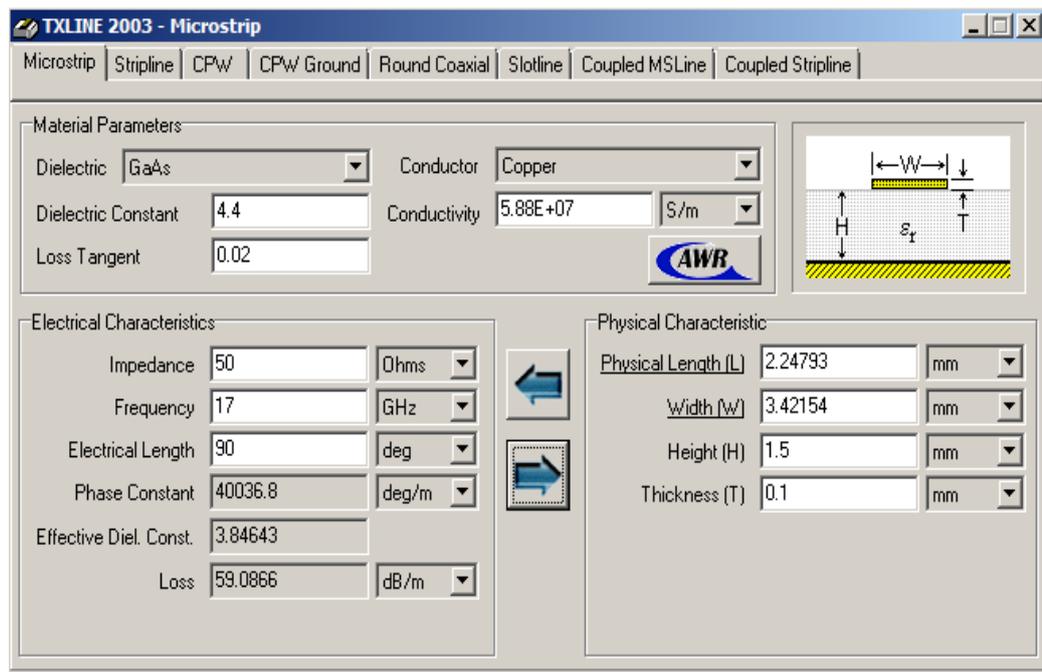


Figura 33: Software TxLINE para calcular los valores microstrip

Se implementa la transición en el divisor radial de 10 puertos, quedando finalmente el dispositivo como se muestra en la figura 34.

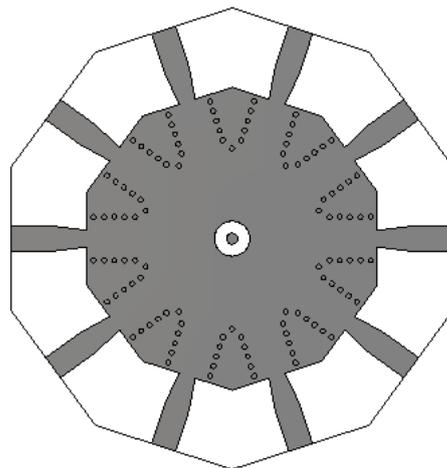


Figura 34: Diseño Divisor Radial de 10 puertos con transiciones sustrato FR-4

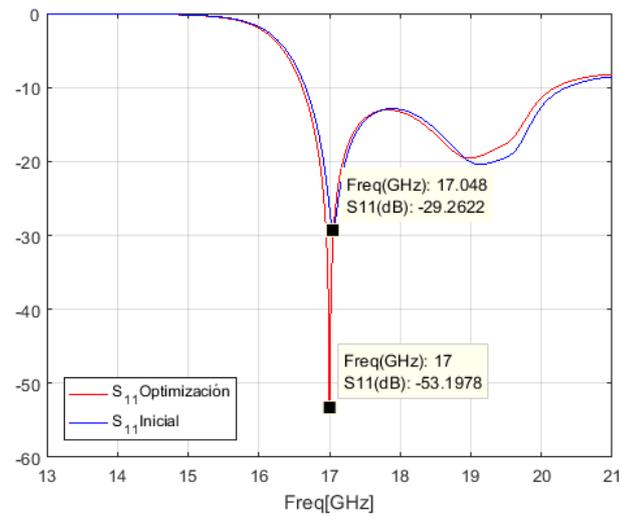


Figura 35: Optimización parámetro S11 Divisor Radial 10 puertos con transición sustrato FR-4

La figura 35 muestra la optimización realizada al parámetro S11, se obtiene una mejora considerable en la resonancia del dispositivo a la frecuencia de 17 GHz con -53.1978 dB, considerando que el dispositivo se encuentra ya con transiciones.

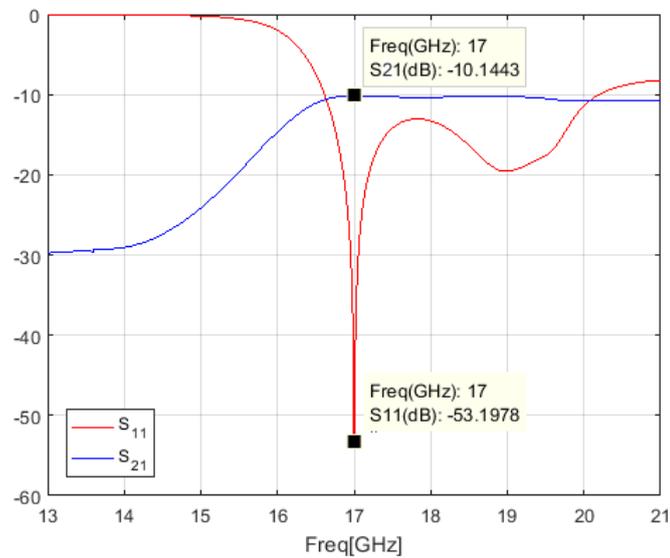


Figura 36: Parámetros S del Divisor Radial 10 puertos con transiciones sustrato FR-4

Una vez realizada la optimización de las distancias de las transiciones, la figura 36 muestra los resultados de los parámetros S11 y el S21, obteniendo en el parámetro S21 un acoplamiento de -10.1443 dB, mejorando así su valor frente a los -10,2484 dB del divisor radial de 10 puertos sin transiciones, siendo las pérdidas de inserción de:

$$P. \text{ inserción} = -10 \text{ dB} + 10,1443 \text{ dB} = 0,1443 \text{ dB}$$

Como se trata de un dispositivo radial, cumple con las características de ser simétrico y recíproco, por tanto el parámetro S21 es igual a los parámetros S_{j1} siendo j = 2, 3, 4...N y N el número de puertos. Con lo que se obtiene el mismo resultado en cada puerto.

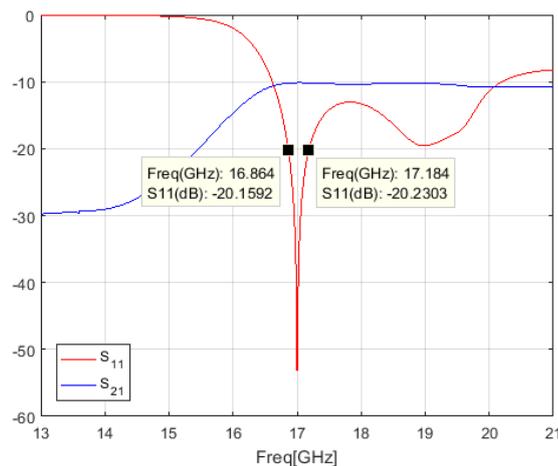


Figura 37: Ancho de banda para el divisor radial de 10 puertos con transiciones sustrato FR-4

La figura 37 muestra los puntos para el cálculo del ancho de banda del divisor radial de 10 puertos en el margen de -20 dB, siendo su ancho de banda:

$$BW = 17.184 \text{ GHz} - 16.864 \text{ GHz} = 320 \text{ MHz}$$

$$\%BW = \frac{17,184 \text{ GHz} - 16,864 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 1,882\%$$

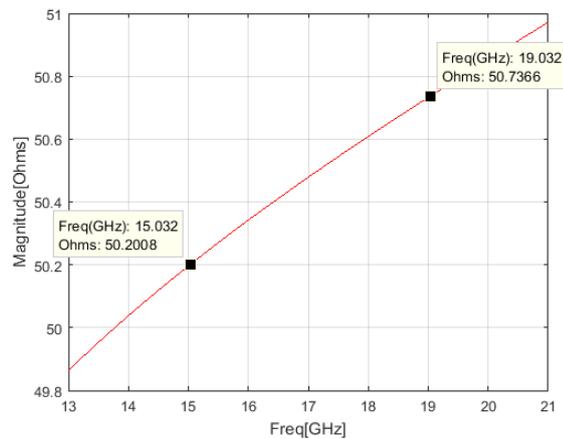


Figura 38: Impedancia en los puertos de salida del divisor radial con transiciones sustrato FR-4

Como se muestra en la figura 38, la impedancia mejora considerablemente en el diseño, esto debido a las transiciones que se añadió en el divisor Radial, logrando así una impedancia de 50 ohms desde los 14 GHz.

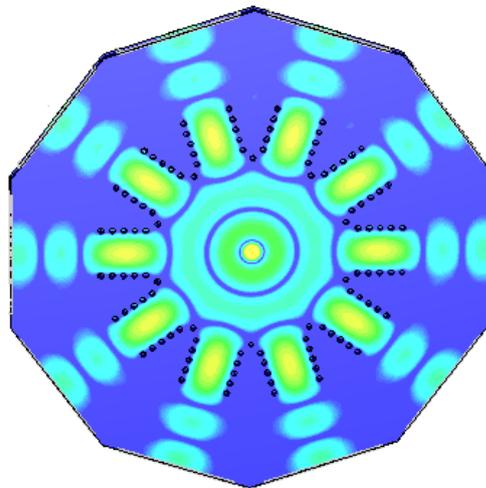
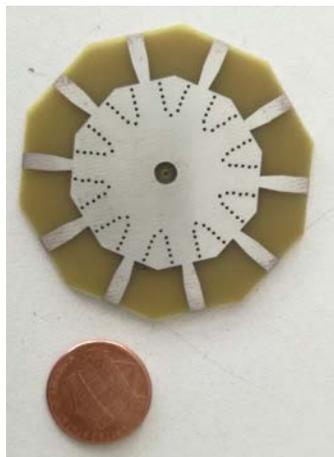


Figura 39: Propagación de la Onda TE_{10} por el divisor radial de 10 puertos sustrato FR-4

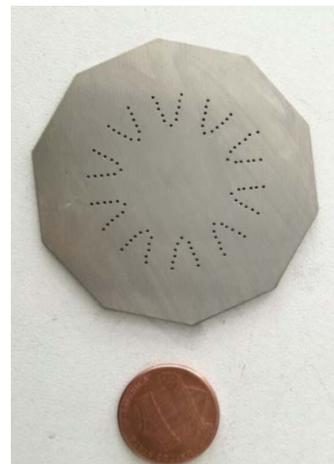
La figura 39 muestra el flujo del campo eléctrico que se propaga igualmente en cada puerto desde el centro del dispositivo hacia los puertos de los bordes.

4.5. Implementación y Resultados del Divisor Radial de 10 puertos (FR-4)

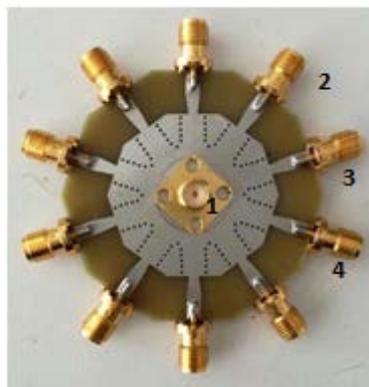
Una vez obtenido los resultados esperados en el diseño, se exportan del software CST en diseño 2D, los planos .dxf, y se separa el plano de perforaciones y el plano de PCB, utilizando el software *Advanced Desing System* (ADS), se exporta los planos Gerber y Drill del dispositivo, se envían a una prototipadora de PCB para realizar los cortes respectivos del diseño, como se muestra en la figura 40 (a) y (b). Posteriormente se sueldan los conectores SMA, puertos de salida y se inserta el puerto de entrada para obtener el dispositivo listo para las mediciones de los parámetros S con el analizador de redes.



(a)



(b)



(c)

Figura 40: Divisor Radial 10 puertos sustrato FR-4 (a) Vista Frontal (b) Vista posterior (c) Divisor Radial con conectores SMA

Las medidas se realizaron con el equipo *Keysight FieldFox N9918A*, que mide hasta 26,5 GHz, además se utilizó las cargas *SMA ANNE -50+ de Minicircuits* en cada puerto de salida a excepción del puerto a medir, obteniendo los resultados que se muestran en la figura 41.). Siendo un dispositivo radial presenta las características de ser recíproco y simétrico, por tanto el parámetro S_{21} es igual a los parámetros S_{j1} siendo $j = 2, 3, 4 \dots N$ y N el número de puertos. Con lo que se obtiene el mismo resultado en cada puerto, por tanto para presentar los resultados, se procedió a medir los parámetros S en tres puertos de salida diferentes como se observa en la figura 40 (c), para comprobar su características.

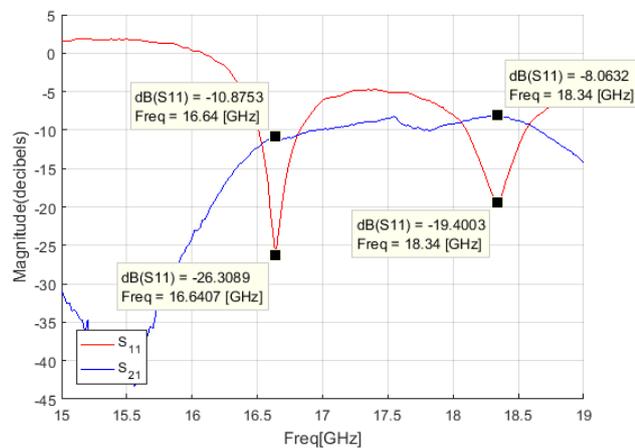


Figura 41: Medición Puerto 1 Parámetros S divisor radial 10 puertos

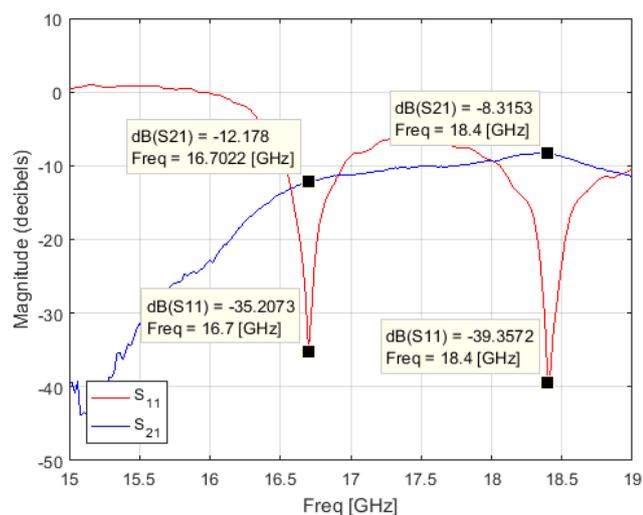


Figura 42: Medición Puerto 2 Parámetros S divisor radial 10 puertos

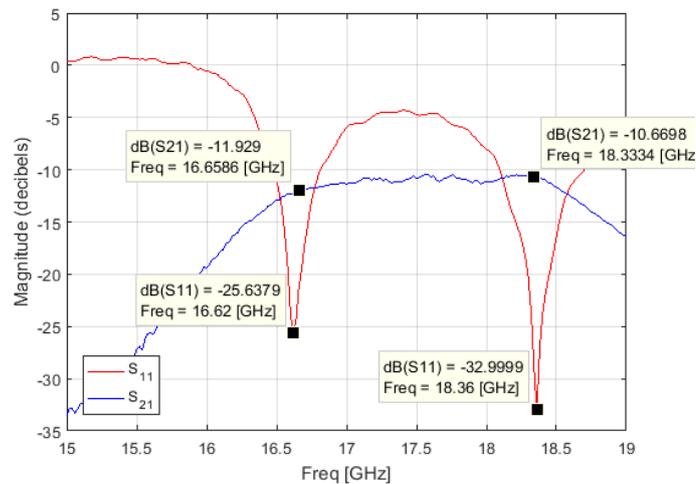


Figura 43: Medición Puerto 3 Parámetros S divisor radial 10 puertos

Se puede apreciar en las figuras 41, 42 y 43, el dispositivo presenta dos resonancias, las cuales están presentes aproximadamente a la frecuencia de 16,64 GHz y 18,36 GHz. Con lo que se obtiene los resultados mostrados en la Tabla 10:

Tabla 10:
Valores medidos del Divisor Radial 10 puertos

	Puerto 2		Puerto 3		Puerto 4	
	S11 [dB]	S21[dB]	S11 [dB]	S31[dB]	S11 [dB]	S41[dB]
Frecuencia 16,64 GHz	-26,4014	-10,8753	-35,2073	-12,178	-25,6379	-11,929
Frecuencia 18,36 GHz	-19,4003	-8,0632	-39,3572	-8,3153	-32,9999	-10,6698

Los valores entre los puertos varían debido al conector central del dispositivo, que es uno de los elementos más importantes en la construcción del divisor, su precisión en cuanto a las alturas del dieléctrico y del metal conductor del conector, está en el orden de las centésimas de milímetro, estas alturas deben ser ingresadas en el sustrato de la placa, además es necesario un sistema de sujeción que no influya en la propagación de las ondas por el sustrato, para que el conector quede firme junto con la placa. Esta exactitud en la construcción del conector central se ve reflejada en el parámetro S11 del dispositivo, en las pérdidas por inserción, reflexión del dispositivo y el desplazamiento en frecuencia. A pesar del problema del conector central los

valores se encuentran en un rango que se acercan a los valores de simulación, además que las figuras presentan similitud en su forma como se muestra en la figura 45 donde se compara el los puertos S_{j1} de la simulación con el puerto S_{21} del dispositivo implementado.

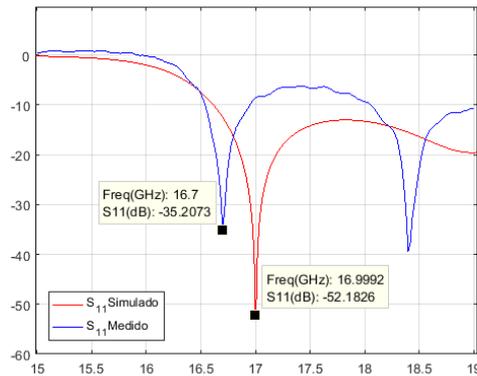


Figura 44: Parámetro S_{11} Valor Simulado Vs Valor Medido

La figura 44 muestra la comparación del parámetro S_{11} del valor simulado frente al valor medido, se puede observar la frecuencia a la que trabaja el dispositivo. La frecuencia de diseño fue de 17 GHz como se muestra en el valor de la simulación, sin embargo, existe una variación en la frecuencia medida de 0,3 GHz con respecto a la simulada, debido a la precisión y exactitud en la construcción del dispositivo y del conector central.

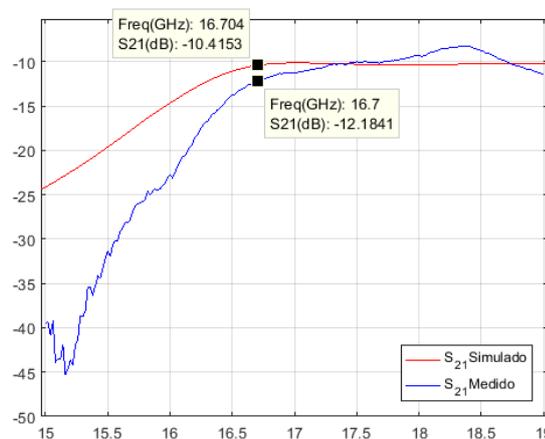


Figura 45: Parámetro S_{21} Valor Simulado Vs Valor Medido

La figura 45 muestra la comparación del parámetro S21, con una diferencia entre el valor medido y el simulado de -1,7688 dB, en la frecuencia de 16,7 GHz donde se encuentra la frecuencia de trabajo del dispositivo. La figura del valor medido presenta similitud con la del valor simulado, es decir, que se tiene un similar comportamiento, mostrando buen acuerdo entre lo simulado y lo medido. El valor del acoplamiento del sistema por el número de puertos y según la ecuación (52) es de -10 dB, y el valor medido presenta un valor de -12,1841 dB, es decir el diseño presenta unas pérdidas de inserción de -2.18 dB. La figura 46 muestra el ancho de banda respecto al valor medido del puerto 2, siendo este valor igual a 122,2 MHz, su porcentaje de ancho de banda es igual a 0,73%, el dispositivo es selectivo en frecuencia, pero se puede utilizar para diseño de dispositivos de doble banda.

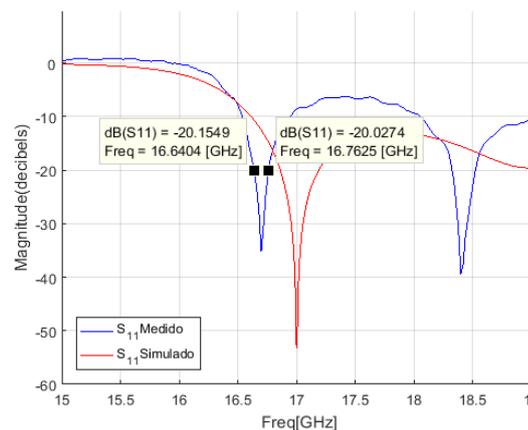


Figura 46: Ancho de banda del divisor radial de 10 puertos sustrato FR-4

$$BW = 16.6404 \text{ GHz} - 16.7625 \text{ GHz} = 122,1 \text{ MHz}$$

$$\%BW = \frac{16.7626 \text{ GHz} - 16.6404 \text{ GHz}}{16,7 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 0,73\%$$

Al ser un dispositivo radial presenta características de simetría y reciprocidad, por tal motivo su fase debe ser igual en cada uno de los puertos, la figura 47 muestra la fase del dispositivo, donde se observa que las curvas de las fases en los diferentes puertos presentan similitud en su forma.

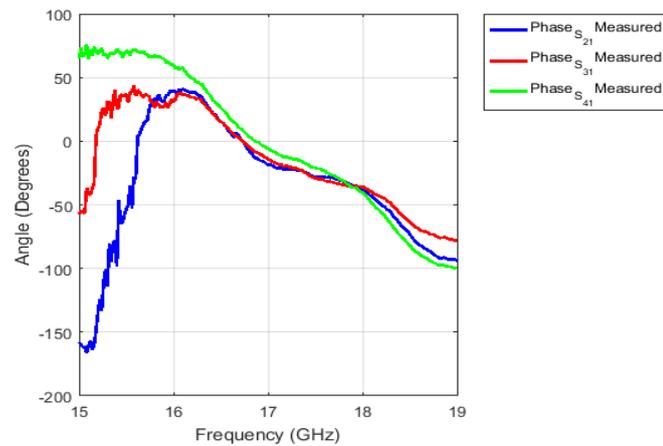


Figura 47: Medición del ángulo de fase del Divisor Radial 10 puertos (FR-4)

4.6. Diseño Divisor Radial de 8 puertos (FR-4)

Siguiendo la misma metodología de diseño del divisor radial de 10 puertos, en primer lugar se procede a replicar radialmente las vías de la guía rectangular en tecnología SIW, ahora para los 8 puertos a una distancia de radio “R” de lambda medios, posteriormente las vías serán insertadas en el sustrato, formando así un polígono regular de 8 lados. Después se insertará en el centro del dispositivo el puerto SMA, obteniendo como resultado lo que se muestra en la figura 48.

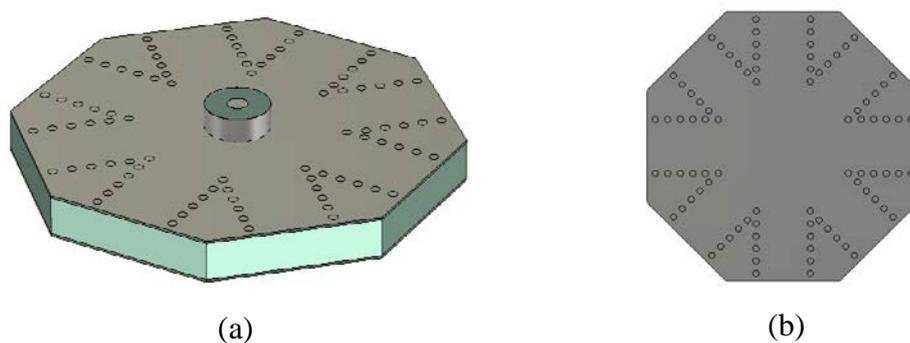


Figura 48: Divisor Radial de 8 puertos sustrato FR-4

Al igual que el divisor radial de 10 puertos, se obtiene los resultados del parámetro S_{11} , y una vez obtenidos se procede a realizar una optimización para que el dispositivo tenga respuesta de las pérdidas de retorno del sistema.

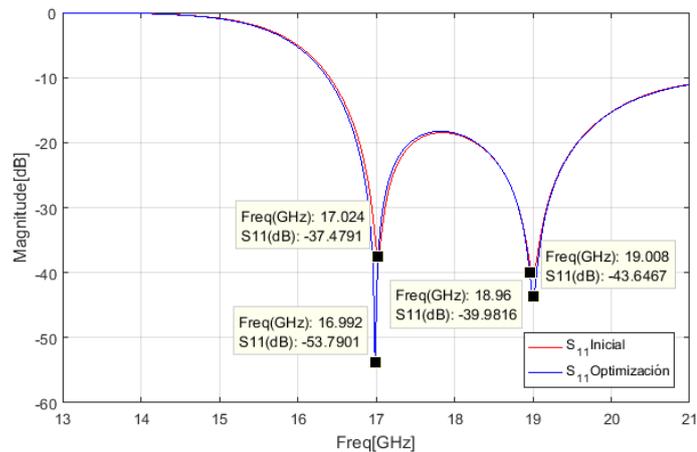


Figura 49: Resultado Simulación S11 Divisor Radial 8 Puertos sustrato FR-4

Después de realizar la optimización del diseño se obtiene el parámetro S11 en donde se puede apreciar en la figura 49, el dispositivo presenta dos resonancias la una a la frecuencia de 17 GHz y la otra en la frecuencia de 19 GHz, con una magnitud de -53.7901 dB y -39,9816 dB respectivamente. Obteniendo así un diseño acorde a los requerimientos eléctricos planteados en las secciones 4.2 y 4.2.1.

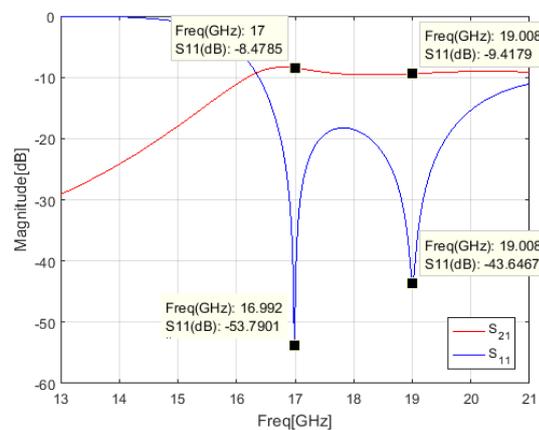


Figura 50: Parámetros S Divisor Radial 8 puertos sustrato FR-4

La figura 50 muestra los resultados de los parámetros S del diseño del divisor radial de 8 puertos. Se verifica los valores correspondientes al parámetro S21 en las respectivas frecuencias de resonancia del dispositivo, presentando así a la frecuencia de 17 GHz un acoplamiento de -8,4785 dB y en la frecuencia de 19 GHz un acoplamiento de -9,4179 dB, aplicando la ecuación (52) para calcular el acoplamiento,

se obtiene un resultado de $-9,0308$ dB, por lo cual los valores del parámetro S21 están dentro de los valores esperados en el diseño.

$$\text{Acoplamiento} = -10 \log_{10} N = -10 \log_{10} 8 = -9,0308 \text{ dB}$$

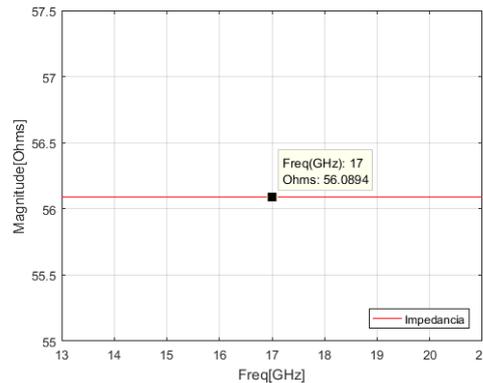


Figura 51: Impedancia de los puertos de salida del Divisor Radial 8 puertos sustrato FR-4

La figura 51 muestra la impedancia que se obtiene en cada puerto de salida del divisor radial de 8 puertos, la impedancia presenta un valor de 56 ohms que a pesar de estar cerca a los 50 ohms de impedancia característica del sistema, no es suficiente ya que existirían pérdidas en el dispositivo y es necesario la implementación de transiciones para solucionar el problema.

4.7. Diseño Divisor Radial de 8 puertos con Transiciones (FR-4)

Nuevamente siguiendo los parámetros planteados en la sección 4.4 y utilizando el software TXLINE para líneas microstrip se calcula los valores para las transiciones del divisor radial de 8 puertos. El diseño final del dispositivo implementado las transiciones se muestra en la figura 52.

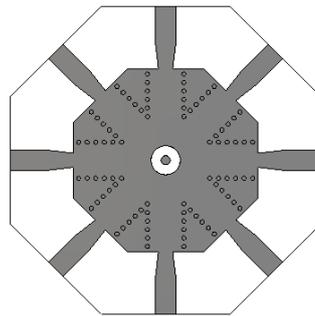


Figura 52: Diseño Divisor Radial de 8 puertos con transiciones sustrato FR-4

La figura 53 muestra el parámetro S_{11} y S_{j1} , (siendo $j = 1, 2, \dots, N$ donde N es el número de puerto), de la simulación del divisor radial de 8 puertos con transiciones, el parámetro S_{11} muestra una resonancia en 17 GHz, con -51,509 dB. En la sección anterior se mostró que el dispositivo presentaba 2 resonancias, debido al diseño de la transición a 17 GHz, la resonancia a 19 GHz, ha disminuido considerablemente, pero el ancho de banda de la resonancia es mucho mayor que en 17 GHz.

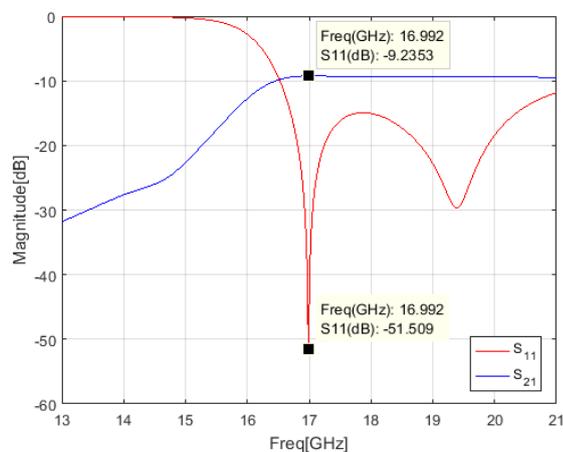


Figura 53: Parámetro S_{11} y S_{21} del Divisor Radial 8 puertos con transiciones sustrato FR-4

La figura 53 muestra los resultados de la simulación del divisor radial con transiciones, el acoplamiento del parámetro S_{21} es de -9,2353 dB, frente a los -9.0308 dB con lo cual se obtiene las pérdidas de inserción de la simulación.

$$P. \text{Inserción} = -9,2353 \text{ dB} + 9,0308 \text{ dB} = -0,204 \text{ dB}$$

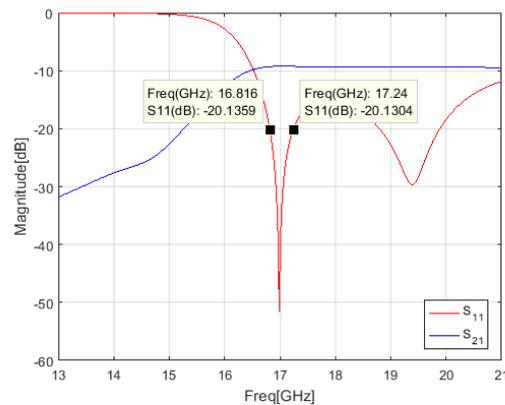


Figura 54: Ancho de banda para el divisor radial de 8 puertos con transiciones sustrato FR-4

Como muestra la figura 54, el ancho de banda del divisor radial de 8 puertos en el margen de -20 dB es igual a 424 MHz y tiene un porcentaje de ancho de banda de 2,49%:

$$BW = 17.24 \text{ GHz} - 16.816 \text{ GHz} = 424 \text{ MHz}$$

$$\%BW = \frac{17.24 \text{ GHz} - 16.816 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 2,4941\%$$

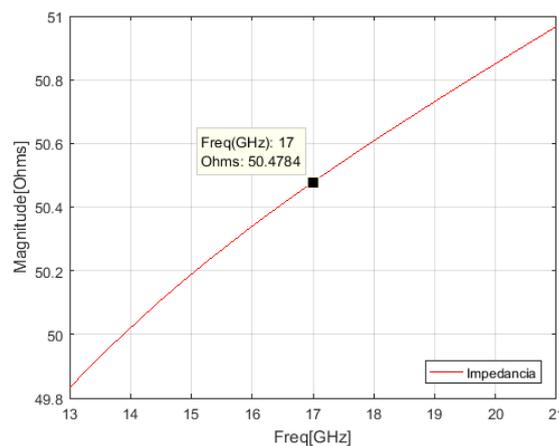


Figura 55: Impedancia en los puertos de salida del divisor radial de 8 puertos con transiciones sustrato FR-4

La impedancia mejora considerablemente como muestra la figura 55, esto debido a la implementación de las transiciones en cada puerto, logrando así una impedancia de 50 ohms desde los 14 GHz. A continuación se observa la figura de la propagación

de las ondas TE₁₀ por el divisor radial de 8 puertos, desde el puerto central hacia los puertos de salida ubicados en los bordes del dispositivo.

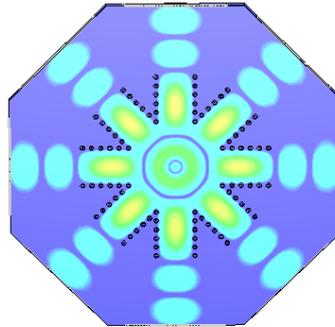


Figura 56: Propagación de la Onda TE₁₀ por el divisor radial de 8 puertos sustrato FR-4

4.8. Implementación y Resultados del Divisor Radial de 8 puertos (FR-4)

Siguiendo la línea de construcción del divisor radial de 10 puertos como se describe en la sección 4.5, una vez enviado los planos Gerber y Drill, a la prototipadora de PCB para que realice los cortes respectivos del diseño, se sueldan los puertos de salida y se inserta el puerto de entrada en el dispositivo como se muestra en la figura 57, posteriormente se calibra el Analizador de Redes y se realizan las medidas correspondientes.

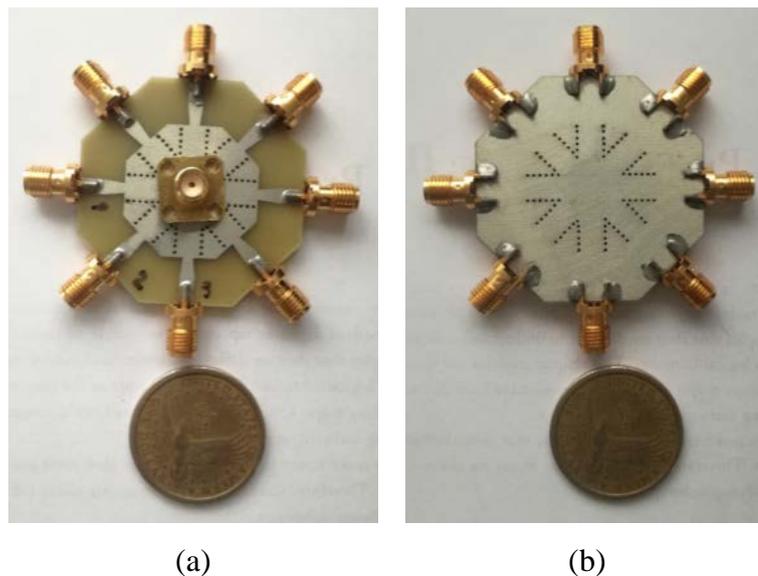


Figura 57: Divisor Radial 8 puertos sustrato FR-4 (a) Vista Frontal (b) Vista Posterior

Se realizaron las medidas de los parámetros S colocando cargas de 50 ohms en cada puerto, se midió en tres puertos de salida diferentes, para así validar y caracterizar al dispositivo, y comprobar la característica de reciprocidad y simetría de los divisores radiales.

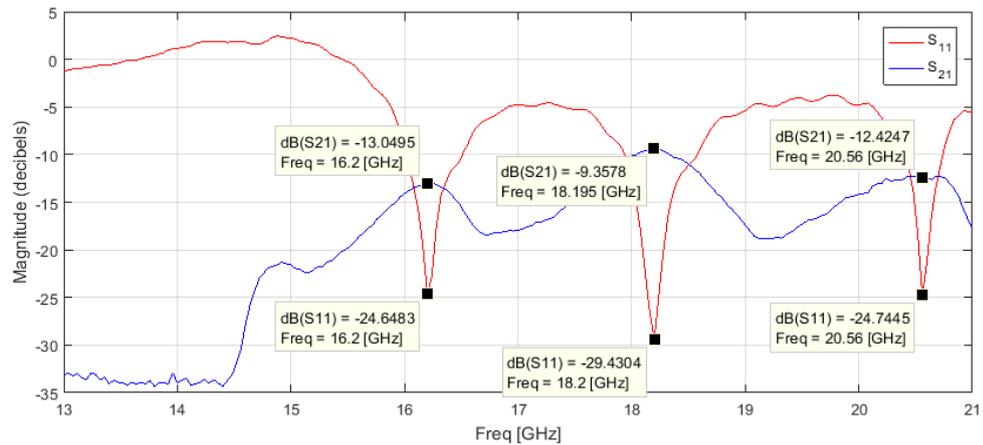


Figura 58: Medición Puerto 2 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos

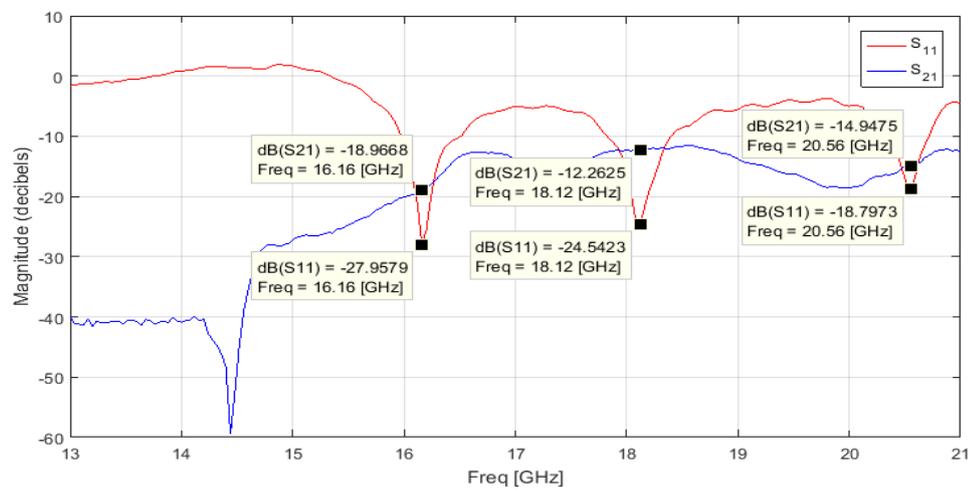


Figura 59: Medición Puerto 3 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos

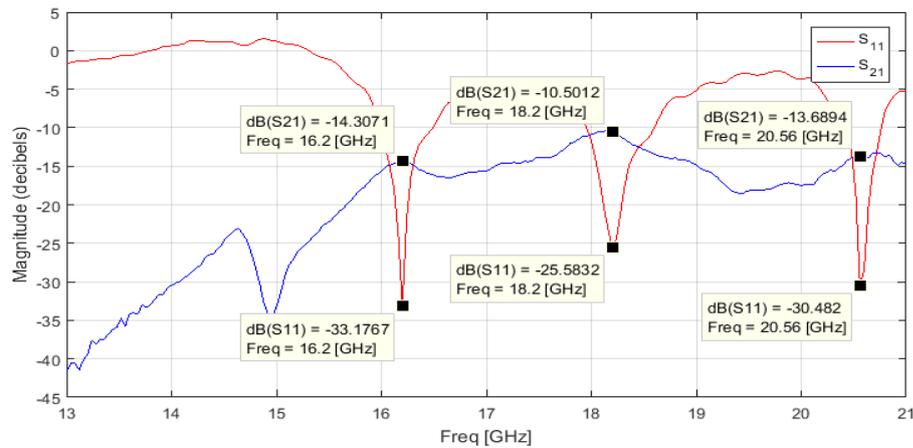


Figura 60: Medición Puerto 4 Parámetros Divisor Radial 8 puertos

Se puede apreciar en las figuras que el dispositivo presenta tres resonancias, en las frecuencias de 16,2 GHz, 18,2 GHz y 20,56 GHz. Los resultados se muestran la tabla 11 de los valores medidos:

Tabla 11:
Valores medidos del Divisor Radial 8 puertos

	Puerto 1		Puerto 2		Puerto 3	
	S_{11} [dB]	S_{21} [dB]	S_{11} [dB]	S_{31} [dB]	S_{11} [dB]	S_{41} [dB]
Frecuencia 16,2 GHz	-24,6483	-13,0495	-27,9579	-18,9668	-33,1767	-14,3071
Frecuencia 18,2 GHz	-29,4304	-9,3578	-24,5423	-12,2625	-25,5832	-136894
Frecuencia 20,56 GHz	-24,7445	-12,4247	-18,7973	-14,9475	-30,482	-13,6894

Comparando los valores entre los puertos, existen variaciones en los diferentes puertos, estos problemas como son: el desplazamiento en frecuencia y las pérdidas presentes en el dispositivo, que se deben a la construcción del conector central ya que es el elemento más importante en la construcción del divisor, su precisión en cuanto a las alturas del dieléctrico y del conductor del conector, está en el orden de las centésimas de milímetro, estas alturas deben ser ingresadas en el sustrato de la placa, además es necesario un sistema de sujeción que no influya en la propagación de las ondas por el sustrato, para que el conector quede firme junto con la placa. Los valores

del puerto 3 presentan mejores resultados, por tal motivo se utilizará dicho puerto para su comparación con los resultados de la simulación.

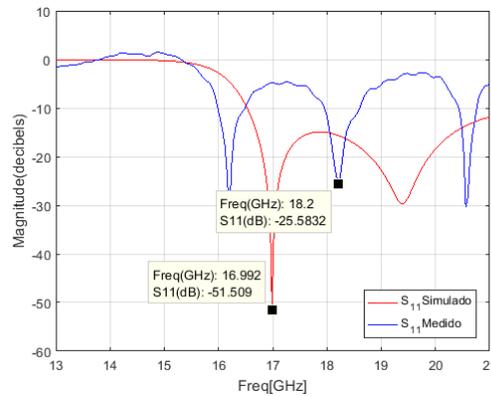


Figura 61: Parámetro S11 Valor Simulado Vs Valor Medido

La figura 61 muestra el valor del parámetro S11, con lo que se puede observar la frecuencia a la que trabaja el dispositivo. La frecuencia de diseño fue de 17 GHz como se muestra en el valor de la simulación, sin embargo, existe una variación en la frecuencia medida de 1,2 GHz con respecto a la simulada, esto debido a la construcción del conector central.

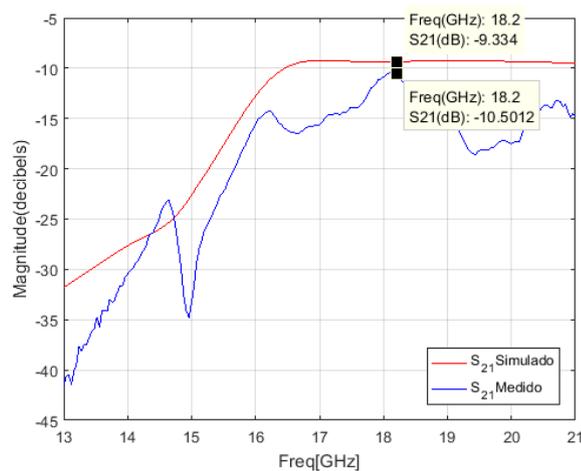


Figura 62: Parámetro S21 Valor Simulado Vs Valor Medido

La figura 62 muestra el parámetro S₂₁ con una diferencia entre el valor medido y el simulado de -1,1672 dB, en la frecuencia de 18,2 GHz donde se encuentra la

resonancia del dispositivo. La gráfica del valor medido presenta similitud con la del valor simulado. El valor del acoplamiento del sistema por el número de puertos y según la ecuación (52) es de $-9,03$ dB, y el valor medido presenta un valor de $-10,50412$ dB, es decir el diseño presenta pérdidas de inserción de:

$$P. \text{ inserción} = -9,03 \text{ dB} + 10,5041 = 1,4741 \text{ dB}$$

La figura 63 muestra el ancho de banda respectivo al valor medido del puerto 2, siendo este valor igual a $122,2$ MHz, el porcentaje de ancho de banda es igual a $0,94\%$, lo cual muestra que el dispositivo es selectivo en frecuencia y se lo puede utilizar como dispositivo de doble banda.

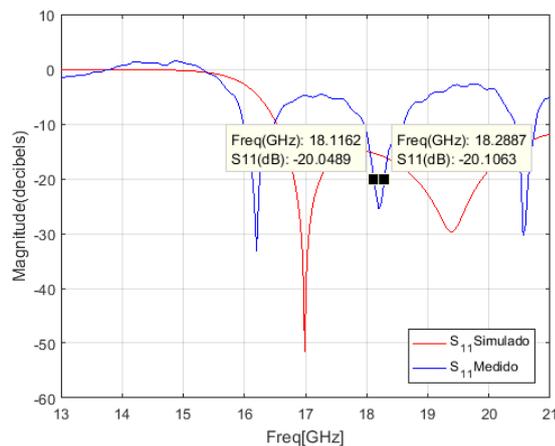


Figura 63: Ancho de banda del divisor radial de 8 puertos sustrato FR-4

$$BW = 18.2887 \text{ GHz} - 18.1162 \text{ GHz} = 172,5 \text{ MHz}$$

$$\%BW = \frac{16.7626 \text{ GHz} - 16.6404 \text{ GHz}}{16,7 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 0,94\%$$

Al ser un dispositivo radial presenta características de simetría y reciprocidad, por tal motivo su fase debe ser igual en cada uno de los puertos, la figura 64 muestra la fase del dispositivo, donde se observa que las curvas de las fases en los diferentes puertos presentan similitud en su forma.

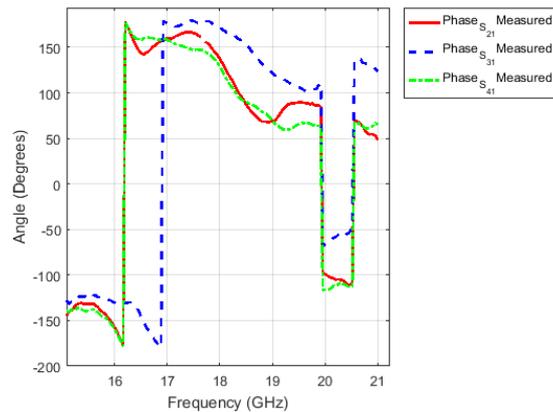


Figura 64: Medición del ángulo de fase del Divisor Radial 8 puertos (FR-4)

4.9. Diseño guía rectangular en tecnología SIW (sustrato RT Duroid 5880)

Al utilizar diferente sustrato es necesario realizar nuevamente los cálculos de la guía rectangular presentados en la sección 4.2, debido a que los parámetros en cuanto a la constante dieléctrica y la altura del sustrato cambian. Una vez realizados los cálculos se obtiene los resultados mostrados en la tabla 12.

Tabla 12:

Resumen de los valores calculados para una guía rectangular con sustrato RT Duroid 5880

Parámetro	Valor
h	1,5 mm
ϵ_r	2,2
d	0,6 mm
p	1,2 mm
a (WR – 62)	15,7988 mm
a_r	10,65 mm
a_s	10,9673 mm
$f_{c_{SIW10}}$	9,494 GHz
$f_{c_{SIW20}}$	18,95 GHz
λ_{sTE10}	14,343 mm

Con los valores calculados para una guía rectangular en tecnología SIW con sustrato RT Duroid 5880, se construye dicha guía con la ayuda del software de simulación CST.

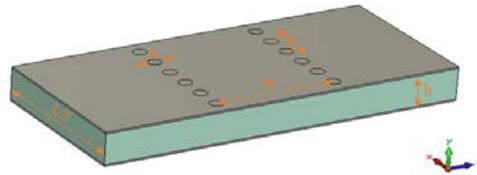


Figura 65: Diseño Guía Rectangular SIW en CST

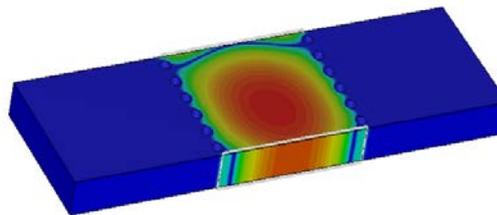


Figura 66: Propagación de la onda TE_{10} por Guía Rectangular en RT Duroid 5880

La figura 66 muestra el flujo del campo eléctrico en la guía rectangular SIW partiendo de una guía WR-62.

4.9.1. Resultados de la simulación de una guía rectangular SIW (RT Duroid 5880)

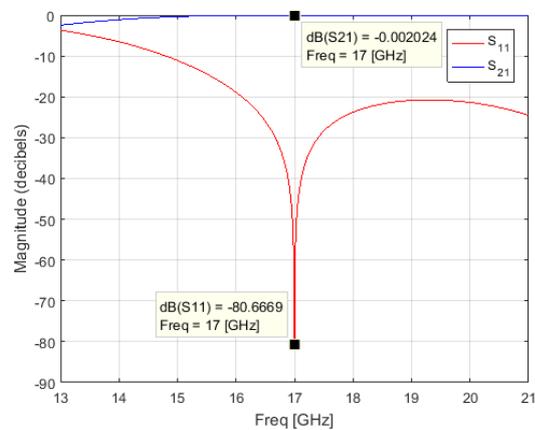


Figura 67: Parámetros S Guía Rectangular en SIW sustrato RT Duroid 5880

La figura 67 muestra los parámetros S de la guía rectangular en tecnología SIW con sustrato RT Duroid 5880, y se observa que la simulación de la guía rectangular en SIW corresponde a los valores de diseño, presentando la resonancia a la frecuencia de 17 GHz con -80.6669 dB, y además el valor de la transmisión en el cero cercano es de -0,002 dB. También se extrae de la figura 68 el valor del ancho de banda para $S_{11} < -20$ dB. A partir de los 16GHz la guía tiene un S_{11} menor a -20 dB.

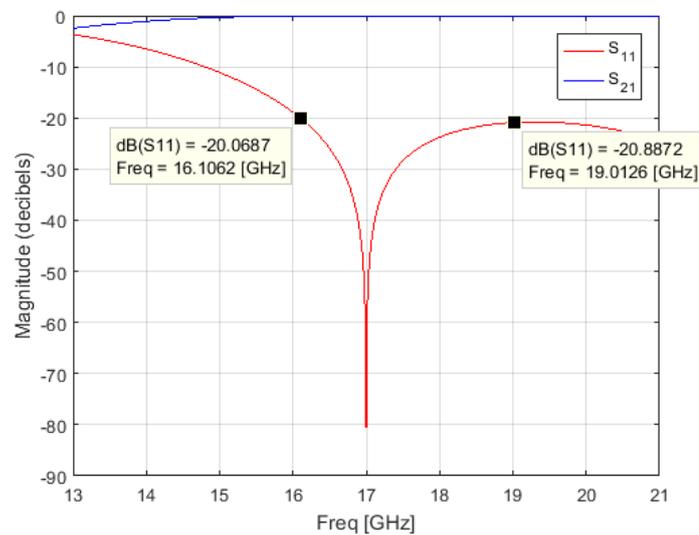


Figura 68: Ancho de Banda para la Guía Rectangular en SIW sustrato RT Duroid 5880

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 21 \text{ GHz} - 16 \text{ GHz} = 5 \text{ GHz}$$

El porcentaje de ancho de banda es igual a:

$$\%BW = \frac{f2 - f1}{f(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$\%BW = \frac{21 \text{ GHz} - 16 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 29,41\%$$

4.10. Diseño Divisor Radial de 8 puertos (RT Duroid 5880)

Con los resultados de la guía rectangular en SIW, se replica radialmente la guía a una distancia de $\lambda/2$ formando así el divisor radial para los puertos que se desea en este caso 8. La figura 69 (b) muestra el diseño del divisor radial de 8 puertos, que forma un polígono regular de 8 lados.

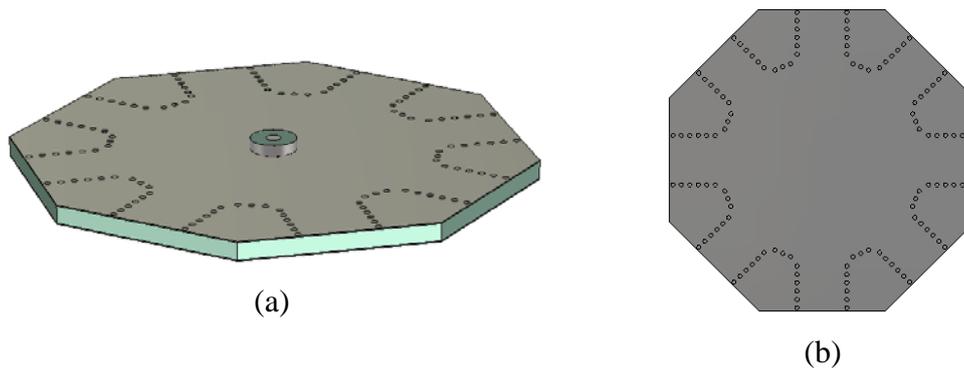


Figura 69: Diseño Divisor Radial Sustrato RT Duroid 5880 (a) Vista en perspectiva (b) Vista posterior

Al igual que los anteriores diseños para el puerto de entrada del divisor radial, se diseñará en referencia al puerto SMA mostrado en la figura 26, en cuanto a las alturas del conductor y del dieléctrico que ingresan en el divisor radial se optimizan para obtener mejores resultados. La figura 69(a) muestra al puerto central insertado dentro del divisor radial, a continuación se mostrará los resultados.

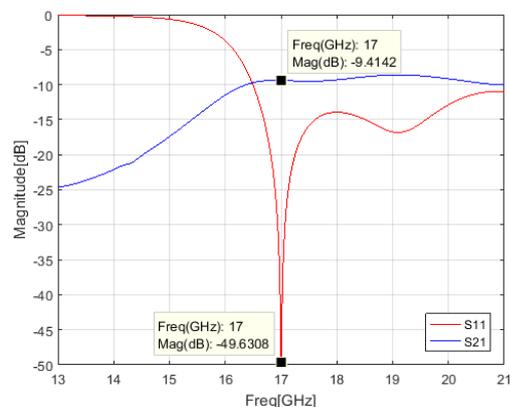


Figura 70: Parámetros S simulación divisor 8 puertos sustrato RT Duroid 5880

De la figura 70, muestra los resultados del divisor radial, se observa en el parámetro S11 una resonancia a 17 GHz con -49.6308 dB y el parámetro S21 presenta un acoplamiento de -9,4142 dB, aplicando la ecuación (52) se obtiene el acoplamiento, y con esto se calcula las pérdidas de inserción del dispositivo simulado.

$$\text{Acoplamiento} = -10 \log_{10} N = -10 \log_{10} 8 = -9,03 \text{ dB}$$

$$P. \text{ inserción} = -9,03 \text{ dB} + 9,4142 \text{ dB} = 0,3842 \text{ dB}$$

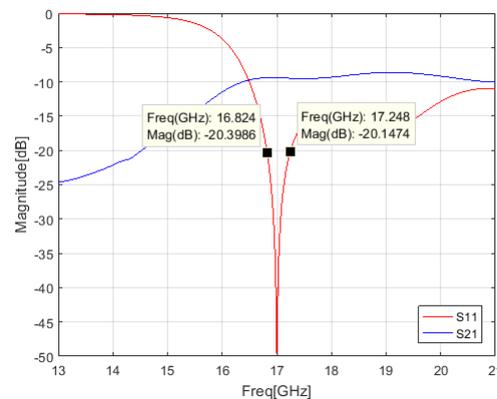


Figura 71: Ancho de Banda para la simulación del Divisor Radial de 8 puertos sustrato RT Duroid 5880

La figura 71 muestra los puntos en el margen de -20 dB con lo cual se procede a calcular el ancho de banda y su respectivo porcentaje obteniendo los siguientes resultados de la simulación.

$$BW = 17.248 \text{ GHz} - 16.824 \text{ GHz} = 424 \text{ MHz}$$

$$\%BW = \frac{17,248 \text{ GHz} - 16,824 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 2,494\%$$

La figura 72 muestra la impedancia que se obtiene en cada puerto de salida del divisor radial de 8 puertos, al tener una impedancia diferente a la impedancia característica de 50 ohms no llegaría el dispositivo a un acople lo cual produciría reflexiones y por tanto atenuaciones en el dispositivo. Es necesaria la implementación de transiciones para lograr los 50 ohms al final del puerto.

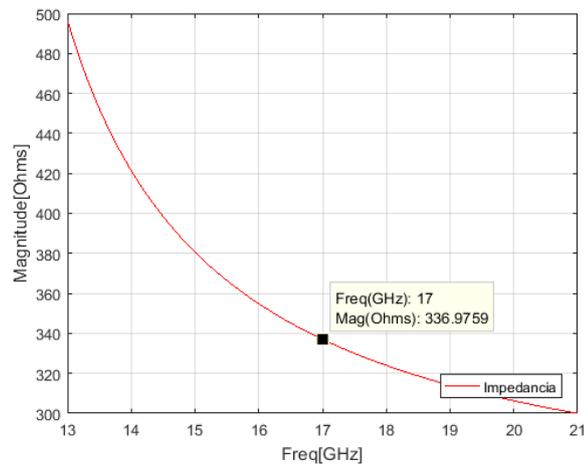


Figura 72: Impedancia de los puertos de salida del Divisor Radial sustrato RT Duroid 5880

4.11. Diseño Divisor Radial de 8 puertos con Transiciones (RT Duroid 5880)

Siguiendo los parámetros planteados en la sección 4.4 y utilizando el software TXLINE se calcula los valores para las transiciones del divisor radial de 8 puertos, teniendo en cuenta que esta vez los cálculos son para un sustrato RT Duroid 5880. El diseño final del dispositivo implementado las transiciones se muestra en la figura 73.

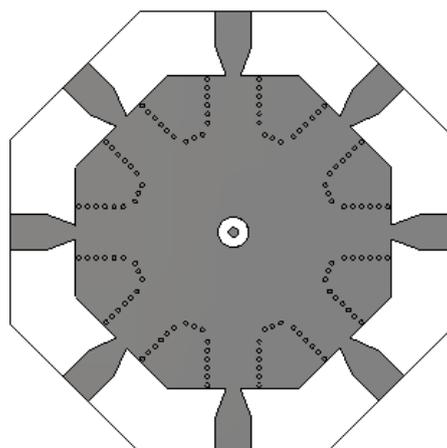


Figura 73: Diseño Divisor Radial de 8 puertos con transiciones sustrato RT Duroid 5880

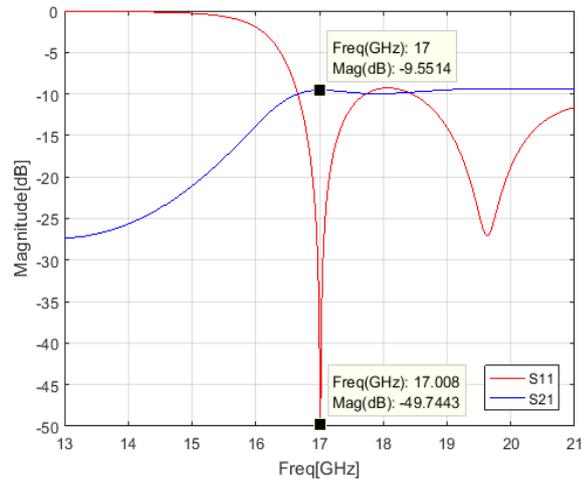


Figura 74: Parámetros S11 y S21 Divisor Radial 8 puertos con transición sustrato RT Duroid 5880

Una vez encontrados los resultados del dispositivo y la optimización del mismo se obtiene los parámetros S11 y S_{j1} los que se muestran en la figura 74, obteniendo en el parámetro S_{j1} (siendo $j = 1, 2, \dots, N$ y N el número de puertos), un acoplamiento de -9.5514 dB, y la resonancia con un valor de -49,7443 dB a los 17 GHz. También se observa que aparece otra frecuencia de trabajo de 19,72GHz.

$$P. \text{ inserción} = -9,03 \text{ dB} + 9,5514 \text{ dB} = 0,5214 \text{ dB}$$

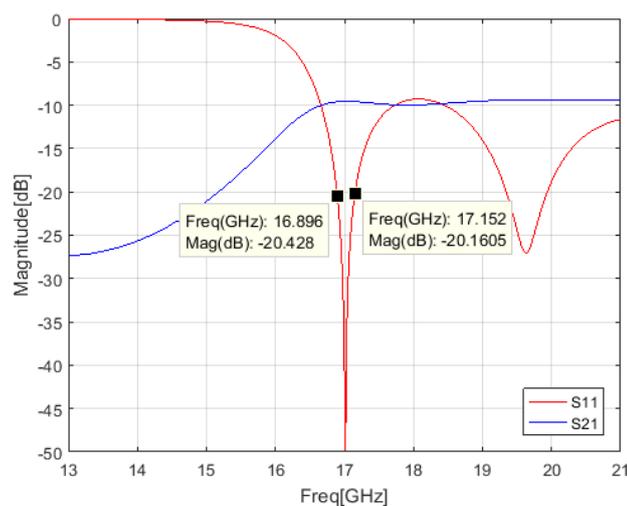


Figura 75: Ancho de banda para el divisor radial de 8 puertos con transiciones

La figura 75 muestra los puntos para el cálculo del ancho de banda del divisor radial de 10 puertos en el margen de -20 dB, siendo su ancho de banda:

$$BW = 17.152 \text{ GHz} - 16.896 \text{ GHz} = 256 \text{ MHz}$$

$$\%BW = \frac{17.152 \text{ GHz} - 16.896 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 1,505\%$$

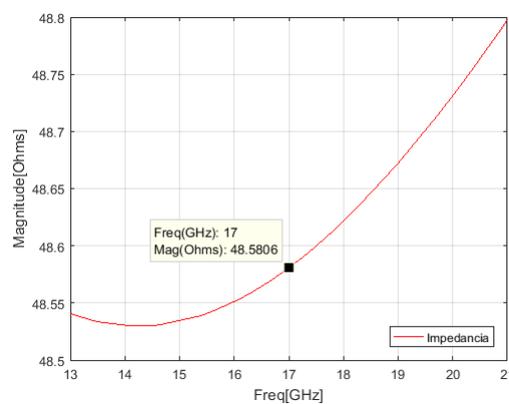


Figura 76: Impedancia en los puertos de salida del divisor radial con transiciones sustrato RT Duroid 5880

Como consta en la figura 76, la impedancia mejora en el diseño, esto debido a las transiciones que se añadió en el divisor Radial, logrando así una impedancia aproximadamente de 50 ohms, válida como para instalar el conector SMA.

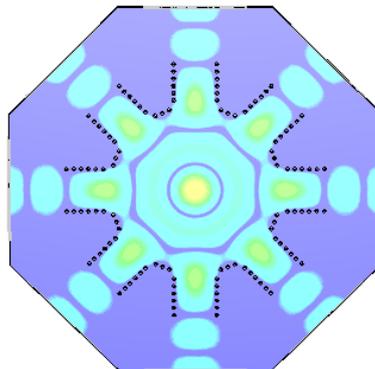


Figura 77: Propagación de la Onda TE₁₀ por el divisor radial de 8 puertos sustrato RT Duroid 5880

4.12. Implementación y Resultados del Divisor Radial de 8 puertos (RT Duroid 5880)

Una vez realizada la construcción del dispositivo por medio de una prototipadora PCB y soldados los puertos de entrada y salida SMA, se puede realizar las mediciones correspondientes con el Analizador de Redes Vectoriales.



Figura 78: Divisor Radial 8 puertos sustrato RT Duroid 5880 (a) Vista Frontal (b) Vista posterior (c) Divisor Radial con conectores SMA

Se midió en tres puertos de salida diferentes, para así validar y caracterizar al dispositivo, y una vez más comprobar la característica de reciprocidad y simetría de los divisores radiales.

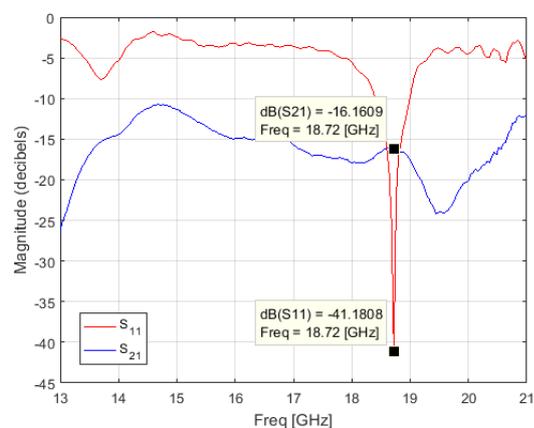


Figura 79: Medición Puerto 1 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos

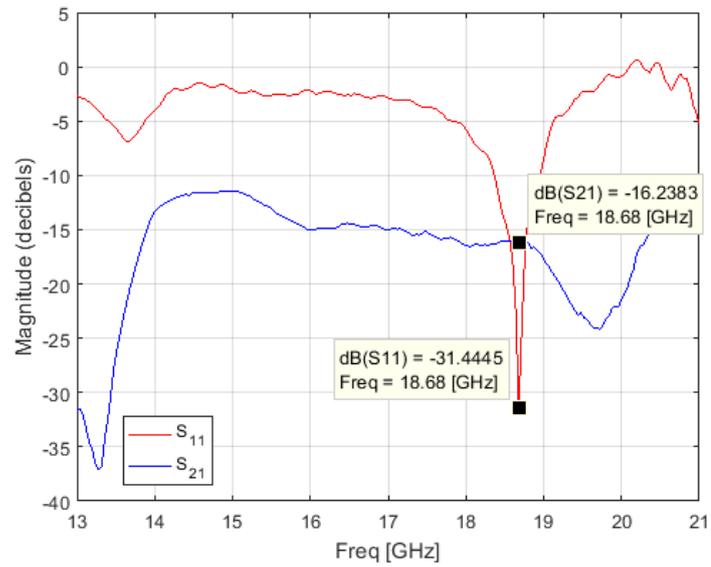


Figura 80: Medición Puerto 2 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos

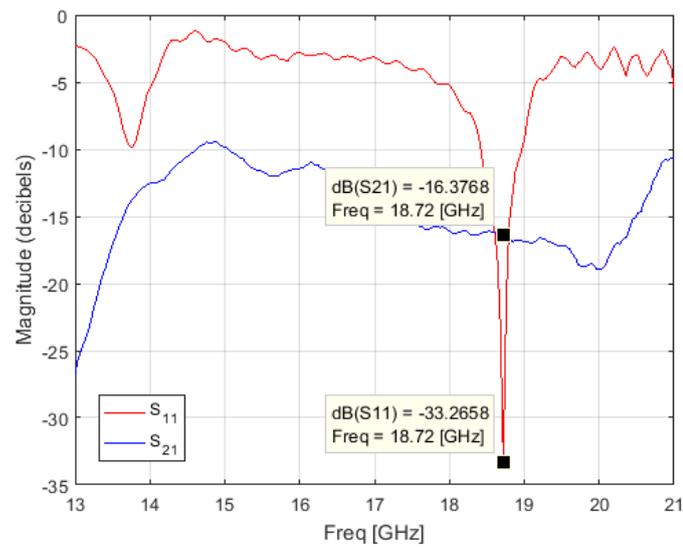


Figura 81: Medición Puerto 3 Parámetros S Divisor Radial 8 puertos

Se puede observar en las figuras que el dispositivo presenta una resonancia aproximadamente en la frecuencia de 18,72 GHz. Con lo que se obtiene la siguiente tabla de resultados:

Tabla 13:
Valores medidos del Divisor Radial 10 puertos sustrato RT Duroid 5880

	Puerto 2		Puerto 3		Puerto 4	
	S11 [dB]	S21 [dB]	S11 [dB]	S31 [dB]	S11 [dB]	S41 [dB]
Frecuencia 18,72 GHz	-41,1808	-16,1609	-31,4445	-16,2383	-33,2658	-16,3768

Las figuras 79, 80 y 81 presentan similitud en su forma con los valores simulados, para una mejor apreciación de los resultados se utilizará los valores del puerto 1 para su comparación con los valores de la simulación del dispositivo.

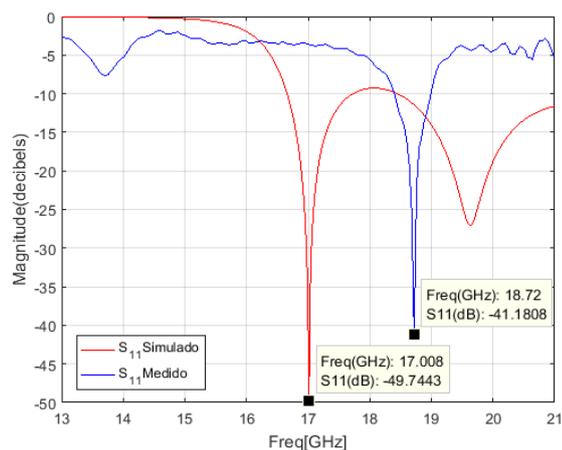


Figura 82: Parámetro S11 Valor Simulado Vs Valor Medido

La figura 82 muestra el valor del parámetro S11, se puede observar la frecuencia a la que trabaja el dispositivo. La frecuencia de diseño fue de 17 GHz como se muestra en el valor de la simulación, sin embargo, existe una variación en la frecuencia medida de 1,72 GHz con respecto a la simulada, el desplazamiento en frecuencia se debe a la construcción del dispositivo y también a la construcción del puerto central, al tener medidas en el orden de las centésimas de milímetros, su precisión debe ser exacta para lograr así la frecuencia a la cual se diseñó. Se observa también que la resonancia en 17 GHz desaparece y únicamente aparece a 18,72 GHz.

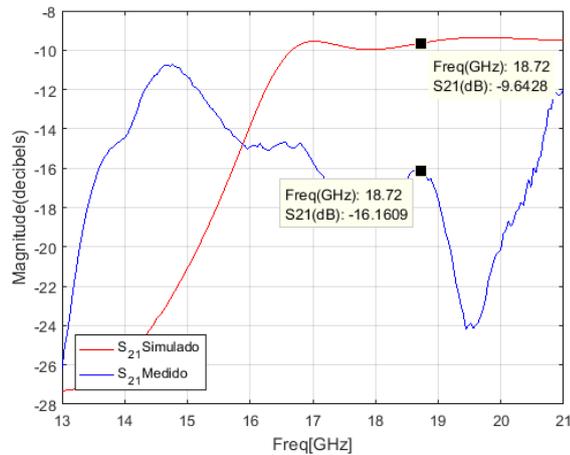


Figura 83: Parámetro S₂₁ Valor Simulado Vs Valor Medido

La figura 83 muestra el parámetro S₂₁ con una diferencia entre el valor medido y el simulado de -6,5181 dB, en la frecuencia de 18,72 GHz donde se encuentra la resonancia del dispositivo. El valor del acoplamiento del sistema por el número de puertos y según la ecuación (52) es de -9,03 dB, y el valor medido presenta un valor de -16,1609 dB, es decir las pérdidas de inserción del dispositivo son de 6.5 dB, esto debido a las vías no instaladas en el dispositivo, lo que hace que la propagación de la onda se distorsione al ingresar por el puerto 1. El objetivo principal es tener un diseño lo más pequeño posible para que no se vea afectado los parámetros S_{j1} (Siendo j = 1,2,...N y N el número de puertos).

En comparación con los resultados de los divisores radiales de 10 y 8 puertos en el sustrato FR-4 presentados anteriormente, este nuevo divisor muestra valores de pérdidas considerables, siendo el sustrato utilizado RT Duroid 5880 por sus características de menor constante dieléctrica y en menores pérdidas en el material, debería tener una mejor respuesta, pero caso contradictorio se obtuvo mayores pérdidas. Una de las razones de la presencia de altas pérdidas de inserción es el efecto *skin depth*, es decir, la película metálica que debe recubrir los huecos es menor que la mínima permitida, y debido a esto las ondas que se propagan; se escapan por diferentes caminos en el sustrato, provocando altas pérdidas en el dispositivo. La fórmula para el cálculo del efecto *skin depth* es:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu_0\sigma}}$$

Que para el caso del acero inoxidable se obtiene un valor de:

$$\delta_{acero} = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu_0\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi(17 \times 10^9)(4\pi \times 10^{-7})(1,1 \times 10^6)}}$$

$$\delta_{Al} = 0,004 \text{ mm}$$

Se puede observar que para el acero necesita un mayor grosor del material, para que la onda no se pueda escapar de las paredes de la tecnología SIW. Para el proceso de metalizado de las placas, estas se sometieron a baños galvánicos que utilizan entre sus materiales el acero, y que el material RT Duroid 5880 se asemeja a un material cauchoso, las paredes de los huecos no cumplieron con el grosor mínimo y por tanto las ondas se están escapando por todo el sustrato, produciendo pérdidas elevadas en el dispositivo.

La figura 84 muestra el ancho de banda respectivo al valor medido del puerto 1, siendo este valor igual a 129,8 MHz, su porcentaje de ancho de banda es igual a 0,76%.

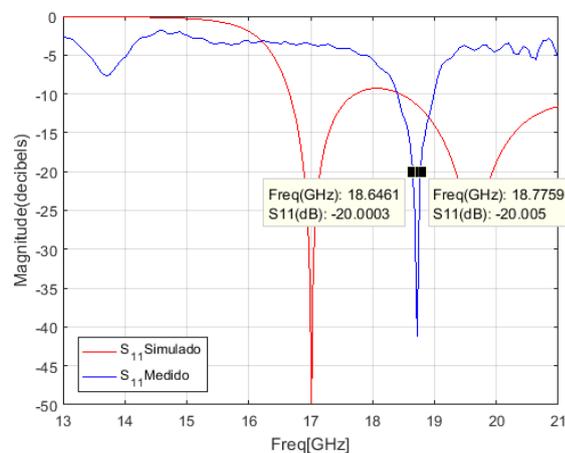


Figura 84: Ancho de banda del divisor radial de 8 puertos sustrato RT Duroid 5880

$$BW = 18.7759 \text{ GHz} - 18.6461 \text{ GHz} = 129,8 \text{ MHz}$$

$$\%BW = \frac{18.7759 \text{ GHz} - 18.6461 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 0,76\%$$

Lo que al ser un dispositivo radial presenta características de simetría y reciprocidad, por tal motivo su fase debe ser igual en cada uno de los puertos, la figura 85 muestra la fase del dispositivo, donde se observa que las curvas de las fases en los diferentes puertos presentan similitud en su forma.

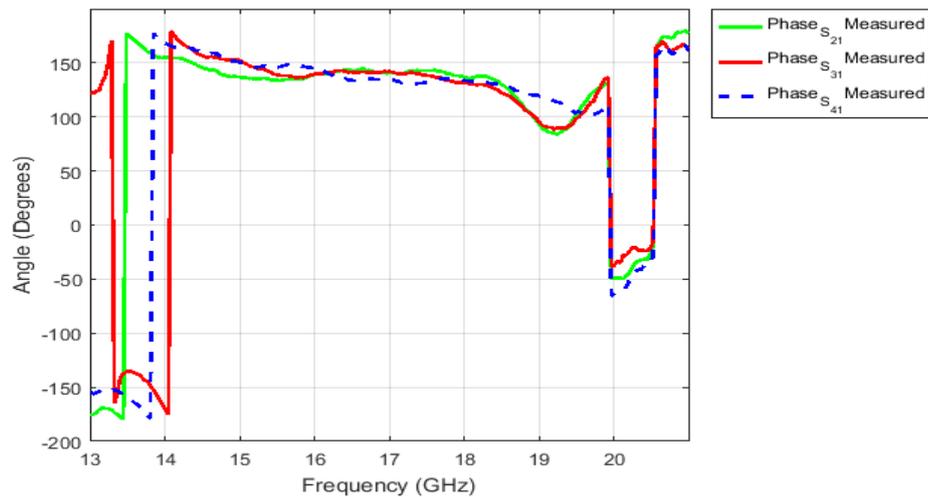


Figura 85: Medición del ángulo de fase del Divisor Radial 8 puertos (RT Duroid 4880)

CAPÍTULO 5

5.1. Conclusiones

- Se diseñó y construyó tres divisores radiales N puertos en tecnología SIW que trabajan en la banda Ku, de los dispositivos uno es de 10 puertos y los otros dos de 8 puertos con diferente sustrato (FR-4 y RT Duroid 5880). A pesar de que el proyecto ha sido muy ambicioso debido a la frecuencia propuesta (17 GHz) en la banda Ku; se ha obtenido en dos de los dispositivos pérdidas de inserción bajas de -2.18 dB en el divisor de 10 puertos FR-4 y de 1,47 dB en el divisor de 8 puertos FR-4, obteniendo resultados de acuerdo a las especificaciones planteadas en el diseño.
- Como inicio del trabajo de titulación se investigó acerca de los amplificadores de potencia, su papel y su importancia en los sistemas de comunicaciones. También se realizó el estudio de técnicas de combinación / división de potencia las cuales se han empleado para alcanzar mayores niveles de potencia y mejores prestaciones para cumplir con los requerimientos de los sistemas de comunicaciones. También se realizó el estudio en particular de los divisores radiales y la tecnología SIW, para aplicar el estudio previo y conseguir nuevos diseños en banda de frecuencia Ku.
- Se diseñó los divisores radiales de 8 y 10 puertos en base al estudio e investigación de la tecnología SIW, la cual se empleó debido a sus características favorables como son, bajo costo, bajas pérdidas, y una alta densidad de integración. Lo cual vuelve favorable el diseño de componentes y subsistemas, obteniendo dispositivos de menor tamaño, menor peso y fácilmente integrables a cualquier sistema de microondas. Gracias a la disposición de los puertos y al tamaño las pérdidas en el dispositivo son pequeñas comparados con otros tipos de redes divisoras de potencia

- Mediante la ayuda del software de simulación CST se optimizó los diseños de los divisores radiales. El optimizador es una herramienta, que permite mejorar los resultados mediante la consigna “pequeños cambios en las dimensiones de un componente pueden tener un gran efecto en su ajuste y eficiencia”, el algoritmo utilizado fue “Trust Region Framework”, al ser un algoritmo rápido y preciso que converge robustamente y encuentra un punto óptimo dentro de los límites de los parámetros dados, usando un bajo número de iteraciones.
- Se diseñó e implementó el Divisor Radial de 10 y 8 puertos en tecnología SIW, se extrajo sus características, son dispositivos adecuados para aplicaciones de alta potencia, debido a su forma circular, lo que permite la reducción en tamaño, además al poseer una simetría radial, permite que su excitación central conduzca a una división de potencia con igual fase en todos sus puertos. En cuanto a los parámetros S del dispositivo cumple con las propiedades de ser simétrico y recíproco, por tanto su matiz S es igual a su transpuesta.
- El puerto central del dispositivo es uno de los aspectos claves en la construcción del divisor radial, su precisión en el largo del dieléctrico del conector y la longitud del del conector, está en el orden de las centésimas de milímetro, además dichas alturas tienen que ingresar en el sustrato para que las ondas eléctricas ingresen en el dispositivo y se propaguen a través de él. Todo esto influye en las pérdidas por inserción y pérdidas de retorno del dispositivo.
- Se analizó comparativamente los resultados de simulación frente a los resultados medidos de cada dispositivo implementado, de los parámetros S, la impedancia y la fase; obteniendo así una descripción completa del sistema en sus N puertos. Los dispositivos realizados en el sustrato FR-4 muestran un buen acuerdo entre los resultados simulados y medidos. El primer dispositivo el divisor radial de 10 puertos presenta los mejores resultados, en los parámetros de reflexión presenta la misma forma de onda que los valores simulados, aunque su respuesta se encuentra desplazada a 0,3 GHz debido a fallas en la construcción del dispositivo, para los

resultados de los parámetros de radiación, los valores son cercanos a los simulados con una misma forma de onda.

- Muchas de las pérdidas obtenidas en el trabajo son debido a la construcción del dispositivo, al trabajar con tamaños muy reducidos y a una alta frecuencia se requiere una perfección en el orden de las centésimas de milímetros, además otro factor que influye en las pérdidas son las vías metalizadas. En la implementación no se utilizó dichas vías, únicamente se metalizó los contornos de los huecos donde se debían insertar las vías por tal motivo las ondas no se están confinando dentro del sustrato y habría fugas de campo eléctrico, por lo que se produzcan pérdidas como es el caso del divisor radial de 8 puertos con sustrato RT Duroid 5880.

5.2. Recomendaciones

- Para el desarrollo del presente trabajo se utilizó una PC Master Race con GPU: Asus Strix GeForce GTX 970, CPU: Intel(R) Core(TM) i5-6600K CPU @ 4.2 GHz oc y Memoria: 16 GB de RAM, con lo cual la simulación de los dispositivos finales tardaban entre 30 a 40 minutos y las optimizaciones de 30 minutos en el mejor de los casos hasta 3 horas en el peor de los casos. Por tanto para realizar el diseño, simulación y optimizaciones del dispositivo es necesario una alta carga computacional, es recomendable utilizar una buena herramienta de trabajo, y más aún si se tratan de dispositivos en tecnología SIW, por su complejidad en su estructura (por la cantidad de vías que puede tener el dispositivo).
- Es necesario la implementación de vías metálicas para la tecnología SIW, para así evitar las pérdidas que produce el efecto *skin depth* y que son críticas en altas frecuencias.
- Se recomienda emplear atención en la implementación de los conectores SMA, tener cuidado y ser preciso al soldar los conectores SMA, ya que una mal soldadura influye en pérdidas en el dispositivo, lo cual afecta a su funcionamiento.

- Simular con condiciones de contorno en normal cuando se desea trabajar con tecnología Microstrip.

5.3. Trabajos Futuros

- Como línea principal para trabajos futuros es replicar este trabajo de divisores radiales de N puertos en diferentes tecnologías como son: microstrip, striplines, etc.
- La transición es una parte crítica del diseño de los dispositivos en tecnología SIW, para una futura línea de investigación sería, la creación de una transición que funcione en un amplio rango de frecuencia (banda ancha), y así no limitar al dispositivo en una sola frecuencia, y que pueda trabajar en una doble banda.
- Diseñar e implementar dispositivos a frecuencias en banda F.

5.4. Referencias Bibliográficas

- Acaf, F., Ii, T., Jorge, P., & Cruz, a R. (n.d.). Antenas y Circuitos de Alta Primera parte de ACAF : Circuitos de Alta Frecuencia ., 1–25.
- Amphenol RF. (n.d.). SMA Connectors | Amphenol RF. Retrieved August 7, 2017, from <https://www.amphenolrf.com/connectors/sma.html>
- Avenue, S. R. (2016). RT/duroid ® 5870 /5880. *Rogers Corporation*, 100–101. Retrieved from <https://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf>
- Bialkowski, M. E., Waris, V. P., & Davis, P. W. (1994). Modelling and testing of radial divider/combiners. *Proceedings of ICCS '94, 1*, 234–240. <https://doi.org/10.1109/ICCS.1994.474071>
- Bockelman, D. E., Eisenstadt, W. R., & Member, S. (1995). Combined Differential and Common-Mode Analysis of Power Splitters and Combiners, *43*(11).
- Cassivi, Y., Perregrini, L., Arcioni, P., Bressan, M., Wu, K., & Conciauro, G. (2002).

- Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 12(9), 333–335.
<https://doi.org/10.1109/LMWC.2002.803188>
- Chang, K., & Sun, C. (1983). Millimeter-Wave Power-Combining Techniques.
- Chen, Y. J., & Wu, R. B. (1998). A wide-band multiport planar power-divider design using matched sectorial components in radial arrangement. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(8), 1072–1078.
<https://doi.org/10.1109/22.704948>
- Coaker, B., & Challis, T. (2008). Travelling Wave Tubes: Modern Devices and Contemporary Applications, (October).
- Colantonio, P. (University of R., Giannini, F. (University of R., & Limiti, E. of R. (2009). *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*.
- CST. (n.d.). CST Solutions. Retrieved August 7, 2017, from <https://www.cst.com/solutions?#MarketIds-Param%5B%5D=84ad8eadcece4252b6afe88a11c36bbd&MarketIds-Param%5B%5D=f38f5bedd4a6baa1a55bd1c7dc121>
- Denoual, J. M., Peden, A., Della, B., & Fraysse, J. P. (2008). 16-way radial divider/combiner for Solid State Power Amplifiers in the K band. *Proceedings of the 38th European Microwave Conference, EuMC 2008*, (October), 345–348.
<https://doi.org/10.1109/EUMC.2008.4751459>
- Dominic Deslandes and Ke Wu. (2001). Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form. *Ieee Microwave and Wireless Components Letters*, 11(2), 68–70.
- Dupuy, A., Gummalla, A., Achour, M., & Poilasne, G. (2008). Compact single and dual band zero-degree metamaterial N-way radial power combiner/divider. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, (2), 659–662.
<https://doi.org/10.1109/MWSYM.2008.4632918>
- Escalera, N., Boger, W., Denisuk, P., & Dobosz, J. (2008). &-BAND, 30 WATTS SOLID STATE POWER AMPLIFIER.
- García, P. (Universidad A. de M. (2012). *Modelo de análisis y diseño de dispositivos en guía integrada en sustrato para banda Ku*.

- Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., & Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip Antenna Design Handbook*. <https://doi.org/0-89006-513-6>
- Ghanadi, M. (2011). A New Compact Broadband Radial Power Combiner. Retrieved from http://opus4.kobv.de/opus4-tuberlin/files/3212/ghanadi_mehdi.pdf
- Griffith, Z., Urteaga, M., Rowell, P., & Pierson, R. (2014). A 50-80mW SSPA from 190.8-244GHz at 0.5mW Pin. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 4–7. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2014.6848245>
- Haro-Báez, R. V., Masa-Campos, J. L., Ruiz-Cruz, J. A., Sanchez-Olivares, P., & Carrera, E. V. (2015). Development of Radial Waveguide Dividers with Large Number of Ports. *Proceedings - 2015 Asia-Pacific Conference on Computer-Aided System Engineering, APCASE 2015*, (1), 58–62. <https://doi.org/10.1109/APCASE.2015.18>
- Hong, Y.-P., An, Y.-J., & Yook, J.-G. (2010). Differential radial power combiner using substrate integrated waveguide. *Electronics Letters*, 46(24), 1607. <https://doi.org/10.1049/el.2010.8624>
- Jain, A., Sharma, D. K., Gupta, A. K., & Hannurkar, P. R. (2007). High-Power , Low-Loss , Radial Rf Power Dividers / Combiners. *Technology*, 520–522.
- James, J. R., & Hall, P. S. (1922). *Handbook of Microstrip Antennas*.
- Máximo, C. (2015). *Diseño de filtros paso-bajo en tecnología de guía de onda integrada en sustrato (siw), para aplicaciones espaciales*.
- Mehdi, D., Keltouma, N., & Mohammed, F. (2015). Design for Tapered transitions From Microstrip Lines to Substrat Integrated Waveguide at Ka Band, *12(2)*, 321–326.
- Nawaz, M. I., Huiling, Z., & Kashif, M. (2014). Substrate Integrated Waveguide (SIW) to Microstrip Transition at X-Band. *2014 International Conference on Circuits, Systems and Control*, 61–63.
- Pozar, D. (2005). *Microwave Engineering Fourth Edition*. *Zhurnal Eksperimental'noi i Teoreticheskoi Fiziki*. <https://doi.org/TK7876.P69> 2011
- Professional Plastics. (n.d.). FR-4. Retrieved August 7, 2017, from <http://www.professionalplastics.com/es/G10FR4SHEET.html>
- Raab, F. H., Member, S., Asbeck, P., Cripps, S., Member, S., Pothecary, N., ... Fellow, L. (2002). Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave, *50(3)*,

814–826.

- Russell, K. J. (1979). Microwave Power Combining Techniques. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 27, 472–478. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1979.1129651>
- Schellenberg, J., Watkins, E., Micovic, M., Kim, B., Han, K., Technology, Q., & Laboratories, H. R. L. (2010). W-Band, 5W Solid-State Power Amplifier/Combiner, 240–243.
- Song, K., Ahmed, A. N., Hu, B., Zhu, Y., Chen, F., & Fan, Y. (2016). Broadband six-way out-of-phase SIW power divider. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 8(2), 165–170. <https://doi.org/10.1017/S1759078714001500>
- Song, K., Fan, Y., & Zhang, Y. (2006). Radial cavity power divider based on substrate integrated waveguide technology. *Electronics Letters*, 42(19), 1100. <https://doi.org/10.1049/el:20062012>
- Song, K., Fan, Y., & Zhang, Y. (2008). Eight-way substrate integrated waveguide power divider with low insertion loss. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 56(6), 1473–1477. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2008.923897>
- Suntives, A. (2009). *High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide-Type Interconnects*.
- Torregrosa, G. (Universidad P. de M. (2004). *Caracterización Eléctrica y Térmica de Amplificadores MMIC de Potencia*.
- Wasaff, H. D. (2005). Predistorsión digital adaptativa para linealización de amplificadores en sistemas ofdm, 13, 53–60.
- Yu, X. (2016). *Análisis y diseño de combinador radial de potencia sobre tecnología microstrip*.