



**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 ELECTRÓNICO EN TELECOMUNICACIONES**

**TEMA: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE REDES DE DISTRIBUCIÓN DE  
POTENCIA PARA LA BANDA KU EN TECNOLOGÍA DE GUÍA DE  
ONDA INTEGRADA EN SUBSTRATO (SIW)**

**AUTOR: LLUGSHA TOAPANTA, EDWIN ROBERTO**

**DIRECTOR: ING. HARO BÁEZ, RAÚL VINICIO MSc.**

**SANGOLQUÍ**

**2018**



**ESPE**  
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

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

### CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE REDES DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA PARA LA BANDA KU EN TECNOLOGÍA DE GUÍA DE ONDA INTEGRADA EN SUBSTRATO (SIW)” realizado por el señor EDWIN ROBERTO LLUGSHA TOAPANTA 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 establecido por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, por lo tanto me permito acreditarlo y autorizar al señor EDWIN ROBERTO LLUGSHA TOAPANTA para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 14 de Febrero del 2018

A blue ink handwritten signature, appearing to be 'RH', written over a horizontal dashed line.

ING. RAÚL HARO BÁEZ

DIRECTOR



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

**AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD**

Yo, EDWIN ROBERTO LLUGSHA TOAPANTA, con cédula de ciudadanía N° 172269221-5, declaro que este trabajo de titulación “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE REDES DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA PARA LA BANDA KU EN TECNOLOGÍA DE GUÍA DE ONDA INTEGRADA EN SUBSTRATO (SIW)” 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, 14 de Febrero del 2018

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Edwin Roberto Llughsha Toapanta', is written over a horizontal dashed line.

EDWIN ROBERTO LLUGSHA TOAPANTA

C.C. 172269221-5



**ESPE**  
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

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

### **AUTORIZACIÓN**

Yo, EDWIN ROBERTO LLUGSHA TOAPANTA, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar en la biblioteca Virtual de la institución el presente trabajo de titulación “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE REDES DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA PARA LA BANDA KU EN TECNOLOGÍA DE GUÍA DE ONDA INTEGRADA EN SUBSTRATO (SIW)” cuyo contenido, ideas y criterios son de mi autoría y responsabilidad.

Sangolquí, 14 de Febrero del 2018

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Edwin Roberto Llugsha Toapanta', written over a horizontal dashed line.

EDWIN ROBERTO LLUGSHA TOAPANTA

C.C. 172269221-5

## DEDICATORIA

Quiero dedicar esta tesis:

Primero a Dios porque gracias a Él puedo estar aquí cumpliendo una meta más en mi vida, por guíame y siempre dame su bendiciendo en este largo camino.

A mi madre Dioselina, por todo el esfuerzo que día tras día haces por nosotros para salir adelante y que nada nos falte, por siempre apoyarme incondicionalmente y sobre todo gracias por traerme a este mundo, tu mami quien has sido un ejemplo para mí, quien con tus consejos, palabra de aliento, apoyo, confianza y varias veces regaños, me has enseñado que las cosas grandes siempre se logran con esfuerzo y humildad. Gracias por estar junto a mí en este largo camino que hoy termina pero uno nuevo empieza. Te amo mamita.

A mi Padre Angel, por su apoyo, consejos, amor, cariño, confianza y sobre todo por el esfuerzo que hizo que nada nos falte y tener todas las herramientas que me ha permitido culminar una meta más en mi vida. Te quiero Pa

A mi hermana Jadira, por estar a mi lado apoyándome, por siempre estar ahí cuando más te necesitaba negra, gracias por enseñarme que las cosas hechas con amor serán las que más sobresalgan por más sencillas que sean. Te quiero hermanita

A Pamela, por tu apoyo y ser parte de este logro, por jamás dejar que me desvié de mi camino, por estar siempre a mi lado y siempre demostrarme tu amor incondicional y sobre todo por regalarme lo mejor del mundo Joaquín un hijo hermoso, quien nos ha traído nuevos retos pero sé que juntos saldremos adelante y cumpliremos muchas metas más.

Y también a todos con quienes he compartido este difícil y largo camino, gracias a ustedes no solo por ser compañero de la universidad sino por ser como hermanos y siempre mostrarme su apoyo, mi eterna gratitud.

Edwin Roberto Llugsha Toapanta

## AGRADECIMIENTO

Quiero agradecer de manera muy especial al Ing. Raúl Haro, quien no solo ha sido un excelente tutor sino un gran amigo quien con su confianza, dedicación y sobre todo por su paciencia, supo ayudarme y brindarme todos sus conocimientos que fueron fundamentales para el desarrollo del presente trabajo. Gracias Profesor!!

Muchas gracias a todos los docentes que me impartieron sus conocimientos y que me han demostrado su amistad sin dejar a un lado su profesionalismo.

Gracias a toda mi familia, que con una palabra de aliento o un consejo me han ayudado para cumplir una meta más en mi vida.

Edwin Roberto Llugsha Toapanta

## TABLA DE CONTENIDO

DEDICATORIA.....	iv
AGRADECIMIENTO.....	v
TABLA DE CONTENIDO.....	vi
ÍNDICE DE TABLAS .....	ix
ÍNDICE DE FIGURAS .....	x
CAPITULO I INTRODUCCIÓN .....	1
1.1    Antecedentes .....	1
1.2    Trabajos relacionados .....	2
1.3    Justificación e Importancia .....	2
1.4    Alance del Proyecto .....	4
1.5    Objetivos .....	5
1.5.1.  Objetivo General .....	5
1.5.2.  Objetivos Específicos.....	6
CAPITULO II DESCRIPCIÓN DEL CONTENIDO .....	7
2.1    Introducción .....	7
2.2    Tecnologías de guiado .....	8
2.2.1  Guías de ondas rectangulares .....	8
2.2.2  Modos de propagación .....	11
2.2.3  Línea de transmisión Microstrip .....	12
2.2.3.1  Constante dieléctrica efectiva de línea microstrip ( $\epsilon_{eff}$ ) .....	13
2.3    Tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide) .....	14
2.3.1  Parámetros de la tecnología SIW .....	15
2.3.2  Modos de propagación soportados en SIW.....	17
2.3.3  Guías de onda rectangular.....	17
2.3.4  Criterios de diseño en tecnología SIW .....	18
2.3.5  Transiciones SIW – microstrip .....	21
2.4    Red de 4 Puertos .....	23
2.4.1  Simetría .....	23
2.4.2  Reciprocidad .....	24

2.5	Acopladores Direccionales .....	25
2.5.1	Parámetros S de una red de cuatro puertos .....	27
2.5.2	Acoplador direccional Riblet .....	29
2.6	Matriz de Butler .....	31
2.6.1	Acoplador direccional Híbridos de 90° (Cuadratura). .....	32
2.6.2	Cruces (Crossovers). .....	33
2.6.3	Desfasadores 45° .....	34
CAPÍTULO III MATERIALES .....		35
3.1	Software: CST STUDIO SUITE .....	35
3.2	Software: Matlab .....	36
3.3	Hardware: .....	37
2.5.1.	Conectores RF tipo SMA 3.5 mm (SubMiniature versión A) .....	37
2.5.2.	Sustrato Roger RT/Duroid 5880 .....	38
2.5.3.	Características sustrato RT/duroid 5880 .....	39
3.4	Analizador Vectorial .....	41
CAPÍTULO IV DISEÑO, ELABORACIÓN Y RESULTADOS .....		42
4.1	Diagrama de bloques para el desarrollo Proyecto de investigación. ....	42
4.2	Especificaciones de diseño .....	43
4.3	Procedimiento de Diseño .....	44
4.3.1	Selección de la guía de onda rectangular estándar .....	44
4.3.2	Diseño guía rectangular en tecnología SIW .....	45
4.3.3	Resultados de simulación de guía SIW en CST .....	47
4.3.4	Diseño de acoplador direccional de -3dB en tecnología SIW .....	48
4.3.5	Cálculo de los parámetros para el acoplador direccional de -3dB en la fc de 17 GHz y 20GHz .....	49
4.3.6	Cálculo de los parámetros para el acoplador direccional de 0dB en la frecuencia de 17 GHz y 20 GHz .....	53
4.3.7	Resultados de simulación del diseño final del acoplador direccional de -3dB .....	54
4.3.8	Resultados simulación diseño final del acoplador direccional de 0dB .....	61
4.3.9	Resultados simulación diseño final desfasador de 45° .....	67
4.3.10	Diseño de la Matriz de Butler .....	69
4.3.11	Transición tipo Taper .....	82

4.3.12	Resultados simulación diseño final de la Matriz de Butler con transición. ....	86
4.3.13	Construcción en Sustrato .....	95
4.3.14	Resultados .....	98
CAPÍTULO V CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....		102
5.1	Conclusiones .....	102
5.2	Recomendaciones.....	103
5.3	Trabajos Futuros .....	104
CAPITULO VI REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....		105

**ÍNDICE DE TABLAS**

<b>Tabla 1</b> <i>Dimensiones de Guía de Onda Rectangular</i> .....	18
<b>Tabla 2</b> <i>Parámetros transición de guía SIW a microstrip tipo taper</i> .....	22
<b>Tabla 3</b> <i>Coefficiente de acoplamiento típico y su traducción en fracción de la potencia de entrada en el puerto acoplado</i> .....	29
<b>Tabla 4</b> <i>Parámetros del Sustrato Roger 5880</i> .....	40
<b>Tabla 5</b> <i>Parámetros para el acoplador direccional de -3dB</i> .....	52
<b>Tabla 6</b> <i>Parámetros para el acoplador direccional de -3dB</i> .....	53
<b>Tabla 7</b> <i>Parámetros Ingresados Para Calcular la Línea Microstrip</i> .....	83
<b>Tabla 8</b> <i>Valores de Línea Microstrip</i> .....	83

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1.</b> Esquema de una guía de onda.....	10
<b>Figura 2.</b> Estructura de línea Microstrip. ....	12
<b>Figura 3.</b> Representación modo de propagación .....	13
<b>Figura 4.</b> Equivalencia entre SIW y la guía de onda tradicional.....	15
<b>Figura 5.</b> Medidas Intrínsecas de SIW .....	15
<b>Figura 6.</b> Proceso de Diseño de guía SIW.....	21
<b>Figura 7.</b> Transición de guía de onda integrada en sustrato SIW a microstrip .....	22
<b>Figura 8.</b> Modelo de transición tipo taper microstrip.....	23
<b>Figura 9.</b> Modelo de transición tipo taper microstrip.....	23
<b>Figura 10.</b> Reciprocidad de un acoplador .....	24
<b>Figura 11.</b> Esquema del acoplador direccional .....	25
<b>Figura 12.</b> Esquema Real del acoplador direccional.....	26
<b>Figura 13.</b> Acoplador direccional con puerto de entrada en puerto 1 (a) y en puerto 4 (b) .....	26
<b>Figura 14:</b> Configuraciones: (a) plano H y (b) plano E para un acoplador Riblet.....	30
<b>Figura 15.</b> Esquema de las dimensiones utilizadas para el diseño del acoplador Riblet .....	30
<b>Figura 16.</b> Matriz Butler 4x4 Típica .....	31
<b>Figura 17.</b> Esquema de una matriz de Butler y la distribución de puertos usada en esta investigación.....	32
<b>Figura 18.</b> Acoplador direccional de 3dB .....	33
<b>Figura 19.</b> Acoplador direccional de 0dB .....	33
<b>Figura 20.</b> Desfasador de 45° .....	34
<b>Figura 21.</b> Interfaz de Usuario CST Studio Suite .....	36
<b>Figura 22.</b> Interfaz Matlab.....	36
<b>Figura 23.</b> Conectores SMA hembra.....	37
<b>Figura 24.</b> Representación Duroid 5880 RT Rogers .....	38
<b>Figura 25.</b> Láminas de alta frecuencia RT/duroid 5880 marca ROGERS .....	39
<b>Figura 26.</b> Sustrato Roger RT/Duroid 5880.....	40
<b>Figura 27.</b> Analizador Vectorial N9918A.....	41
<b>Figura 28.</b> Diagrama de bloques del proceso de diseño e implementación de la matriz de Butler.....	43
<b>Figura 29.</b> Carta de modos guía de onda WR51, frecuencias de corte TE10 y TE20. ....	45
<b>Figura 30.</b> Diseño de guía rectangular SIW en CST.....	46
<b>Figura 31.</b> Parámetros S guía SIW simulada en CST. ....	47
<b>Figura 32.</b> Ancho de Banda para guía SIW utilizada.....	47
<b>Figura 33.</b> Parámetros para acoplador direccional.....	49
<b>Figura 34.</b> Parámetros para acoplador direccional.....	50
<b>Figura 35.</b> Región de acoplamiento del Híbrido. ....	51
<b>Figura 36.</b> Parámetros para acoplador direccional de 0dB. ....	53
<b>Figura 37.</b> Simulación Acoplador dirección -3dB en 17GHz en el 3D CST Microwave Studio .	54
<b>Figura 38.</b> Parámetros Scattering del puerto 1, S11, S21, S31 .....	55

<b>Figura 39.</b> Fases del puerto 1. ....	56
<b>Figura 40.</b> Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda. ....	56
<b>Figura 41.</b> Fases del puerto 2. ....	57
<b>Figura 42.</b> Simulación Acoplador dirección -3dB en 20GHz en 3D CST Microwave Studio ....	58
<b>Figura 43.</b> Ancho de Banda para guía SIW utilizada. ....	58
<b>Figura 44.</b> Fases del puerto 1. ....	59
<b>Figura 45.</b> Ancho de Banda para guía SIW utilizada puerto 4. ....	60
<b>Figura 46.</b> Fases del puerto 4. ....	61
<b>Figura 47.</b> Simulación Acoplador dirección 0dB en 17GHz en el 3D CST Microwave Studio...	62
<b>Figura 48.</b> Parámetros Scattering del puerto 1. ....	62
<b>Figura 49.</b> Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda. ....	63
<b>Figura 50.</b> Comparación de fases entrada/salida. ....	64
<b>Figura 51.</b> Parámetros Scattering del puerto 1. ....	65
<b>Figura 52.</b> Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda. ....	66
<b>Figura 53.</b> Comparación de fases de entrada/salida. ....	67
<b>Figura 54.</b> Parámetros de diseño del desfasador de 45° ....	67
<b>Figura 55.</b> Simulación desfasador en el 3D CST Microwave Studio ....	68
<b>Figura 56.</b> Desfasadores de 45° en la matriz de Butler. ....	68
<b>Figura 57.</b> Desfase de 45°. ....	69
<b>Figura 58.</b> Diseño de Matriz de Butler sin Transición. ....	69
<b>Figura 59.</b> Layout final de la Matriz de Butler propuesta. ....	70
<b>Figura 60.</b> Parámetros Scattering del puerto 1 y su ancho de banda. ....	71
<b>Figura 61.</b> Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda. ....	72
<b>Figura 62.</b> Parámetros Scattering del puerto 3 y ancho de banda. ....	73
<b>Figura 63.</b> Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda. ....	74
<b>Figura 64.</b> Fases del puerto 1(a) y 4(b). ....	75
<b>Figura 65.</b> Fases del puerto 2(a) y 3(b). ....	76
<b>Figura 66:</b> Flujo de campo eléctrico de la matriz de Butler en el puerto 1 ....	76
<b>Figura 67.</b> Parámetros Scattering del puerto 1 y su ancho de banda. ....	77
<b>Figura 68.</b> Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda. ....	78
<b>Figura 69.</b> Parámetros Scattering del puerto 3 y ancho de banda. ....	79
<b>Figura 70.</b> Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda. ....	80
<b>Figura 71.</b> Fases del puerto 1(a) y 4(b). ....	81
<b>Figura 72.</b> Fases del puerto 2(a) y 3(b). ....	82
<b>Figura 73.</b> Línea Microstrip. ....	82
<b>Figura 74.</b> Transición Tipo Taper. ....	83
<b>Figura 75.</b> Transición Tipo Taper Aplicada a una Guía SIW. ....	84
<b>Figura 76.</b> Parámetros Scattering en Transición Tipo Taper en una Guía SIW a 20 GHz. ....	84
<b>Figura 77.</b> Impedancia en los Puertos de Entrada y Salida. ....	85
<b>Figura 78.</b> Matriz de Butler con Transiciones (1). ....	85
<b>Figura 79.</b> Matriz de Butler con Transiciones. ....	85

<b>Figura 80.</b> Propagación del Campo Eléctrico en la matriz de Butler con Transiciones.....	86
<b>Figura 81.</b> Diseño de Matriz de Butler con Transición.....	86
<b>Figura 82.</b> Simulación Matriz de Butler en 17GHz en el 3D CST Microwave Studio.....	87
<b>Figura 83.</b> Parámetros Scattering del puerto 1 y su ancho de banda.....	87
<b>Figura 84.</b> Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda.....	88
<b>Figura 85.</b> Parámetros Scattering del puerto 3 y ancho de banda.....	89
<b>Figura 86.</b> Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda.....	90
<b>Figura 87.</b> Parámetros Scattering del puerto 1 y su ancho de banda.....	91
<b>Figura 88.</b> Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda.....	92
<b>Figura 89.</b> Parámetros Scattering del puerto 3 y ancho de banda.....	93
<b>Figura 90.</b> Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda.....	94
<b>Figura 91.</b> Implementación de Matriz de Butler.....	95
<b>Figura 92.</b> Implementación de Matriz de Butler (1).....	95
<b>Figura 93.</b> Comparación de Resultados en Parámetro S11 Simulados vs Medido.....	96
<b>Figura 94.</b> Comparación de Resultados en los Puertos de Salida Simulados vs Medido.....	96
<b>Figura 95.</b> Comparación de Resultados en Parámetro S11 Simulados vs Medido.....	97
<b>Figura 96.</b> Comparación de Resultados en los Puertos de Salida Simulados vs Medido.....	97
<b>Figura 97.</b> Fases de Los Puertos de Salida Medidos.....	98
<b>Figura 98.</b> Fases de Los Puertos de Salida Simulados.....	98
<b>Figura 99.</b> Parámetros S del puerto 1 comparativa de la matriz de Butler con transición y sin transición.....	99
<b>Figura 100.</b> Parámetros S del puerto 2 comparativa de la matriz de Butler con transición y sin transición.....	99
<b>Figura 101.</b> Parámetros S del puerto 3 comparativa de la matriz de Butler con transición y sin transición.....	100
<b>Figura 102.</b> Parámetros S del puerto 4 comparativa de la matriz de Butler con transición y sin transición.....	100

## CAPITULO I

### INTRODUCCIÓN

En este capítulo se describen los antecedentes, investigación de trabajos previos, objetivos, justificación e importancia, y el aporte del presente proyecto de investigación.

#### 1.1 Antecedentes

En un mundo donde las telecomunicación se van desarrollando constantemente y buscando la interacción entre el hombre y la sociedad, las microondas juegan un rol muy importante, gracias a ellas es posible la localización de objetos, las comunicaciones móviles, comunicaciones satelitales, uso militar, médico, medioambiental, etc. Para estas señales cuya longitud de onda oscila entre 1m y 1mm, la teoría clásica de los circuitos no es viable para la resolución de problemas en redes de microonda, es por esta razón que se utiliza las ecuaciones de Maxwell para caracterizar su comportamiento, complicando la parte del cálculo matemático, pero aportando muchas ventajas entre las que se puede destacar: mayor ancho de banda en altas frecuencias, mayor ganancias en las antenas, diferentes resonancias en frecuencias de microonda, por lo que este tipo de ondas es ampliamente utilizado en diagnóstico y tratamiento médico (Pascual, 2012).

Desde el punto de vista de la ingeniería, para el diseño, construcción, caracterización y optimización de dispositivos de microonda se dispone de herramientas Computer Aided Design (CAD) de microonda basadas en electromagnetismo computacional como: High Frequency Structural Simulator (HFSS), MiCian, CST o Mafia, que permiten el análisis de casi cualquier estructura con un gran número de parámetros a optimizar. (Zamanillo, 2014)

La tecnología Substrate Integrated Waveguide (SIW), utilizada por primera vez en la década de los 90, consiste en la geometría de dos filas de cilindros metalizados integrados en un sustrato, creando así una especie de guía de onda metálica la cual en su interior está llena de material dieléctrico y construida con tecnología planar, muy similar a tecnologías antiguas como microstrip y coplanar, razón por la cual facilita la integración de otros circuitos con líneas de transmisión. (Pascual, 2012)

Actualmente, los divisores de potencia son utilizados en radiofrecuencia (RF), microondas (MW), comunicaciones ópticas, etc. para enviar potencia a varios dispositivos de manera simultánea, manteniendo así las impedancias acopladas a fin de tener un bajo nivel de potencia reflejada en los dispositivos a conectar.

El objetivo de utilizar tecnología SIW para la implementación de los acopladores direccionales, es asegurar las ondas dentro de las paredes conductoras y que viajan en el sustrato dieléctrico sean reflejadas en su totalidad, teniendo así escasas pérdidas por conductor y una muy buena transmisión; la tecnología SIW fue desarrollada para trabajar en altas frecuencias por lo que los tamaños de los diseños a implementar son reducidos, fáciles de modelar e integrar.

## **1.2 Trabajos relacionados**

Existen varios trabajos anteriormente elaborados durante los últimos años, destacándose los siguientes temas: Acoplador Híbrido de Banda Ancha y Banda Q en Tecnología de Guía de Onda Integrada en Sustrato, en el cual su principal objetivo es mejorar el rendimiento en términos de error de fase y desequilibrio de amplitud, lo que hace que este circuito sea adecuado para aplicaciones de banda ancha. (Cano, 2014)

Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 GHz y 5.8 GHz, que presentó una introducción y estructura general de lo que es Substrate Integrated Waveguide SIW, utilizado como método de alimentación innovador para las antenas buscando una mayor eficiencia en las mismas. (Hernández R. , 2011)

Como principal estudio y que se utilizó de base para comenzar esta investigación se tomó el siguiente trabajo, Modelos de análisis y diseño de dispositivos en guía integrada en sustrato para banda Ku, el cual permitió identificar varios parámetros importantes para la transición de guía de onda convencional a una guía de onda integrada en sustrato SIW. (Pascual, 2012)

## **1.3 Justificación e Importancia**

La tecnología microstrip tiene varias desventajas en su eficiencia que se hallan relacionadas con el peso, tamaño y costo presentes en circuitos que utilizan esta tecnología. También se tiene pérdidas por radiación, por ondas de fuga, por ondas superficiales, por ondas radiadas, pérdidas por dieléctrico y conductores integrados a las dificultades que se encuentran en acoplar

correctamente elementos planos con otros elementos no planos, estos son varios de los impedimentos para que dicha tecnología logre ser más eficiente. (Hernández, 2008)

A finales del año de 1993 e inicios de 1994 nació una nueva tecnología que fue llamada como Substrate Integrated Waveguide (SIW) la cual como su nombre lo indica, consiste en la integración de una guía de onda dentro de un determinado substrato dieléctrico. Con esta nueva tecnología se logró integrar varias de las ventajas que tiene una guía de onda rectangular convencional disminuyendo las desventajas principales de la misma. En una guía de onda rectangular convencional las ondas se encierran dentro de la superficie de ésta al ser reflejadas cuando alcanzan una de las paredes metálicas. Es por eso que las pérdidas por conducción en una guía de onda son escasas y las ondas tanto recibidas como transmitidas presentan buenos niveles, en cuanto al ancho de banda en guía de onda con substrato (SIW) es mayor que en guía de onda rectangular normal. Otra de las desventajas de una guía de onda convencional se presenta en su estructura ya que se requiere una gran cantidad de metal para construirla y esto afecta negativamente en dos aspectos: 1) Su estructura resultante es más pesada y por lo tanto se dificulta el moldear y/o integrar a algún medio y 2) la gran cantidad de metal utilizado hace que los costos sean elevados. (Hernández, 2008)

Con esta nueva tecnología SIW, las ondas son confinadas dentro de las paredes conductoras y viajan a través de substrato dieléctrico, siendo reflejadas por éstas, obteniendo ventajas como: pocas pérdidas por conductor y una buena transmisión.

La tecnología SIW se creó para poder trabajar en altas frecuencias ya que si se utiliza para aplicaciones de frecuencias bajas los tamaños de la guía de onda se aproximarían a las guías de onda convencionales y por lo tanto se tendrían las mismas deficiencias de éstas. En cambio al utilizar frecuencias altas, el tamaño de SIW disminuye considerablemente; a su vez, las SIW pueden ser construidas utilizando técnicas de circuitos impresos eliminando las desventajas de las guías de onda convencionales.

En resumen, con SIW se tienen guías de onda que presentan mejor acoplamiento que las líneas de microstrip (presentando transmisiones casi en su totalidad) que a su vez son pequeñas, fáciles de moldear e integrar a superficies tanto planas como no planas, ligeras y a un bajo costo.

(Hernández, 2008) Por su naturaleza de guías de onda, SIW se ha utilizado desde un inicio para aplicaciones de resonadores y filtros (donde una guía de onda puede actuar como un filtro pasa altas), otra aplicación y la cual se desarrolló en este proyecto se propone utilizar dicha tecnología para diseñar acopladores direccionales con igual distribución de potencia y distribución de potencia arbitraria buscando un mayor ancho de banda en los dispositivos, posterior a esto y como finalidad del proyecto de investigación es diseñar e implementar una Matriz de Butler de 4 entradas y 4 salidas.

#### **1.4 Alance del Proyecto**

El proyecto consiste en diseñar y construir acopladores direccionales con igual distribución de potencia a la salida y con distribución arbitraria en tecnología SIW para la banda Ku, para lo cual se investigó sobre guías de onda rectangulares y acopladores direccionales híbridos, se utilizó software de simulación para verificar la transición de una guía de onda rectangular a SIW y para verificar el correcto funcionamiento de los acopladores direccionales. El procedimiento y alcance del proyecto se detalla a continuación.

El primer paso a seguir en el proyecto de investigación fue realizar el estudio del Estado del Arte sobre el tema de guía de onda rectangular, tecnología SIW y acopladores Riblet short-slot. De la guía de onda rectangular con dieléctrico y la tecnología SIW se puede extraer información importante e indispensable para realizar la transición. Posteriormente se debe revisar los acopladores direccionales Riblet short-slot de  $\pm 3$  dB y finalmente se revisa acopladores de distribución de potencia arbitraria.

Como segundo paso, se deben definir las especificaciones eléctricas para realizar la transición de guía de onda rectangular con dieléctrico a SIW. Una vez revisada la teoría necesaria se comenzó la parte de diseño de la guía de onda integrada en sustrato, para lo cual primeramente se realizó una simulación mediante el software para análisis electromagnético CST Studio Suite que permite analizar parámetros de interés como transmisión y reflexión.

Dentro de la simulación se tiene en cuenta el diseño básico de una guía de onda rectangular con dieléctrico a partir del cual se puede considerar propiedades o valores a utilizar para realizar la transición, como por ejemplo el diámetro y separación de los cilindros (agujeros metalizados), los

parámetros y valores del substrato. Para la transición es necesario aplicar cálculos matemáticos basados en la guía de onda rectangular y los parámetros de SIW los cuales constarán en el documento.

Como tercer paso, se realizó el diseño del acoplador direccional, para esto se definieron las especificaciones eléctricas para realizar el acoplador direccional. Una vez revisada la teoría necesaria se comenzará la parte de diseño para  $\pm 3$  dB, y luego para 0 dB. Inicialmente se realiza una simulación mediante el software de análisis electromagnético, teniendo en cuenta el diseño básico de acoplador direccional Riblet short-slot del cual se podrá considerar propiedades o valores a utilizar para realizar el diseño apropiado del acoplador, como por ejemplo parámetros y valores del substrato, frecuencia de trabajo y el valor de longitudes de onda apropiados. Para el diseño es necesario aplicar cálculos matemáticos a partir de la matriz Scattering los cuales también se incluyen en el escrito del proyecto de investigación.

Como cuarto paso luego de obtener buenos resultados para los acopladores direccionales de -3dB y 0dB se diseñara un matriz de Butler que constan de elementos como: acopladores direccionales 2x2 de 3d, acopladores direccionales de 0dB y desfasador de 45 grados; posteriormente la implementación de la misma tomando en cuenta el acople de impedancias, se realizó a través de la transición de SIW a microstrip, finalmente se construyó la matriz sobre una placa PCB teniendo en cuenta las consideraciones necesarias. Una vez elaborado la matriz de Butler se procede a obtener las mediciones de los parámetros S del dispositivo bajo prueba.

Finalmente a partir de los resultados que se obtiene de la simulación, se realiza el análisis de resultados y se plantea conclusiones y recomendaciones. Adicionalmente se indicarán posibles trabajos futuros o ideas en las cuales se utilice este proyecto, teniendo en cuenta que el proyecto se considera importante dentro del tema de guía de onda y acopladores direccionales en tecnología SIW

## **1.5 Objetivos**

### **1.5.1. Objetivo General**

Diseñar e Implementar redes de distribución de potencia en la banda K, usando tecnología *Substrate Integrated Waveguide* (SIW), con la Matriz de Butler y acopladores direccionales tipo Riblet.

### 1.5.2. Objetivos Específicos

- Analizar el estado del Arte sobre acopladores direccionales y guías de onda rectangulares en diferentes tecnologías.
- Identificar los parámetros de diseños y las especificaciones eléctricas de las redes de potencia.
- Realizar los cálculos de los valores necesarios para la transición de la guía de onda rectangular a SIW y las dimensiones para implementar un acoplador Riblet short -slot.
- Simular el acoplador direccional mediante software de análisis electromagnético “CST MICROWAVE STUDIO SUITE”.
- Implementar un acoplador direccional sencillo basado en componente de menor costo, tamaño y peso.
- Implementar la matriz de Butler mediante la unión de acopladores direccionales, en tecnología SIW.
- Examinar el funcionamiento de la matriz de Butler a partir de parámetros de transmisión y reflexión, para las frecuencias de rango de la banda K.
- Analizar los valores resultantes de la simulación y compararlos con las mediciones.

## CAPITULO II

### DESCRIPCIÓN DEL CONTENIDO

En el presente capítulo se estudia las características de guía de onda, modos de propagación, tecnología SIW, divisores de potencia, y transiciones de SIW a microstrip las cuales se utilizan en la implementación de los dispositivos.

#### 2.1 Introducción

Dentro de las aplicaciones de las microondas se maneja el concepto de que tanto las altas frecuencias y las longitudes de onda cortas de la energía de microondas provocan dificultades en el análisis y diseño de dispositivos, lo cual es un parámetro muy significativo para el desarrollo de este tipo de aplicaciones. Por tanto, para desarrollar varias aplicaciones se debe tener algunas consideraciones:

- La ganancia de una antena es directamente proporcional al tamaño eléctrico de la antena. A frecuencias altas, se puede obtener mayor ganancia de antena para un tamaño de antena físico dado.
- La velocidad de datos es más priorizada, por tanto, a frecuencias más altas se puede obtener más ancho de banda. Existen varias aplicaciones que trabajan en frecuencias de microondas como; teledetección, diagnóstico, tratamientos médicos y métodos de calefacción. (Romero, 2017)

Otras de las aplicaciones actuales que trabajan con Radio Frecuencia y tecnología de microondas son: redes Inalámbricas, sistemas de seguridad inalámbricos, sistemas de radar, teledetección ambiental y los sistemas médicos. (Romero, 2017)

Los sistemas satelitales también dependen de la tecnología RF y microondas, de hecho los satélites han sido desarrollados para proporcionar conexiones celulares, voz, video y datos en todo el mundo. Los sistemas satelitales más pequeños, como el sistema de posicionamiento global por satélite (GPS) y el sistema de radiodifusión directa por satélite (DBS), han tenido un gran éxito a nivel mundial (Romero, 2017).

## **2.2 Tecnologías de guiado**

La tecnología en guía de onda ha sido la opción preferida para aquellas aplicaciones pasivas que demandan un gran ancho de banda con factores de calidad y altas potencias. Sin embargo, cuando el número de elementos que se va a fabricar es alto o cuando la frecuencia de trabajo es elevada, en el orden de los gigahercios (GHz), los costes de trabajar en guía de onda suelen ser muy significativos, principalmente debido a la maquinaria específica y los altos niveles de precisión que se necesitan en su fabricación para poder cumplir las especificaciones eléctricas.

En el año 2001, se empezó a desarrollar una nueva tecnología, que reúne algunas de las ventajas de la guía de onda convencional, como son los altos factores de calidad y las bajas pérdidas, gracias a las ventajas de la tecnología planar, coste reducido, facilidad de implementación, y la ligereza de las estructuras. Esta nueva tecnología SIW, la cual consiste en la realización de estructuras en guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico mediante la fabricación de agujeros o cilindro metálicos cumpliendo una serie de restricciones de diseño. Estos cilindros, junto con los planos superior e inferior metálicos del sustrato, permiten confinar el campo eléctrico dentro de dicho sustrato de forma similar a como lo hacen las guías de onda rectangulares tradicionales. (Cano, 2014)

Desde sus principios, esta tecnología SIW ha permitido diseñar varios tipos de circuitos, tales como; acopladores, desfasadores, filtros, divisores, transiciones, entre otros, así también combinaciones de estos que han permitido desarrollar sistemas completos.

### **2.2.1 Guías de ondas rectangulares**

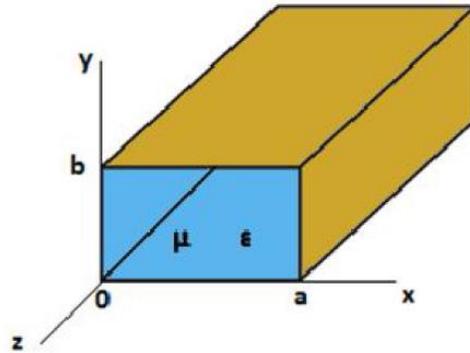
La guía de onda es un medio de comunicación muy usado basada en cualquier estructura física que guía una onda electromagnética. Dependiendo de la frecuencia de trabajo pueden ser construidas tanto materiales dieléctricos o conductores. Básicamente son del tipo rectangular, circular y elíptica y operan en el rango de las frecuencias altas ciertos Megahercios o Gigahercios (Lillo, 2010).

La construcción de este tipo de guía de onda está basada en material metálico por lo que no se puede decir que sea un cable. El ancho de banda es considerablemente grande y su uso principalmente es cuando se requiere bajas pérdidas en la señal en condiciones que requiere alta potencia como es el caso de una antena de microondas que va al receptor/transmisor de radio frecuencia.

Las guías de onda rectangulares fueron uno de los primeros tipos de líneas de transmisión usadas para transportar señales de microondas. (Moliner, 2015) Debido a la exigencia de miniaturizar los circuitos, muchos dispositivos se construyen ahora con tecnologías planares (microstrip, stripline, etc). No obstante, se siguen usando para aplicaciones de alta potencia o precisión.

En una guía rectangular se propagarán modos transversal Eléctrico (TE) y transversal Magnético (TM), pero no Transversal Electromagnético (TEM) puesto que sólo hay un conductor.

En la figura 1 se puede observar la geometría de una guía rectangular que está rellena de material con permeabilidad  $\mu$  y permitividad  $\epsilon$ . El lado más largo se denomina  $A$  y suele estar a lo largo del eje  $X$ . El más corto  $\beta$ , se coloca a lo largo del eje  $Y$ . Así,  $a > b$ .



**Figura 1.** Esquema de una guía de onda  
Fuente: (Romero, 2017)

Las frecuencias de corte de la guía para los distintos modos vienen determinadas por la siguiente ecuación:

$$f_{c_{TEmn(aire)}} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \text{ [Hz]} \quad (1)$$

Dónde:  $m, n \geq 0$  y  $m = n \neq 0$  para TEm, n

$m, n \geq 1$  para TMm, n

La longitud de onda de la guía para los distintos modos que se propagan viene definida por:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2)$$

Dónde: c es velocidad de la luz

f es frecuencia

En la Figura 1 se aprecia las medidas típicas de una onda rectangular:

- El ancho de la guía de onda, representada por “a”; la cual depende de la frecuencia de trabajo en la que está diseñada la guía de onda en su modo de propagación dominante. (Hernández, 2015)

- La altura de la guía de onda, representada por “ $b$ ”; esta depende de los modos de propagación que serán incluidos y aceptados en el diseño.

### 2.2.2 Modos de propagación

Estos modos se pueden clasificar en función de las componentes vectoriales de los campos magnético y eléctrico en:

- Modos Transversales Electromagnéticos (TEM). Estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal,  $E_z = H_z = 0$ . No se generan en una guía de onda pues aparecen cuando hay dos conductores.
- Modos Transversales Eléctricos (TE). No contienen componente longitudinal eléctrica,  $E_z = 0$ .
- Modos Transversales Magnéticos (TM). No contienen componente longitudinal magnética,  $H_z = 0$ .

En función de las características geométricas de la guía de onda se propagará un modo u otro, o incluso varios a la vez. Esto dependerá de la frecuencia de trabajo y de la frecuencia de corte de los distintos modos. (Ioana, 2013)

Los subíndices  $m$  y  $n$ , designan números enteros que indican el número de medias longitudes de onda de intensidad de campo magnético para el TM y el eléctrico para el TE entre cada par de paredes de la guía de onda. El subíndice  $m$  se mide a lo largo del eje  $x$  y el  $n$  sobre el eje  $y$ . (Belmonte, 2014)

El modo dominante para una guía, es aquel que tiene la frecuencia de corte más baja. Las dimensiones para una guía se escogen para que, a una señal dada, solo pueda transmitirse o trabajar a partir del modo principal  $TE_{10}$ .

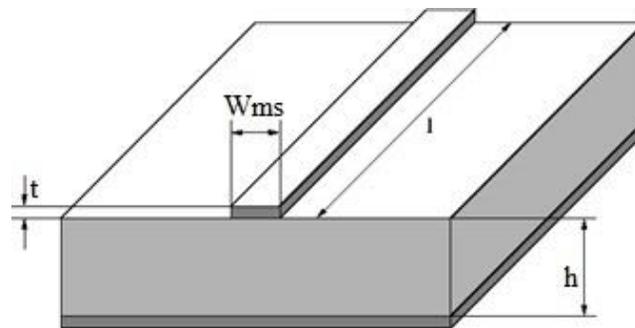
Los modos de orden superior son todos aquellos en que la energía se propaga por encima de la frecuencia de corte superior del modo dominante. Estas frecuencias provocan pérdidas dentro

del dispositivo, ya que no acoplan bien a la carga ocasionando reflexiones y la aparición de ondas estacionarias.

### 2.2.3 Línea de transmisión Microstrip

La línea microstrip, es utilizada para transportar señales de microondas, este tipo de líneas de transmisión planares son las más utilizados debido a que se puede fabricar mediante un proceso fotolitográfico o más conocidos con placas de circuito impreso, así como a su fácil integración con otros dispositivos pasivos y activos de microondas. (Pascual, 2012)

Su geometría está basada en un conductor muy fino de espesor  $t$  y ancho  $W$ , separado de un plano de masa por un sustrato de espesor  $h$  y permitividad  $\epsilon_r$ .



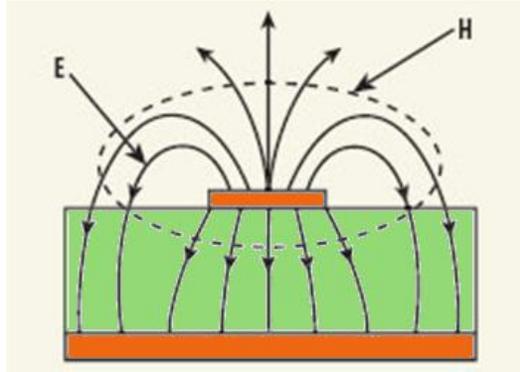
**Figura 2.** Estructura de línea Microstrip.

Fuente: (Pasternack, 2017)

La presencia de dieléctrico  $y$ , especialmente, el hecho de que éste no cubra la zona superior a la línea microstrip complican el análisis. La mayoría de las líneas de campo están contenidas dentro del sustrato, pero hay algunas que aparecen en la parte superior, en la región de aire, como se puede observar en la Figura 3.

Por esta razón, no se generan modos TEM puros debido a que la velocidad de fase de los campos en el dieléctrico será distinta de la que se encuentra en el aire. Así, se generan modos híbridos TE-TM tal y como aparece en la figura 3. Estos requieren avanzadas técnicas de análisis para su estudio.

Sin embargo, en la mayoría de los casos el sustrato es muy delgado ( $h \ll \lambda$ ) y se puede considerar que se propagan modos quasi-TEM. (Belmonte, 2014)



**Figura 3.** Representación modo de propagación  
Fuente: (Pascual, 2012)

Al existir dos dieléctricos (aire y sustrato) en las líneas microstrip, aparece el término de constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$

### 2.2.3.1 Constante dieléctrica efectiva de línea microstrip ( $\epsilon_{eff}$ )

La constante dieléctrica efectiva de una línea microstrip ( $\epsilon_{eff}$ ) tomando en cuenta que una línea microstrip no se considera un modo TEM puro, debido a que el dieléctrico no envuelve por completo a la estructura. Resultando como consecuencia que parte del campo electromagnético se propaga por el dieléctrico como también por el aire.

Donde, la constante dieléctrica efectiva se la puede calcular con las siguientes expresiones:

$$\epsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12H}{W_{ms}}\right)^{-1/2} & ; \frac{W_{ms}}{H} \geq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left(1 + \frac{12H}{W_{ms}}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W_{ms}}{H}\right)^2 \right] & ; \frac{W_{ms}}{H} \leq 1 \end{cases} \quad (3)$$

Donde:

- $\epsilon_{eff}$  = constante dieléctrica efectiva  $\rightarrow 1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$
- $\epsilon_r$  = constante dieléctrica según sustrato utilizado
- $H$  = altura de dieléctrico.
- $W_{ms}$  = ancho de la pisa microstrip.

### **2.3 Tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide)**

Fue mencionada por primera vez en 1994, consiste en dos filas de cilindros metalizados integrados en un sustrato tal y como muestra la Figura 4. Es así como se creó una guía de onda metálica rellena de material dieléctrico y construida con tecnología planar, lo que permite de manera más fácil la integración con otros circuitos con líneas de transmisión planares como microstrip o coplanar. (Pascual, 2012)

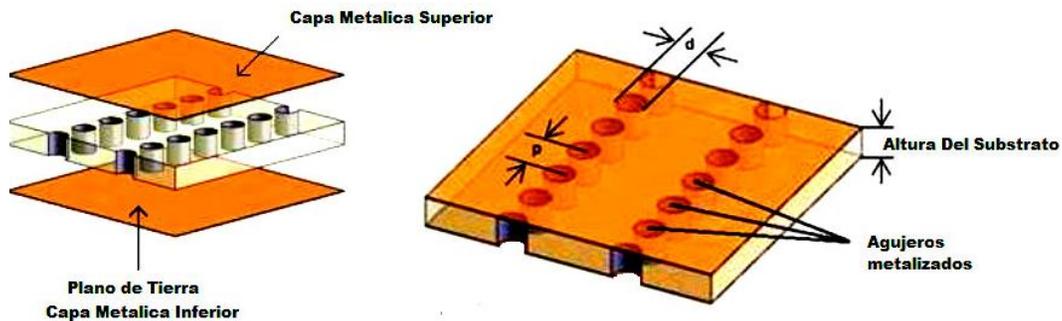
Esta tecnología fue creada para trabajar en altas frecuencias, ya que, si se utiliza para aplicaciones de bajas frecuencias, el tamaño de la guía de onda sería similar a los de las guías convencionales y por lo tanto se tendrán las mismas desventajas que éstas. Sus ventajas radican en que presentan mejores acoplamientos que las líneas microstrip, una transmisión casi en su totalidad, aunque hay pérdidas por la existencia del dieléctrico situado en el medio de la estructura. Otra ventaja es que son estructuras pequeñas, fáciles de modelar y de integrar en superficies tanto planas como no planas. Los componentes en SIW son además ligeros y de bajo coste. (Nateel, 2013)

Muchas de las desventajas de la tecnología microstrip están relacionadas con las pérdidas presentes en los circuitos que usan esa tecnología, por ejemplo:

- a- pérdidas en el dieléctrico.
- b- pérdidas en el conductor.
- c- pérdidas de radiación.
- d- pérdidas de ondas de fuga.
- e- pérdidas de ondas superficiales

Estas desventajas han motivado que se integrara en sustrato (SIW) a varios dispositivos, tales como filtros, divisores de potencia o acopladores híbridos para circuitos de microondas y antenas.

A la hora de diseñar una SIW se debe tener en cuenta que el ancho de SIW no es igual al de la guía de onda convencional, sino que hay que calcularlo mediante ecuaciones que describen la relación entre ambos tipos de guía.



**Figura 4.** Equivalencia entre SIW y la guía de onda tradicional

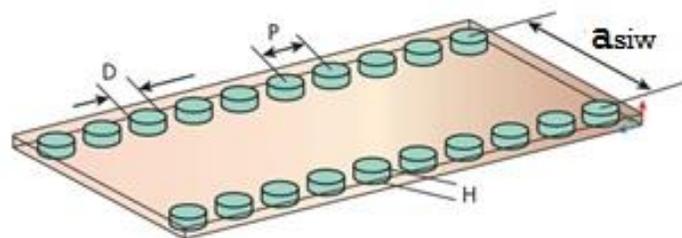
Fuente: (Jacome, 2017)

En los últimos años, se ha dedicado un esfuerzo considerable a la investigación y al desarrollo de la tecnología SIW. Esta actividad de investigación generalizada ha producido técnicas de modelado novedosas para los componentes en SIW, una serie de nuevas soluciones tecnológicas, así como circuitos y sistemas con un rendimiento excepcional en esta tecnología.

### 2.3.1 Parámetros de la tecnología SIW

La guía en SIW se construye colocando dos filas de agujeros metalizados en el substrato o cilindros metálicos, como se muestra en la Figura 5. Los parámetros necesarios para el diseño de la guía son:

- Diámetro  $d$  de los agujeros.
- Espacio  $p$  el entre agujeros
- Separación  $a_{siw}$  entre las filas.



**Figura 5.** Medidas Intrínsecas de SIW

Fuente: (Pascual, 2012)

Las medidas intrínsecas para el diseño de SIW son (ver Figura 5):

- El grosor del sustrato ( $h$ ). Para el óptimo desempeño del diseño en SIW se busca un sustrato delgado y con permitividad eléctrica alta, para que las ondas sean guiadas. A la vez que soporte la banda de frecuencias a diseñar.
- La distancia entre cilindros metalizados ( $p$ ). Es una medida muy importante, ya que las vías actúan como paredes laterales en una guía de onda tradicional, si esta distancia es muy grande, causaría pérdidas, las cuales no permiten el correcto trabajo de la guía SIW.
- El diámetro de los orificios ( $d$ ). Se debe mantener un diámetro reducido, lo cual permite emular una pared con conductor como la guía de onda, la vez que es más fácil y práctico trabajar con orificios de diámetro reducido.
- El ancho de la guía de onda ( $a_{siw}$ ). Es la distancia entre los centros de las dos vías de cilindros metalizados, esta varía de acuerdo a la frecuencia de corte en la guía de onda.

Se debe tener en cuenta que la separación entre los postes debe ser pequeña para reducir las pérdidas debido a fugas, el diámetro de los cilindros también influye en las pérdidas, de esta manera la relación  $d/b$  es considerada más crítica que la sola separación entre cilindros. Siguiendo esta regla de diseño  $p \leq 2d$ , que se utiliza para mantener las pérdidas por radiación en niveles despreciables, cumpliendo con la ecuación permite diseñar una guía SIW, el proceso de diseño de una guía SIW son aplicables para todos los procedimientos de diseño y la base teórica desarrollada para las guías rectangulares. (Moreno, 2017)

En las estructuras desarrolladas en tecnología SIW se evidencian tres tipos de pérdidas, las primeras están relacionadas con las pérdidas en los conductores debido a la conductividad finita que existe en las paredes metálicas, el segundo tipo son las pérdidas en el dieléctrico debidas a la tangente de pérdidas del sustrato y finalmente es la presencia de huecos en las paredes laterales de la estructura, determina pérdidas por radiación debido a posibles fugas. Los diferentes tipos de pérdidas modifican algunos parámetros geométricos de la estructura como, por ejemplo; el espesor del dieléctrico  $h$ , el diámetro de los Cilindros metálicos  $d$  y la separación longitudinal de los cilindros  $P$ .

De las pérdidas antes mencionadas, aquellas en el dieléctrico evidencian el aporte más significativo al total de pérdidas en la guía de onda integrada en sustrato, siendo su incidencia más notoria en el rango de frecuencias milimétricas.

### 2.3.2 Modos de propagación soportados en SIW

En guías de onda convencionales solamente los modos TE ( $E_z = 0$ ) y TM ( $H_z = 0$ ) se pueden propagar, los modos TEM solamente en el espacio libre o en línea de transmisión. Debido a su estructura las guías SIW solo pueden soportar modos TE, y no pueden ser guiados los modos TM, esto al considerarse un tipo especial de guía de onda rectangular con una serie de ranuras en las paredes laterales. (Hernández, 2015)

Como se puede ver en la Figura 5, Las separaciones que se crean entre las vías laterales de la estructura SIW, no permiten que por las paredes laterales circulen las corrientes superficiales que tengan dirección longitudinal ( $\hat{z}$ ). Sin embargo, las corrientes inducidas por los campos que tengan dirección transversal ( $\hat{y}$ ) pueden fluir por la guía sin verse afectadas. Lo que justifica la aparición de pérdidas por radiación entre las vías laterales al excitar la guía con modos TM o modos  $TE_{mn}$  con  $n \neq 0$ . Donde  $TE_{10}$  es el modo fundamental en guía de onda rectangular al presentar frecuencia de corte más baja, para la mayoría de aplicaciones se busca que la potencia se propague en este modo (Kumar, 2013).

Como se explicó anteriormente, es posible encontrar un modelo equivalente para la guía de onda en SIW, donde la condición  $TE_{mn}$  con  $m = 1, 2, 3, \dots$ , siendo el modo  $TE_{10}$  el más importante ya que es el primer modo a propagarse por la guía de onda rectangular.

### 2.3.3 Guías de onda rectangular.

Estas dimensiones ya están preestablecidas en formatos estándar como se observa en la Tabla 1, desde WR-430 hasta WR-28, cubriendo las frecuencias desde 1.7GHz a 40 GHz. Al trabajar con un rango amplio en frecuencias, la dimensión de la guía de onda rectangular influye, directamente el término “WR-xxx”, significa “guía de onda rectangular” y su número indica la dimensión del ancho interior de la guía de onda en céntimas de pulgada. (Pasternack, 2017). En la Tabla 1 se

observa el estándar característico de la guía de onda rectangular, con respecto a su banda de frecuencia.

**Tabla 1**

*Dimensiones de Guía de Onda Rectangular*

<i>Banda de Frecuencia</i>	<i>Estandar de Guía de Onda Rectangular</i>	<i>Límites de Frecuencia (GHz)</i>	<i>Dimensiones (mm)</i>
<i>Banda R</i>	WR-430	1.7 a 2.6	109.22 x 54.61
<i>Banda D</i>	WR-340	2.20 a 3.30	86.36 x 43.18
<i>Banda E</i>	WR-229	3.30 a 4.90	58.166 x 29.21
<i>Banda G</i>	WR-187	3.95 a 5.85	47.5488 x 22.1488
<i>Banda F</i>	WR-159	4.90 a 7.05	40.386 x 20.193
<i>Banda C</i>	WR-137	5.85 a 8.20	34.8488 x 15.7988
<i>Banda H</i>	WR-112	7.05 a 10.00	28.4988 x 12.6238
<i>Banda X</i>	WR-90	8.2 a 12.4	22.86 x 10.16
<i>Banda X-Ku</i>	WR-75	10.0 a 15.0	19.05 x 9.525
<i>Banda Ku</i>	WR-62	12.4 a 18.0	15.7988 x 7.8994
<i>Banda K</i>	WR-51	15.0 a 22.0	12.954 x 6.477
<i>Banda K</i>	WR-42	18.0 a 26.5	10.668 x 4.318
<i>Banda Ka</i>	WR-28	26.5 a 40.0	7.112 x 3.556
<i>Banda Q</i>	WR-22	33 a 50	5.6896 x 2.8448
<i>Banda U</i>	WR-19	40 a 60	4.7752 x 2.3876

Fuente: (Anónimo, 2017)

En la presente investigación se ocupa la guía rectangular estándar WR-51 para el diseño en banda K.

#### 2.3.4 Criterios de diseño en tecnología SIW

Con el fin de minimizar la cantidad de propagación correspondiente a otros modos diferentes a  $TE_{10}$ , se debe tener en cuenta que la frecuencia máxima de operación para una guía de onda debe

ser menor que la frecuencia de corte del modo  $TE_{20}$ , ya que es el siguiente modo a propagarse en la guía y el que tiene la frecuencia de corte más baja desde de  $TE_{10}$ . La frecuencia de corte para la guía de onda rectangular rellena de aire y con dieléctrico viene nada por las siguientes ecuaciones (4) y (5).

$$f_{c_{TE_{mn}(aire)}} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \text{ [Hz]} \quad (4)$$

$$f_{c_{TE_{mn}(dieléctrico)}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{wr}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b_{wr}}\right)^2} \text{ [Hz]} \quad (5)$$

Donde:

- $c$ : velocidad de la luz en el vacío ( $3 \times 10^8$  [m/s])
- $m, n$ : números enteros positivos forman diferentes modos de propagación.
- $a_{wr}$ : ancho de la guía de onda rectangular con dieléctrico [mm]
- $b_{wr}$ : altura de la guía de onda rectangular con dieléctrico [mm].
- $a$ : ancho de la guía de onda rectangular [mm].
- $b$ : altura de la guía de onda rectangular [mm].
- $\epsilon_r$ : constante dieléctrica del sustrato usado para tecnología SIW.

Donde:

Para el modo  $TE_{10}$  las ecuaciones quedarían de la siguiente forma.

$$f_{c_{TE_{10}(aire)}} = \frac{c}{2a} \text{ [Hz]} \quad (6)$$

$$f_{c_{TE_{10}(dieléctrico)}} = \frac{c}{2a_{wr}\sqrt{\epsilon_r}} \text{ [Hz]} \quad (7)$$

Usando la siguiente propiedad; en una guía rectangular rellena de aire es equivalente a una guía con dieléctrico cuando ambas presentan la misma frecuencia de corte para el modo  $TE_{10}$ , obteniendo la expresión para el cálculo de  $a_{wr}$ :

$$a_{wr} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} [m] \quad (8)$$

Se puede evidenciar una reducción en el ancho ( $a_{wr}$ ) para una guía con dieléctrico, al ser inversamente proporcional a  $\sqrt{\epsilon_r}$ . Al establecer el ancho de la guía con dieléctrico dada por ecuación (8), se puede determinar el ancho de la guía SIW empleando la siguiente expresión.

$$a_{siw} = a_{wr} + \frac{d^2}{0.95p} [m] \quad (9)$$

Donde,

$a_{wr}$  Ancho de la guía de onda tradicional

$a_{siw}$  Ancho de la guía SIW

$d$  Diámetro de los orificios metalizados

$p$  Distancia entre orificios metalizados

Para el diseño de la guía SIW, se debe seleccionar correctamente el espaciamiento entre vías ( $p$ ), estas vías con un diámetro ( $d$ ), permitiendo así la propagación de las ondas con pérdidas de radiación bajas. La separación entre las vías permite controlar la cantidad de fuga de campo fuera de la guía; si las vías están demasiado espaciadas, la propiedad de aislamiento se verá afectada provocando varias pérdidas por fuga.

Para asegurar que las pérdidas por radiación sean mínimas y despreciables se debe cumplir las siguientes condiciones, obtenidas a partir de la simulación de diferentes geometrías SIW (Moreno, 2017).

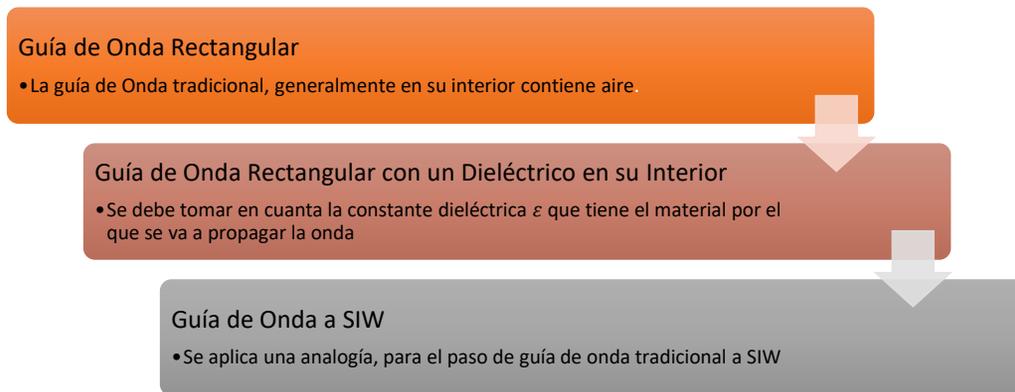
$$p \leq 2d \quad (10)$$

Finalmente, el diseño es posible saber desde y hasta que frecuencia la tecnología SIW guía un único modo, empleando las siguientes ecuaciones.

$$f_{c_{TE10(siw)}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( a_{siw} - \frac{d^2}{0.95p} \right)^{-1} \text{ [Hz]} \quad (11)$$

$$f_{c_{TE20(siw)}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left( a_{siw} - \frac{d^2}{1.1p} - \frac{d^3}{6.6p^2} \right)^{-1} \text{ [Hz]} \quad (12)$$

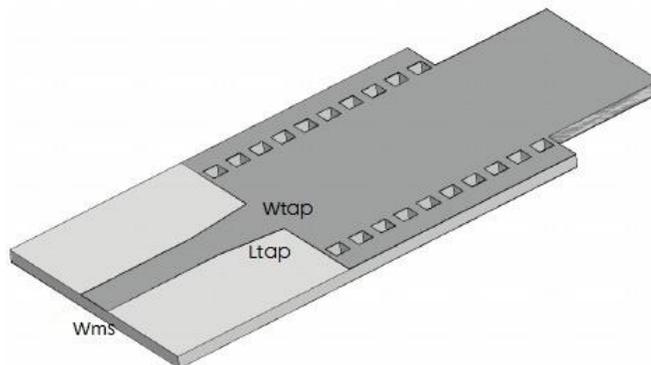
En resumen, se muestra el proceso de diseño en guía SIW en la Figura 6.



**Figura 6.** Proceso de Diseño de guía SIW

### 2.3.5 Transiciones SIW – microstrip

Al hablar de transición se debe tener en cuenta la máxima transferencia de potencia ya que es un factor muy importante en el diseño de guías SIW. Las ventajas de acoplamiento con estructuras planas como no planas se encuentran relacionadas con la sencillez de las transiciones en SIW ya que son directas. (Moreno, 2017) Las transiciones son muy importantes, porque permiten lograr un acoplamiento correcto de impedancias entre SIW y la estructura a la que se vaya a conectar.



**Figura 7.** Transición de guía de onda integrada en sustrato SIW a microstrip  
Fuente: (Moreno, 2017)

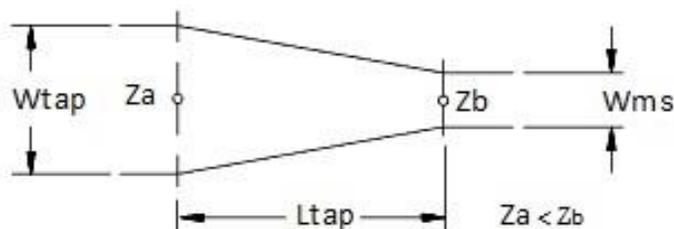
El método más sencillo para una transición de SIW se muestra en la figura 7. Que trata de una transición de SIW a microstrip. En este se realiza una transición en forma de taper, y dependiendo de las medidas se obtendrá un mejor o peor acoplamiento de impedancia.

**Tabla 2**

*Parámetros transición de guía SIW a microstrip tipo taper*

$W_{ms}$	Ancho de la pista de microstrip, Debe ser diseñado de acuerdo a la impedancia que quiera acoplarse ( $50 \Omega$ impedancia del conector 3mm (SMA)).
$L_{tap}$	Largo del taper
$W_{tap}$	Ancho del taper

El taper tiene como función principal, el mejorar el acoplamiento de impedancia entre la guía SIW y la línea microstrip, con variaciones menores de impedancia a lo largo de cada una de sus secciones que definen el trapecio como forma geométrica, tal como se puede observar en la Figura 8 donde el ancho de la pista microstrip ( $W_{ms}$ ) el cual debe ser elegido de acuerdo a la impedancia de referencia por lo general ( $50 \Omega$ ) característico en sistemas de comunicaciones adaptándose a conectores SMA montados sobre PCB. Mientras que los parámetros: ancho de taper ( $W_{tap}$ ) y longitud de taper ( $L_{tap}$ ) permiten ajustar el acoplamiento entre las impedancias.



**Figura 8.** Modelo de transición tipo taper microstrip

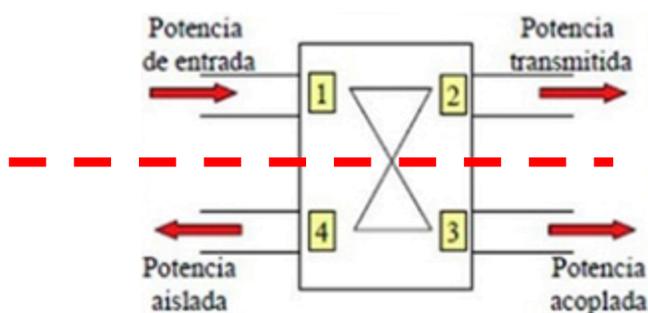
Fuente: (Moreno, 2017)

## 2.4 Red de 4 Puertos

Una red de cuatro puertos ideal presenta la propiedad de que una onda incidente en el puerto 1 acopla la potencia al puerto 2 y 3 con 1, siendo estos los puertos de salida, pero no al puerto 4, de manera semejante si la onda incide por el puerto 4 se acopla la potencia al puerto 2 y 3 pero no al 1. Entonces en si los puertos 1 y 4 están desacoplados (Vallejo & Cervantes, 2015). Las principales características de las redes de cuatro puertos son: simetría y reciprocidad.

### 2.4.1 Simetría

Esta propiedad es una de las más importancias dentro del análisis de una red de 4 puertos y hace referencia a la simetría que posee la red con respecto a un plano determinado, tal como se muestra en la figura 9 (Romero, 2017).

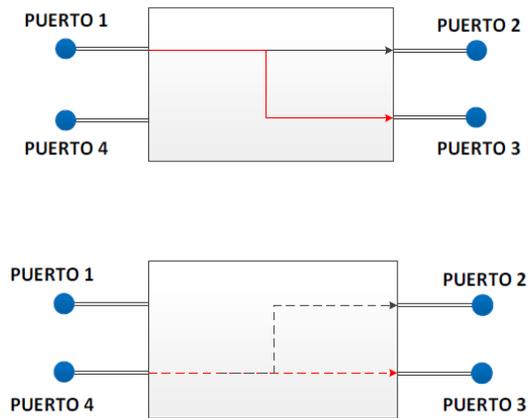


**Figura 9.** Modelo de transición tipo taper microstrip

Fuente: (Romero, 2017)

### 2.4.2 Reciprocidad

Una red recíproca es aquella red pasiva en la que el intercambio entre un generador y un medidor no produce la modificación de la lectura del segundo. Cuando una red es simétrica, recíproca y sin pérdidas se puede obtener por deducción las igualdades en su matriz de parámetros “S”, como se ilustra en la figura 10.



**Figura 10.** Reciprocidad de un acoplador

Fuente: (Pascual, 2012)

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$$

$$S_{21} = S_{12} = S_{34} = S_{43}$$

$$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24}$$

$$S_{41} = S_{32} = S_{23} = S_{14}$$

La red de cuatro puertos tiene la siguiente matriz

$$|S| = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

Si se considera que  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$ , y además se tiene que  $[S]$  es unitaria y la red recíproca, entonces se deben cumplir las siguientes relaciones que se derivan de  $[S][S]^{t*} = [I]$

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 = 1$$

$$|S_{22}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{24}|^2 = 1$$

$$|S_{33}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{34}|^2 = 1$$

$$|S_{44}|^2 + |S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1$$

$$S_{13}S_{23}^* + S_{14}S_{24}^* = 0$$

$$S_{13}S_{23}^* + S_{14}S_{34}^* = 0$$

$$S_{12}S_{24}^* + S_{13}S_{34}^* = 0$$

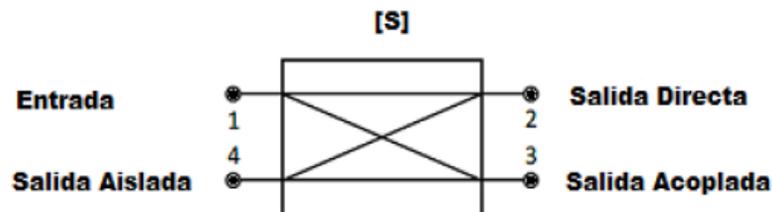
$$S_{12}S_{23}^* + S_{24}S_{24}^* = 0$$

$$S_{12}S_{14}^* + S_{23}S_{34}^* = 0$$

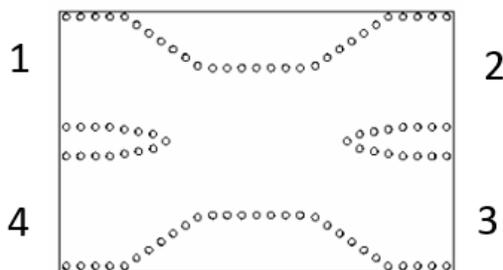
$$S_{13}S_{14}^* + S_{23}S_{24}^* = 0$$

## 2.5 Acopladores Direccionales

Un acoplador direccional es una red pasiva de cuatro puertos que se caracteriza por ser, idealmente, recíproca, pasiva y sin pérdidas, además de tener los cuatro accesos completamente adaptados con dos pares desacoplados. La Figura. 11 muestra el símbolo utilizado más comúnmente para representar un acoplador direccional.



**Figura 11.** Esquema del acoplador direccional  
Fuente: (Pascual, 2012)



**Figura 12.** Esquema Real del acoplador direccional

En la figura 12 se muestra el acoplador direccional que se va a utilizar basado en acoplador Ridge.

La tecnología usada en la construcción de los acopladores direccionales, se puede decir que dependerá del diseño y de los parámetros que en él se requieran, como el ancho de banda, la frecuencia de trabajo, el coeficiente de acoplamiento o el aislamiento.

Por ejemplo, se diseñará en tecnología de guía de onda rectangular cuando se busque manejar alta potencia y tener pocas pérdidas de inserción, en cambio, cuando se requiera un tamaño pequeño y un diseño simple será mejor tecnología plana, tal como microstrip o stripline. (Candelas, 2015)

Un acoplador direccional es un acoplador de cuatro puertos, numeradas de 1 a 4, en la que la energía que incide por la puerta de entrada se reparte entre dos puertas de salida, quedando la puerta restante aislada. El esquema básico sería:



**Figura 13.** Acoplador direccional con puerto de entrada en puerto 1 (a) y en puerto 4 (b)

Fuente: (Candelas, 2015)

Como se puede ver, cualquiera de los puertos del dispositivo puede usarse como entrada, a partir del puerto de entrada siempre se tendrá dos puertos de salida y un puerto aislado. El reparto de potencia entre los dos puertos de salida se definirá mediante el coeficiente de acoplamiento, que indicó que fracción de la potencia de entrada pasa a la salida acoplada.

### 2.5.1 Parámetros S de una red de cuatro puertos

La matriz de parámetros S para una red de cuatro puertos se define como:

$$|S| = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

Una red de cuatro puertos puede ser simultáneamente recíproca, sin pérdidas y con sus cuatro puertos adaptados

- Si la red es adaptada:  $S_{ii} = 0$ , esto es  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$
- Si la red es recíproca, es decir, no contiene elementos activos y es pasiva, entonces los  $S_{ij} = S_{ji}$ , lo que implica que la matriz de parámetros S es igual a su transpuesta.
- Si la red no tiene pérdidas, la potencia entrante y saliente, con generadores arbitrarios, ha de ser la misma, por lo que la matriz de parámetros S es unitaria, esto es que  $S = S^T$ , donde I es la matriz identidad 4x4. Se puede ver en el punto 2.4.1, que esta asunción deriva en varias relaciones que llevan a que  $S_{14} = S_{23} = 0$ ,  $|S_{13}| = |S_{24}|$ ,  $|S_{12}| = |S_{34}|$

Considerando todas las características del acoplador se obtiene la matriz de parámetros S para una red de cuatro puertos, recíproca, sin pérdidas y adaptada es:

$$|S| = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}$$

$$|S| = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\varphi} \\ \beta e^{j\theta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\varphi} & \alpha & 0 \end{bmatrix}, S_{14} = S_{23} = \alpha, S_{13} = \beta e^{j\theta} \text{ y } S_{24} = \beta e^{j\theta}$$

Para que S sea unitaria, es decir, que no hay pérdidas, debe ocurrir que  $\alpha^2 + \beta^2 = 1$ , lo que implica que  $\Phi + \theta = (2n+1)\pi$ , por lo que se presenta dos tipos:

- Acoplador simétrico,  $\Phi = \theta = \pi/2$ , desfase de  $90^\circ$  entre señales de salida

$$|S| = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

- Acoplador anti simétrico,  $\Phi = \pi, \theta = 0$ , desfase de  $180^\circ$  entre señales de salida

$$|S| = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & -\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ -\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

A partir de los parámetros S se puede definir las características que determinan un acoplador direccional, como son:

- Coeficiente de acoplamiento, indica la fracción de la potencia de entrada que se transmite al puerto acoplado:

$$C = -20 \log_{10} |S_{13}| \text{ dB} \quad (14)$$

- Directividad, indica la fracción de la potencia de entrada que se transmite al puerto directo:

$$D = -20 \log_{10} |S_{21}| \text{ dB} \quad (15)$$

- Aislamiento, indica la fracción de la potencia de entrada que se transmite al puerto aislado:

$$I = -20 \log_{10} |S_{41}| \text{ dB} \quad (16)$$

Idealmente el aislamiento será infinito y el coeficiente de acoplamiento constante en el valor de diseño en la banda de trabajo.

Los valores de  $\alpha$  y  $\beta$  se pueden definir con un valor real, debido a cuestiones de potencia, tal que:

$$\beta=c, \alpha=\sqrt{1-c^2} \quad (17)$$

Donde  $c$  es el coeficiente de acoplamiento en unidades reales. Un caso de especial interés es el de las uniones híbridas, en la que se tiene un coeficiente de acoplamiento de 3dB, con  $\alpha=\beta=\frac{1}{\sqrt{2}}$ . Otros valores típicos para el coeficiente de acoplamiento son las indicadas en la tabla 3.

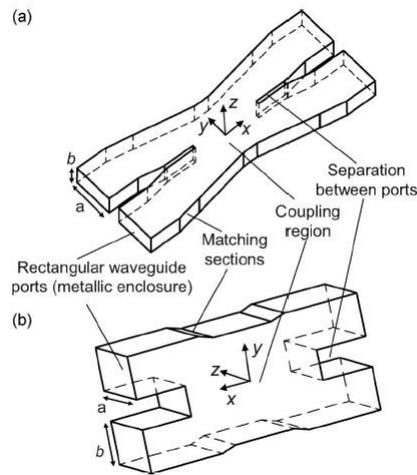
**Tabla 3**

*Coefficiente de acoplamiento típico y su traducción en fracción de la potencia de entrada en el puerto acoplado*

C [dB]	Potencia en la salida acoplada
3	1/2 de la potencia de entrada
6	1/4 de la potencia de entrada
8.5	3/8 de la potencia de entrada
10	1/10 de la potencia de entrada

**2.5.2 Acoplador direccional Riblet**

El acoplador Riblet consiste en dos guías con una pared común, el acoplamiento entre las dos guías se consigue eliminando una sección, de longitud  $L$ , de la pared común para las dos guías. La gran ventaja de estos acopladores es que son compactos, tienen un gran aislamiento y pocas pérdidas de retorno. Además, se pueden realizar en plano E o en plano H:

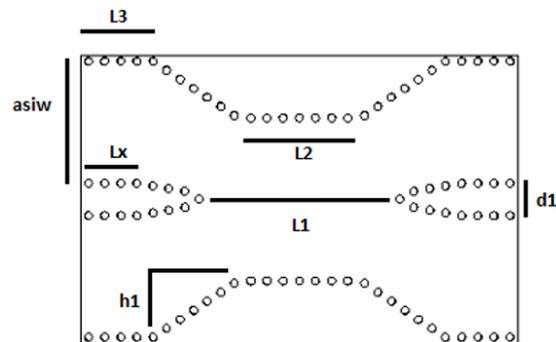


**Figura 14:** Configuraciones: (a) plano H y (b) plano E para un acoplador Riblet

Fuente: (Ruiz, Montejo, & Rebolgar, 2011)

Como se ve en la figura 14, aunque solo se elimine una sección de la pared común, se hace necesario ampliar la separación entre las dos guías, ya sea por cuestiones de diseño o por cuestiones de fabricación al tener que existir un mínimo de separación entre los puertos para poder colocar los flecos de unión de las guías rectangulares. Las hendiduras de las paredes exteriores de las guías se usan para permitir adaptar la sección de acoplo a los puertos, generalmente se usan junto con una o varias etapas de adaptadores en rampa.

En la región de acoplo existen dos planos de simetría, por lo que para describir la teoría de diseño para estos acopladores se hará uso de los modos par e impar, los cuales, serán diferentes según si el acoplador se realiza en plano E o plano H, aunque las ideas son parejas en ambos casos.

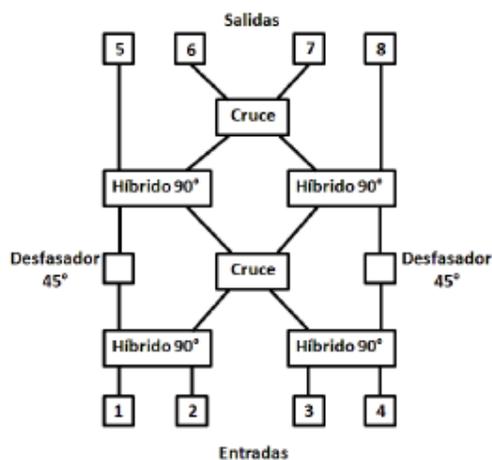


**Figura 15.** Esquema de las dimensiones utilizadas para el diseño del acoplador Riblet

Si una onda en modo TE<sub>10</sub> incide en el puerto 1, se puede considerar como la suma de las ondas del modo par e impar, ambas ondas presentan diferentes constantes de propagación en la sección de acoplo.

## 2.6 Matriz de Butler

Para el caso del estudio propuesto, se considera como circuito de desfase una matriz Butler de 4x4 puertos de entrada y salida que puede ser usado como alimentador de un circuito de antenas. Al intercambiar la excitación entre los puertos de entrada en este caso del 1 al 4, se generan las diferentes fases en cada uno de los puertos de salida que son 5 al 6 de igual amplitud, para una matriz de 4x4. La señal con diferentes fases existente en los puertos de salida de la matriz Butler permite alimentar directamente el arreglo de antenas lo que al final produce el patrón de haz direccionado requerido. (Cabrera, 2008) En la Figura 16 se muestra una configuración esquemática típica para una matriz Butler de 4x4.



**Figura 16.** Matriz Butler 4x4 Típica  
Fuente: (Pascual, 2012)

En general, una Matriz Butler está conformada típicamente por tres tipos de componentes principales, Acopladores híbridos de 90° o de 180°, desfases de 45° y cruces (o crossovers). Para este caso de estudio se escogieron Híbridos de 90° o también denominados de cuadratura y cruces conformados por acoplador de 0 dB y desfases de 45°. Basados en acopladores en guía de onda rectangular. Todos estos componentes anteriormente mencionados fueron diseñados y

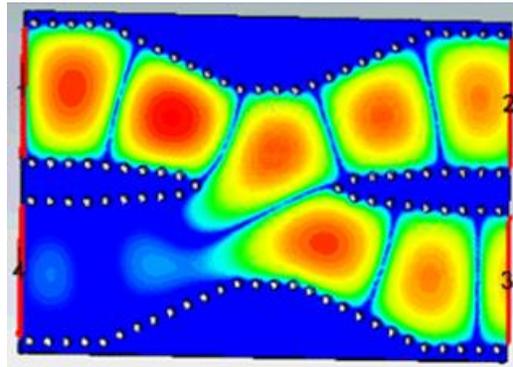
optimizados con tecnología SIW. Para un arreglo lineal de 4 elementos en un principio con componentes ideales, una matriz Butler de 4x4 produce las fases. En la siguiente imagen se detallan cada uno de los componentes diseñados en la Matriz Butler.



**Figura 17.** Esquema de una matriz de Butler y la distribución de puertos usada en esta investigación

### 2.6.1 Acoplador direccional Híbridos de 90° (Cuadratura).

Come se mencionó en el capítulo 2.5, este tipo de elementos, un acoplador híbrido ideal es un dispositivo que cuenta con cuatro puertos con propiedades que son descritas a través de su matriz de Scattering. Donde la matriz describe su comportamiento partiendo de la relación de voltajes de entrada y de salida en cada puerto, en condiciones de acoplamiento. En particular, el híbrido de cuadratura ante una señal incidente en el puerto uno produce un desfase en los puertos de salida de 90°,  $\angle S_{31} = \angle S_{21} + 90^\circ$  mientras que el cuarto puerto, este permanece aislado, como se muestra en la figura 18. También se los denomina acopladores direccionales de 3 dB, debido a que tiene dirección de entrada y salida la señal de RF y se produce adicionalmente una distribución de potencia de 3 dB a cada puerto lo que indica la mitad de la potencia, en sus puertos 2 y 3, representado por la constante  $1 = \frac{1}{\sqrt{2}}$  en notación de voltajes.

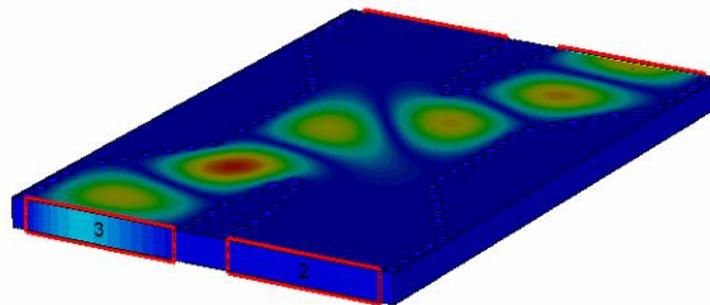


*Figura 18.* Acoplador direccional de 3dB

### 2.6.2 Cruces (Crossovers).

La función principal de un cruce dentro de una matriz Butler es la de permitir el cruce físico de las señales electromagnéticas manteniéndolas aisladas unas de otras. También llamadas acopladores direccionales de 0 dB basado en el acoplador direccional de -3dB. (Cabrera, 2008)

La matriz Scattering o parámetros S de este tipo de componente muestran que al entrar una señal por el puerto uno, ésta sale por el puerto tres, mientras que los puertos dos y cuatro permanecen aislados como se puede observar en figura 19. Así mismo, si entra una señal por el puerto cuatro, ésta se presenta en el puerto dos con un desfase de  $90^\circ$ , mientras los puertos uno y tres permanecen aislados. Lo último que se menciona es debido a que el acoplador es simétrico y por tal razón se comporta de igual manera en cada uno de los puertos.

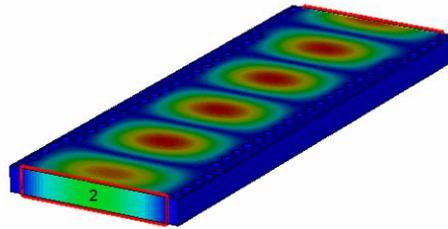


*Figura 19.* Acoplador direccional de 0dB

### 2.6.3 Desfasadores 45°.

Una matriz Butler 4x4 ideal requiere de dos desfasadores de 45°, los cuales son necesarios para obtener las diferencias de fase requeridas en las salidas. (Cabrera, 2008). Se tiene tres técnicas de implementación de desfasadores en Microstrip de donde se tomó como base para este trabajo, el retardo por Longitud Lx, la “Stepped Broadband” y las líneas de Schiffman. Las últimas dos técnicas producen mejoras en el ancho de banda operacional de la matriz Butler.

Se tomó la primera técnica que se base en que cualquier Lx de cierta longitud de bajas pérdidas, produce un desfase en comparación con otro Lx con otra longitud de referencia. Por facilidad y diseño, ésta fue la técnica que se consideró para los desfasadores.



*Figura 20.* Desfasador de 45°

## CAPÍTULO III

### MATERIALES

En el presente capítulo se describe el hardware y Software que se utilizó para realizar las simulaciones y optimizaciones de los dispositivos finales, así como también la utilidad del software Matlab, se menciona además el tipo de conectores que se utiliza en el dispositivo implementado, los sustratos utilizados y por último se describe el analizador vectorial, fundamental para las mediciones en las bandas de frecuencias utilizadas.

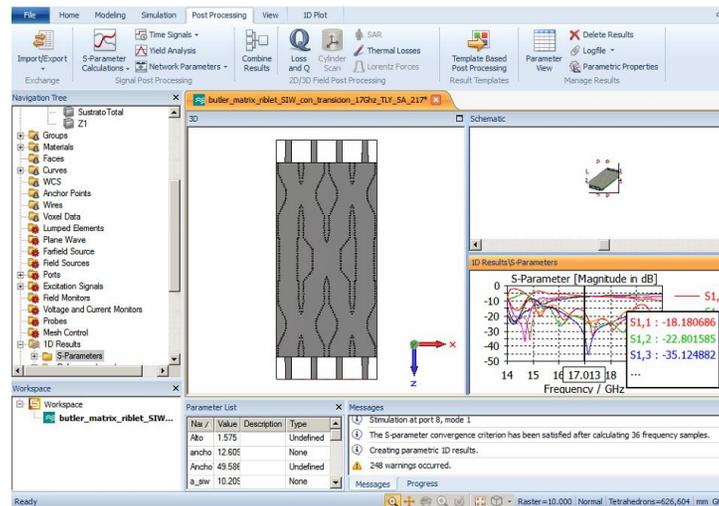
#### **3.1 Software: CST STUDIO SUITE**

CST desarrolla CST STUDIO SUITE, un paquete de software de alto rendimiento para la simulación de campos electromagnéticos en todas las bandas de frecuencia.

Obtener el diseño correcto por primera vez es lo ideal para el desarrollo de dispositivos de RF por lo que con prototipos virtuales la simulación electromagnética puede ayudar a reducir los ciclos de iteración de diseño. La simulación permite que los sistemas y componentes sean analizados y optimizados en su entorno desde la primera etapa de desarrollo. Esto puede hacer que el proceso de diseño sea más rápido, reduciendo implementación en costos y tiempo de comercialización.

- **Interfaz de Usuario de CST**

Como parte complementaria al, CST STUDIO SUITE dispone de la herramienta esquemática, basada en bloques, mediante la cual se puede simular circuitos y sistemas complejos a partir de elementos simples.



**Figura 21.** Interfaz de Usuario CST Studio Suite

CST es compatible con la automatización OLE (Object Linking and Embedding), la cual permite que la simulación y una gran cantidad de funciones sean controlados a través de aplicaciones externas entre las que se resaltan Excel y Matlab, extrayendo datos automáticamente los cuales se analizarían posteriormente. (Bartsch, 2007)

### 3.2 Software: Matlab

El software Matlab es ampliamente utilizado en el campo de la ingeniería, tiene un entorno diseñado para el análisis iterativo y los algoritmos de diseño con un lenguaje de programación por medio de matrices y arreglos. (MathWorks, 2017)



**Figura 22:** Interfaz Matlab  
Fuente: (MathWorks, 2017)

El software Matlab tiene innumerables funciones y utilidades, en la presente investigación se centra en el uso de matrices y arreglos para expresar gráficamente los resultados de las simulaciones de la matriz de Butler y acopladores direccionales, permitiendo así una comparación y análisis

detallado de las gráficas obtenidas. Entre las funciones más utilizadas de Matlab se puede mencionar la representación de datos, creación de interfaces de usuario (GUI), comunicación entre otros programas y creación de funciones y algoritmos.

Por medio de Matlab, se puede importar ficheros con formato .txt, .s2p y .s1p, los que típicamente genera CST y el analizador vectorial, para ser graficados e interpretados.

### **3.3 Hardware:**

Durante la implementación y fabricación de la matriz de Butler los materiales utilizados intervienen de manera notoria en las pérdidas, siendo uno de los principales factores que se debe tener en cuenta para el diseño. También el correcto funcionamiento de los diseños depende mucho de los materiales utilizados en su creación, estos materiales deben ser capaces trabajar por sobre la frecuencia de diseño. Observando esta problemática, el proceso de seleccionar correctamente cada material evita problemas en el diseño y posterior implementación;

Durante este proyecto se seleccionó materiales que cumplan a cabalidad las necesidades del diseño para llegar a un punto de estabilidad eléctrica y mecánica de funcionamiento.

#### **2.5.1. Conectores RF tipo SMA 3.5 mm (SubMiniature versión A)**

Los conectores SMA 3.5 mm se los conoce como conectores coaxiales para RF, son de semi precisión para alta frecuencia, proveen resultados fiables en los sistemas de Radio Frecuencia. La impedancia característica de los conectores SMA es de  $50 \Omega$ , y a la vez que tienen un bajo coeficiente de reflexión. Usualmente los conectores transmiten la señal hasta los 18 GHz, pero existen conectores de 3.5 mm que pueden trabajar frecuencia de hasta 40 GHz.

En el presente proyecto, para la construcción de la matriz de Butler, se utilizaron conectores 3.5 mm, tipo hembra como se indica en la Figura 23, los cuales fueron soldados en la placa de sustrato dieléctrico (PCB), estos conectores SMA son de cinco patas.



*Figura 23.* Conectores SMA hembra

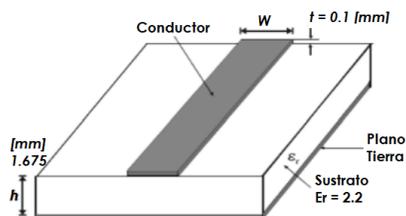
### 2.5.2. Sustrato Roger RT/Duroid 5880

Como paso inicial para realizar el diseño de cada uno de los componentes que se está tratando en esta investigación se debe seleccionar un sustrato adecuado. Este sustrato está constituido por un material dieléctrico, que modifica el desempeño eléctrico de los dispositivos de RF. Existen varias características del sustrato que deben ser tomadas en cuenta:

- Constante dieléctrica.
- Tangente de pérdidas (variación temperatura y frecuencia).
- Coeficiente de temperatura.
- Homogeneidad.

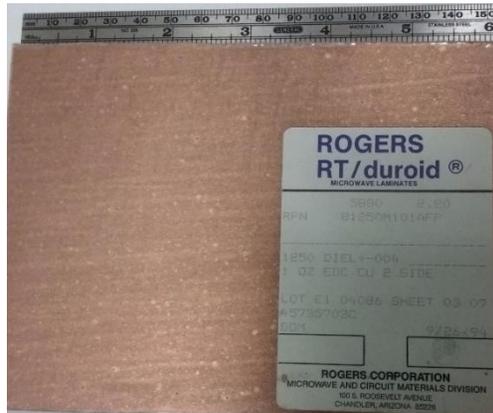
Comúnmente se encuentran valores de constantes dieléctricas en el rango de  $1 \leq \epsilon_r \leq 15$ , tomando en cuenta que los valores  $\epsilon_r \geq 5$  son sustratos gruesos con constantes dieléctricas bajas, esto debido a que existen menores pérdidas y un ancho de banda mejor. Para el diseño e implementación se utilizó el sustrato RT/duroid 5880, se utiliza para aplicaciones desarrolladas en la banda K, ya que su rango de frecuencia de trabajo es de 86 a 40 GHz.

Los compuestos RT/duroid 5880 de fibra de vidrio reforzados de PTFE, están diseñados para aplicaciones de circuitos de banda estrecha, las microfibras orientadas aleatoriamente dan como resultado una uniformidad de constante dieléctrica excepcional. La constante dieléctrica es uniforme de panel a panel y es constante en una amplia gama de frecuencias, su bajo factor de disipación extiende la utilidad de los laminados RT/duroid 5880 a la banda Ku y superiores. Además posee como ventaja la facilidad de corte, pudiendo así dar forma y mecanizarlos según el diseño a usar, así también son resistentes a todos los disolventes y reactivos, calientes o fríos, que normalmente se utilizan en el grabado de circuitos impresos o en los bordes y agujeros. (Rogers Corporation , 2017)



**Figura 24.** Representación Duroid 5880 RT Rogers

El sustrato RT/duroid 5880 también se puede revestir con hojas de cobre laminadas para usar en aplicaciones electromagnéticas más críticas. Adicionalmente se pueden especificar revestimientos con placas de aluminio, cobre o latón. (Rogers Corporation , 2017)



*Figura 25.* Láminas de alta frecuencia RT/duroid 5880 marca ROGERS

### 2.5.3. Características sustrato RT/duroid 5880

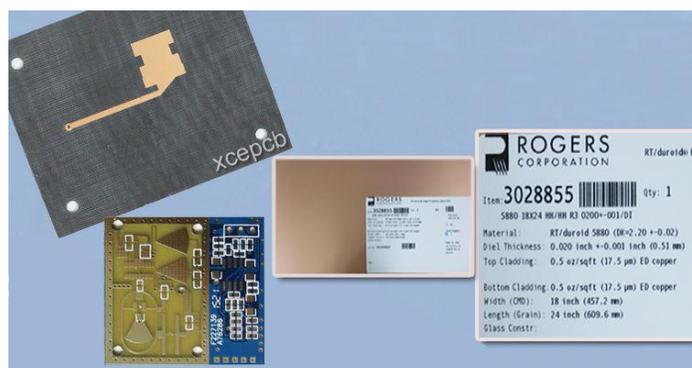
Dentro de las características destacadas están las siguientes:

- Pérdidas eléctricas más baja al usar el material de PTFE reforzado.
- Baja absorción de humedad.
- Isotrópico
- Propiedades eléctricas uniformes en un ancho de banda determinando.
- Excelente resistencia química.
- Capacidad de corte y modelamiento aplicable a distintas necesidades de formas y diseños.

Tomando en cuenta que es un sustrato de alta frecuencia y trabajando en la banda K, en la tabla 4 se especifican propiedades de RT/duroid 5880 y sus valores típicos, estas propiedades serán tomadas en cuenta durante la construcción y medición de los acopladores direccionales y de la matriz de Butler, debido a su estrecha relación con los resultados a obtenerse en la construcción de acopladores se seleccionó este sustrato evaluando propiedades como son frecuencia, constante dieléctrica, factor de dispersión, resistencia en la superficie, resistencia en el volumen.

El sustrato Roger Duroid 5889, Figura 25, es un compuesto de PTFE, o más conocido como politetrafluoroetileno, es un polímero similar al polietileno reforzado con microfibras de vidrio, generalmente usado para trabajar en frecuencias superiores a los 10 GHz. Las microfibras del compuesto están orientadas al azar, con lo que se logra una constante dieléctrica ideal para el trabajo en altas frecuencias. (Rogerscorp, 2017)

La constante dieléctrica es la más baja de los sustratos en el mercado actual, y a su vez la baja pérdida dieléctrica hace de esta placa la adecuada para trabajar con alta frecuencia y anchos de banda grandes, donde la dispersión y las pérdidas son mínimas. Las láminas de sustratos Roger RT/Duroid 5880 son utilizadas ampliamente en la realización de antenas comerciales de banda ancha, circuitos microstrip y stripline, aplicaciones de onda milimétrica, sistemas de radares militares, sistemas de misiles guiados y antenas de radio digital punto a punto.



**Figura 26.** Sustrato Roger RT/Duroid 5880  
Fuente: (Rogerscorp, 2017)

**Tabla 4**

*Parámetros del Sustrato Roger 5880*

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
<b>Ruptura Dieléctrica</b>	>50 kV
<b>Índice de Temperatura</b>	150°C
<b>Constante Dieléctrica (<math>\epsilon</math>)</b>	2.2 ± 0.02
<b>Tangente de Pérdidas (<math>\delta</math>)</b>	0.0004 - 0.0009
<b>Espesor estándar</b>	1.575 mm
<b>Rango de Frecuencias</b>	8GHz-40GHz

### 3.4 Analizador Vectorial

Para la medición de los resultados y pruebas de los prototipos de Divisores de Potencia Tipo T Truncados, se utilizó un analizador de redes de dos puertos N9918A de la marca Keysight Technologies, es un equipo que está enfocado en medir los parámetros *Scattering* y la impedancia.

Las características más sobresalientes del equipo de medición son:

- El rango de frecuencias de trabajo es de 5KHz hasta los 26.5GHz
- La precisión en la amplitud es de  $\pm 0,6$  dB
- Los límites de Temperatura ambiente soportados son desde los  $-10^{\circ}\text{C}$  hasta los  $55^{\circ}\text{C}$
- Un rango libre de espolones  $\geq 105\text{dB}$
- Puede trabajar como analizador de espectros, medidor de potencia, voltímetro vectorial, y otras funciones.
- Su peso es de 6.6libras



**Figura 27.** Analizador Vectorial N9918A

Fuente: (KeysightTechnologies, 2016)

## CAPÍTULO IV

### DISEÑO, ELABORACIÓN Y RESULTADOS

En el presente capítulo se indican el procedimiento para el diseño y construcción del prototipo de la Matriz de Butler mediante acopladores direccionales y desfasadores de 45 grados en la banda K; desde los diseños en CST Microwave Studio, ADS, medidas con el analizador vectorial N9918A y los resultados usando Matlab para el análisis.

#### **4.1 Diagrama de bloques para el desarrollo Proyecto de investigación.**

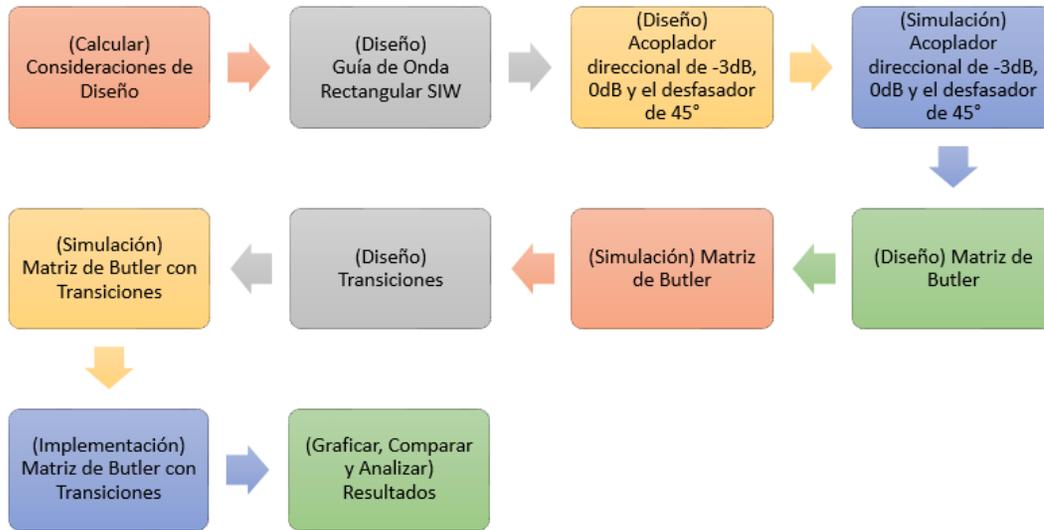
En la Figura 28 se detalla el proceso de desarrollo del proyecto de investigación. Este proyecto inicia con el diseño de una guía de onda rectangular (estándar WR-51) a continuación mediante las fórmulas antes expuestas usando la herramienta CST STUDIO SUITE se adapta a una guía de onda integrada en sustrato SIW, se realiza la simulación y verificación que cumpla con los parámetros establecidos frecuencia de trabajo.

En la segunda etapa, en el desarrollo del proyecto de investigación en base al diseño de la guía de onda integrada en sustrato, está el diseño del acoplador direccional de -3dB estableciendo previamente las características y tomando en cuenta su matriz de parámetros S, necesarios para su diseño, una vez obtenido los parámetros del primer diseño se procede a realizar el diseño de 0dB junto al desfasador de 45 grados, se realizara la simulación y verificación de cada componente.

En la tercera etapa del proyecto se toma los dispositivos antes diseñados (acoplador direccional de -3dB, 0dB y el desfasador de 45) para diseñar la matriz de Butler que se procederá a simular para verificar el correcto funcionamiento y cumplimiento de los parámetros del mismo. Luego se procede a realizar la adaptación de impedancias o más conocida como transición a microstrip, luego se procede a la respectiva simulación y verificación de la matriz de Butler.

Como etapa final del proyecto se tiene la creación del Gerber de la matriz de Butler usando SIW incluyendo las transiciones mediante el uso del software ADS, una vez obtenido se debe

implementar usando una prototipadora, el último paso en la construcción es soldar en el prototipo los conectores SMA/3,5 mm, quedando listo así el dispositivo para realizar las mediciones y la comparación con lo diseñado, simulado e implementado.



**Figura 28.** Diagrama de bloques del proceso de diseño e implementación de la matriz de Butler.

## 4.2 Especificaciones de diseño

Como objetivo de diseño se debe implementar una matriz de Butler basado en acopladores direccionales de 0dB y -3dB con una frecuencia de trabajo determinada dentro de la banda K, posterior al diseño se implementará la matriz, para así validar el dispositivo y caracterizarlo.

En base al comportamiento teórico de los acopladores Riblet, se ha propuesto el diseño de estos dispositivos en tecnología SIW para cumplir con las siguientes especificaciones eléctricas detalladas a continuación:

- Frecuencia de operación  $f_1=20 \text{ GHz}$  y  $f_2=17\text{GHz}$  (Banda K), con una tolerancia de  $\pm 0.1\text{GHz}$
- Ancho de banda igual a 5% a -20 dB del  $S_{11}$

- Acoplamiento de  $-3\text{dB}$  en los puertos de salida (puertos 2 y 3), con una tolerancia de  $\pm 0.5\text{dB}$ .
- Desfase de  $90^\circ$  entre los puertos de salida (puertos 2 y 3) con una tolerancia de  $\pm 3^\circ$ .
- Aislamiento  $\leq -20\text{dB}$  (puertos 1 y 4).

A continuación, se describen cada uno de los pasos necesarios para el diseño óptimo de los acopladores en tecnología SIW.

### 4.3 Procedimiento de Diseño

Se determina algunos pasos que son importantes para el diseño e implementación para los dispositivos que contiene una matriz de Butler (Acopladores, desfasadores).

#### 4.3.1 Selección de la guía de onda rectangular estándar

Como paso inicial en el diseño de un dispositivo en tecnología de guía de onda rectangular, se debe seleccionar la guía de onda rectangular estándar adecuada. Esta guía de onda estándar debe dejar propagar el primer modo de orden inferior  $\text{TE}_{10}$ , utilizando las dimensiones de la guía de onda estándar WR-51. Para este dispositivo y sabiendo que la frecuencia de operación es 20 GHz y su rango de frecuencias comprendido entre 15 a 22 GHz, teniendo estas dimensiones:

$$a = 12.954 \text{ [mm]}$$

$$b = 6.477 \text{ [mm]}$$

Partiendo de la ecuación (6) se puede calcular la frecuencia de corte de:  $\text{TE}_{10}$  y  $\text{TE}_{20}$ :

$$f_{c_{\text{TE}_{10}(\text{aire})}} = \frac{c}{2a} = \frac{3 \times 10^8}{2(12.954 \times 10^{-3})} = 11.57 \text{ [GHz]} //$$

$$f_{c_{\text{TE}_{20}(\text{aire})}} = \frac{c}{a} = \frac{3 \times 10^8}{(6.477 \times 10^{-3})} = 23.14 \text{ [GHz]} //$$

A partir de estos datos  $f_{c_{TE_{10}(\text{aire})}}$  y  $f_{c_{TE_{20}(\text{aire})}}$  es posible construir la carta de modos mostrada en Figura 29. Esta carta de modos ayuda a apreciar gráficamente el rango de operación de la guía de onda estándar WR-51, donde se observa el ancho de banda garantizado para la propagación en el modo fundamental  $TE_{10}$  (AB monomodo), así como el ancho de banda de trabajo de la guía. Además se incluye las frecuencias de corte para  $TE_{10}$  y  $TE_{20}$ .



**Figura 29.** Carta de modos guía de onda WR51, frecuencias de corte  $TE_{10}$  y  $TE_{20}$ .

Fuente: (KeysightTechnologies, 2016)

#### 4.3.2 Diseño guía rectangular en tecnología SIW

Una vez seleccionada la guía de onda estándar para este caso WR-51, teniendo los valores de  $a$  y  $b$ , se realiza la conversión de guía de onda estándar a guía de onda con dieléctrico. Usando la ecuación (8) para el cálculo de  $a_{wr}$ .

$$a_{wr} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{12.954}{\sqrt{2.2}} = 8.733[\text{mm}]$$

Al usar un  $\epsilon_r$  mayor a 1 y al ser inversamente proporcional se puede ver como  $a_{wr}$  reduce la dimensión de los dispositivos en comparación a  $a$  ( $a > a_{wr}$ ), de esta manera es posible determinar el ancho de la guía SIW mediante la ecuación (9).

Teniendo en cuenta:

d: diámetro de vías, 0.6 mm (vías disponibles en el mercado)

p: espaciamiento entre vías, 1.2 mm

$$a_{\text{siw}} = a_{\text{wr}} + \frac{d^2}{0.95p} = 7.20 + \frac{0.6^2}{0.95 \times 1.2} = 9.049[\text{mm}]$$

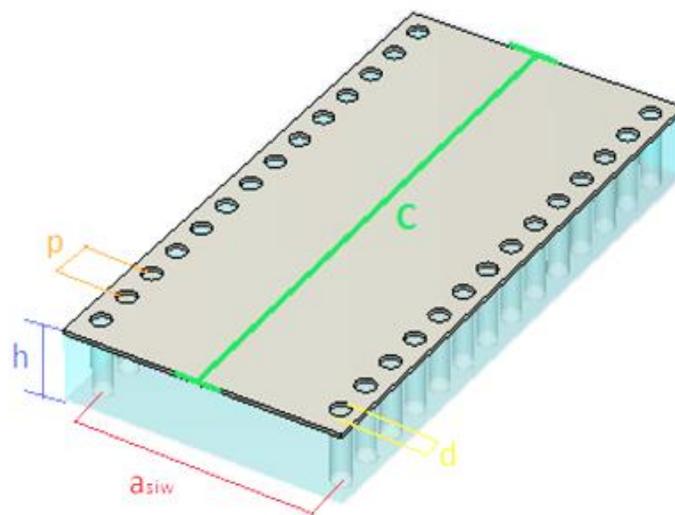
El último parámetro necesario para el diseño de la guía de onda es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de diseño, la cual se obtiene con la siguiente fórmula:

$$\lambda_{\text{STE10}} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - (f_{\text{CSIW10}} / f_0)^2}} \quad (18)$$

Siendo  $f_0$  la frecuencia de diseño y  $\lambda_0$  la longitud de onda correspondiente, en la banda K, tomando el siguiente valor:

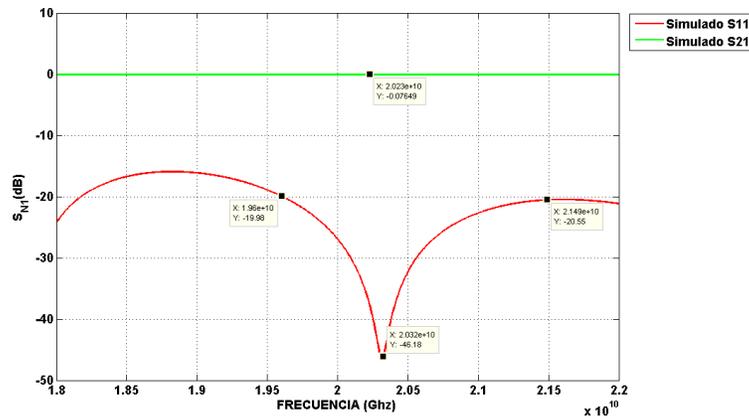
$$\lambda_{\text{STE10}} = 20.262 \text{ mm}$$

Teniendo estos datos se construye la guía de onda rectangular en tecnología SIW, lambda medios usando el software CST Microwave Studio como se puede observar en la Figura 30.



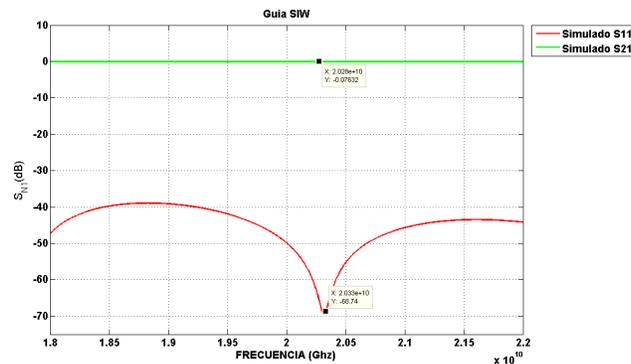
**Figura 30.** Diseño de guía rectangular SIW en CST.

### 4.3.3 Resultados de simulación de guía SIW en CST.



**Figura 31.** Parámetros S guía SIW simulada en CST.

En la Figura 31 se muestra los resultados de la guía SIW simulada, donde se encuentran los parámetros S<sub>11</sub> pérdidas de retorno y S<sub>21</sub> acoplamiento desde el puerto 1 hasta el puerto 2. En la simulación de la guía SIW representada por los valores de diseño, Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20 GHz con -48.18 dB. En la Figura 32 se obtiene el valor del ancho de banda para S<sub>11</sub> < -20 dB:



**Figura 32.** Ancho de Banda para guía SIW utilizada.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 4 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{22 \text{ GHz} - 18 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 20 \%$$

#### 4.3.4 Diseño de acoplador direccional de -3dB en tecnología SIW

Una vez que se ha explicado el funcionamiento del acoplador que se pretende realizar se describe cuál debe ser el proceso de diseño del acoplador. El método de diseño puede ser resumido de la siguiente manera:

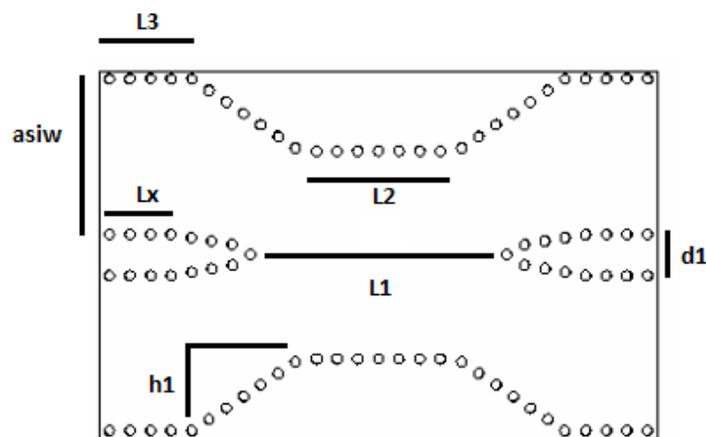
- Se utilizan las anchuras calculadas de guía rectangular equivalente y de la SIW según los valores del apartado 4.2.2.
- Se fijan los parámetros y valores del sustrato.
- Con el dieléctrico seleccionado y para la fácil optimización, se diseñan todos los componentes en forma de paredes de láminas conductoras con anchura aproximada a los agujeros o cuadrados. Después se reemplazan las láminas conductoras por agujeros.
- Tener en cuenta el fácil recambio de la estructura de la guía equivalente a la estructura SIW (agujeros metalizados).
- Optimización de la estructura de guía equivalente con dieléctrico con las condiciones de interés de obtener (especificaciones).
- Reemplazar la estructura optimizada por la estructura de agujeros metalizados con la anchura de la guía SIW.

El acoplador direccional de 90°, -3 dB en tecnología guiada deberá operar en la banda de 15 a 22 GHz alrededor de la frecuencia central de 17 y 20 GHz.

Siguiendo las especificaciones eléctricas mencionadas en el apartado 4.2.

### 4.3.5 Cálculo de los parámetros para el acoplador direccional de -3dB en la fc de 17GHz y 20GHz.

A partir de los parámetros de diseño, se parte de la guía de onda en la tecnología SIW, dentro de los parámetros más importantes para el diseño están los siguientes:  $L1$ ,  $Lx$ ,  $L3$ ,  $a_{SIW}$ ,  $L2$ ,  $h1$ ,  $d1$ . Uno de los parámetros más importantes es la longitud de onda para la frecuencia de diseño, en la guía SIW ( $\lambda_{sTE10}$ ).



*Figura 33.* Parámetros para acoplador direccional.

#### 4.3.5.1 Cálculo de $Lx$ y $L3$

Para calcular las dimensiones de  $Lx$  y  $L3$ , se debe calcular el ángulo de la velocidad de grupo del modo TE<sub>10</sub> a las frecuencias extremas en la guía rectangular a 22 GHz según la ecuación (19) y a 18 GHz según la ecuación (20). Una vez obtenido el valor de los ángulos se hallan las longitudes donde se muestra claramente que  $L3$  depende de la frecuencia inferior de la banda, ya que su longitud de onda es la mayor de todas, mientras que  $Lx$  depende de la frecuencia superior de la banda ya que su longitud de onda es la menor de todas. En la Figura. 34 se muestra un esquema de las longitudes de entrada del híbrido a calcular y las componentes de la velocidad de grupo.

$$\lambda_{fmin} = \frac{\lambda_0 min}{\sqrt{Er - \left(\frac{\lambda_0 min}{2 awr}\right)^2}}$$

(20)

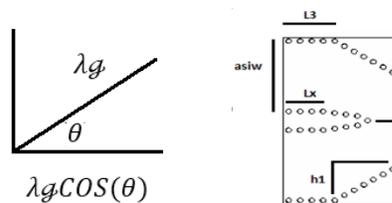
$$L3 = \frac{\lambda_0 min}{2}$$

(21)

$$\lambda_{fmax} = \frac{\lambda_0 min}{\sqrt{Er - \left(\frac{\lambda_0 max}{2x2 awr}\right)^2}}$$

(22)

$$Lx = \frac{\lambda_{fmax}}{2}$$



**Figura 34.** Parámetros para acoplador direccional.

#### 4.3.5.2 Calculo L1, L2, h1

Se calcula la longitud de onda para el modo TE10 en las frecuencias extremas de la banda, considerando la anchura del acoplo, y lo mismo para el modo TE20. Una vez obtenidas dichas longitudes, se podrá calcular el valor de la longitud de la apertura de la zona de acoplamiento L1 con la ecuación (26). En la Figura. 35 se muestra la zona de acoplamiento

(23)

$$\lambda_{gfcTE10} = \frac{\frac{c}{f}}{2 \sqrt{Er - \left[ \frac{\frac{c}{f}}{2.2(awr + dl)} \right]^2}}$$

(24)

$$\lambda_{gfcTE20} = \frac{\frac{c}{f}}{2 \sqrt{Er - \left[ \frac{\frac{c}{f}}{2(awr + dl)} \right]^2}}$$

(25)

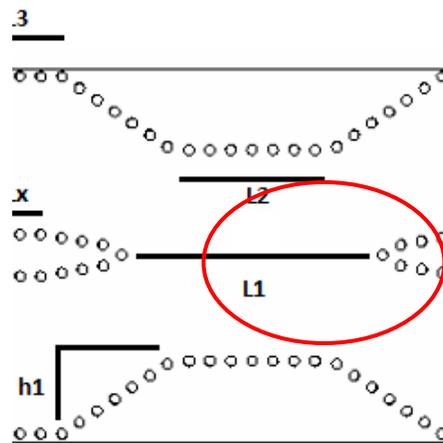
$$2\pi L_{1_1} \left( \frac{1}{\lambda_{gfcTE10}} - \frac{1}{\lambda_{gfcTE20}} \right) - \frac{\pi}{2} = 0$$

(26)

$$L2 = L1_1 - 2(L3 - Lx)$$

(27)

$$h1 = \frac{2\sqrt{Er} * awr - \frac{c}{f_{max}}}{4\sqrt{Er}}$$



**Figura 35.** Región de acoplamiento del Híbrido.

En la región de acoplamiento, las longitudes de onda del modo fundamental impar TE<sub>10</sub> y del modo par TE<sub>20</sub> de la frecuencia más baja son mayores que a la frecuencia más alta. Se considera que el desfase ideal entre las salidas, la directa y la acoplada, es de 90 grados. Pero para el proceso de optimización se fija que el desfase tenga un margen de 85 grados a 95 grados, es decir un error de desfase de  $90 \pm 5^\circ$  en toda la banda de interés.

Para calcular la dimensión L<sub>2</sub> en la región de acoplamiento y asegurarse del cálculo de L<sub>1</sub>, se considera el doble de la anchura de la guía teniendo en cuenta por el medio el ancho de la pared central. Para la anchura correspondiente a la longitud L<sub>2</sub>, se ha fijado el doble del ancho de la guía menos el doble de la altura h, que en este caso se ha fijado de valor 1.8 mm menos que la anchura de la pared central. Así salen los valores de L<sub>1</sub> y L<sub>2</sub> más exactos ya que en las ecuaciones anteriores se ha despreciado el ancho de esa pared.

Permitiendo un margen de fase de 85 grados hasta 95 grados, se logra como resultado las 10 longitudes de acoplamiento correspondientes a cada anchura en la región de acoplamiento, con desfases de  $90 \pm 5^\circ$  entre las salidas directa y acoplada.

Y sabiendo el valor de L<sub>2</sub> se puede calcular la h<sub>1</sub>.

En la tabla 5 se muestra un resumen de los valores obtenidos para cada uno de los parámetros tanto en la frecuencia central de 17 GHz y 20 GHz.

**Tabla 5**

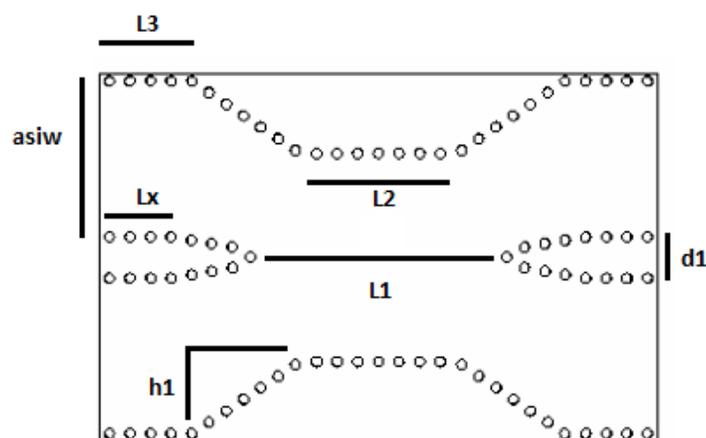
*Parámetros para el acoplador direccional de -3dB*

<b>Parámetro</b>	<b>Valor calculado [mm]</b>	
<b>f<sub>c</sub></b>	17[GHz]	20[GHz]
<b>a<sub>siw</sub></b>	10.209 [mm]	9.049 [mm]
<b>L1</b>	9.9 [mm]	8.4 [mm]
<b>L2</b>	4.2 [mm]	4.2 [mm]
<b>L3</b>	5.4 [mm]	5.4 [mm]
<b>Lx</b>	4.2 [mm]	4,2 [mm]
<b>h1</b>	3.97 [mm]	3.95 [mm]
<b>d1</b>	2.45 [mm]	2.45 [mm]

Se debe considerar el ajustar las medidas conforme se tenga el número de cilindros exactos que se puedan colocar en cada uno de los parámetros.

#### 4.3.6 Cálculo de los parámetros para el acoplador direccional de 0dB en la frecuencia de 17GHz y 20 GHz.

A partir de los parámetros de diseño del acoplador direccional de -3dB, se parte modificando los parámetros más importantes: L1 (Desplaza frecuencia de trabajo),  $a_{siw}$  (longitud de Onda), L2 y h1 (mejoran el ancho de banda). Uno de los parámetros más importantes es la longitud de onda para la frecuencia de diseño.



**Figura 36.** Parámetros para acoplador direccional de 0dB.

En la tabla 6 se muestra un resumen de los valores obtenidos para cada uno de los parámetros tanto en la frecuencia central de 17 GHz y 20 GHz.

**Tabla 6**

*Parámetros para el acoplador direccional de -3dB*

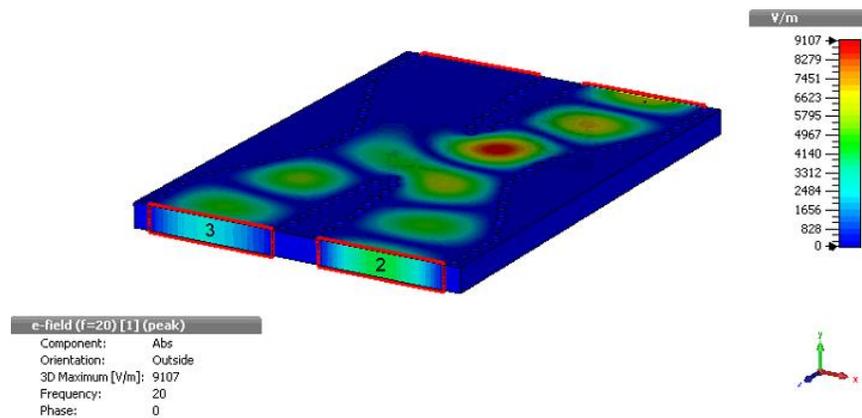
Parámetro	Valor calculado [mm]	
	17[GHz]	20[GHz]
$f_c$	17[GHz]	20[GHz]
$a_{siw}$	10.209 [mm]	9.049 [mm]
L1	16.4 [mm]	14 [mm]
L2	9 [mm]	7.8 [mm]
L3	5.4 [mm]	5.4 [mm]
Lx	3 [mm]	4.2 [mm]
h1	4.12 [mm]	3.9 [mm]
d1	1.8 [mm]	1.8 [mm]

#### 4.3.7 Resultados de simulación del diseño final del acoplador direccional de -3dB.

Luego de obtener los parámetros finales del diseño del acoplador de -3dB se procedió a simular el diseño final para la banda K a 17GHz y 20GHz en CST Microwave Studio con un rango de frecuencia comprendido entre 14 y 21 GHz obteniendo los resultados que se muestran en la sección 4.3.7.1

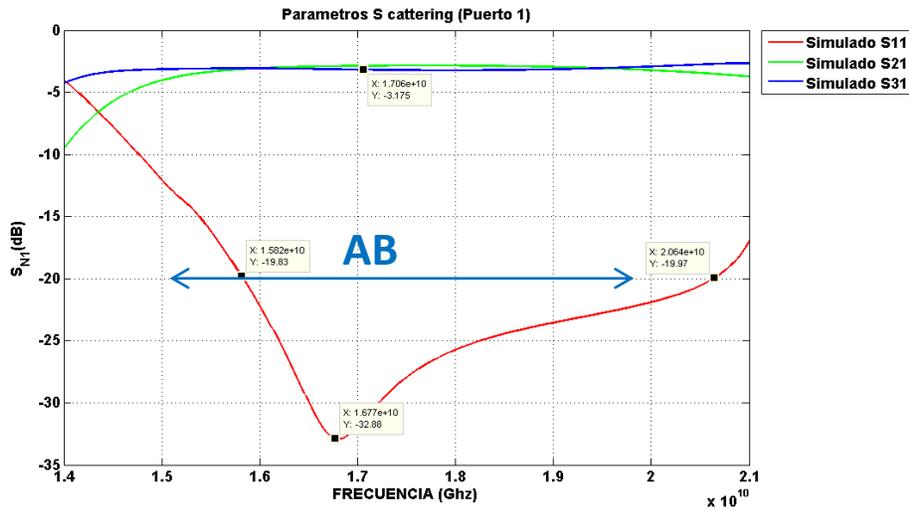
##### 4.3.7.1 Resultados simulación diseño final del acoplador direccional de -3dB a 17GHz.

En la figura 37 se muestra el Layout final del acoplador de 3dB donde se evidencia la distribución de potencia igual a los 2 puertos.



**Figura 37.** Simulación Acoplador dirección -3dB en 17GHz en el 3D CST Microwave Studio

En la Figura 38 se muestra los resultados del Acoplador dirección -3dB en SIW simulada en 17GHz del puerto 1, donde se encuentran los parámetros  $S_{11}$  pérdidas de retorno y  $S_{21}$  acoplamiento desde el puerto 1 hasta el puerto 2. En la simulación de la guía SIW representada por los valores de diseño, Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17 GHz con -32.88 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 4.82GHz:



**Figura 38.** Parámetros Scattering del puerto 1,  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 20.64 \text{ GHz} - 15.82 \text{ GHz} = 4.82 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

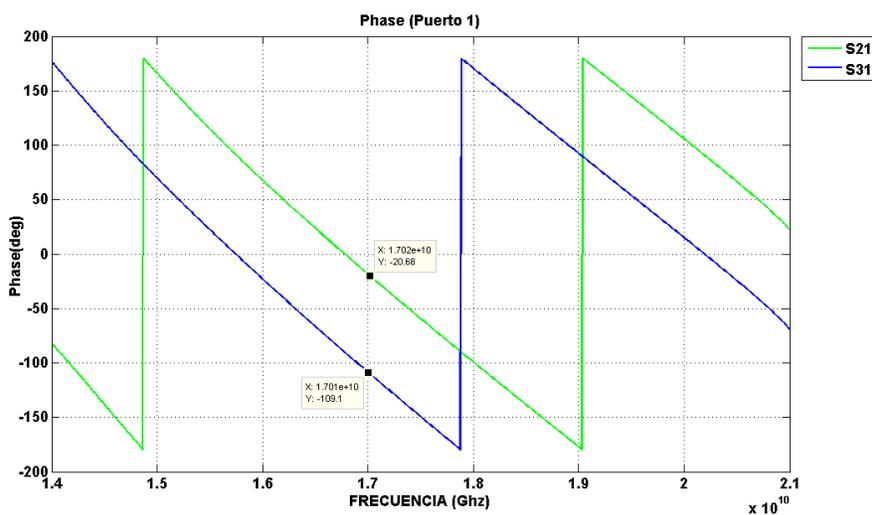
$$\%BW = \frac{f2 - f1}{f(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$\%BW = \frac{20.64 \text{ GHz} - 15.82 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 28.35 \%$$

Para las fases se tiene que en puerto 1 tienen un desfase de 88.42 grados que es un aproximado a 90 grados lo que esta teóricamente para este tipo de dispositivo considerando  $90 \pm 5^\circ$ .

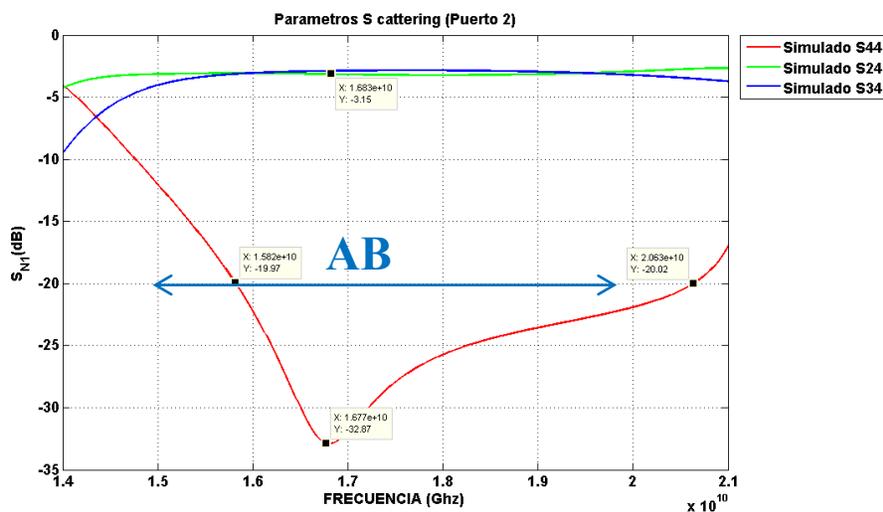
$$\text{Desfase} = \theta_2 - \theta_1$$

$$\text{Desfase} = -109.1 - (-20.68) = 88.42^\circ$$



**Figura 39.** Fases del puerto 1.

También se observa en la figura 40 los resultados del Acoplador dirección -3dB en SIW simulada en 17GHz del puerto 4, y al ser un dispositivo simétrico se obtiene resultados similares al puerto 1. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17 GHz con -32.87 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 4.81GHz: En las frecuencias de 15.82 GHz y 20.63 GHz se tiene un  $S_{11}$  de -20dB, considerando esto para el cálculo del ancho de banda.



**Figura 40.** Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda se toma en cuenta la curva de color rojo:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 20.63 \text{ GHz} - 15.82 \text{ GHz} = 4.81 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

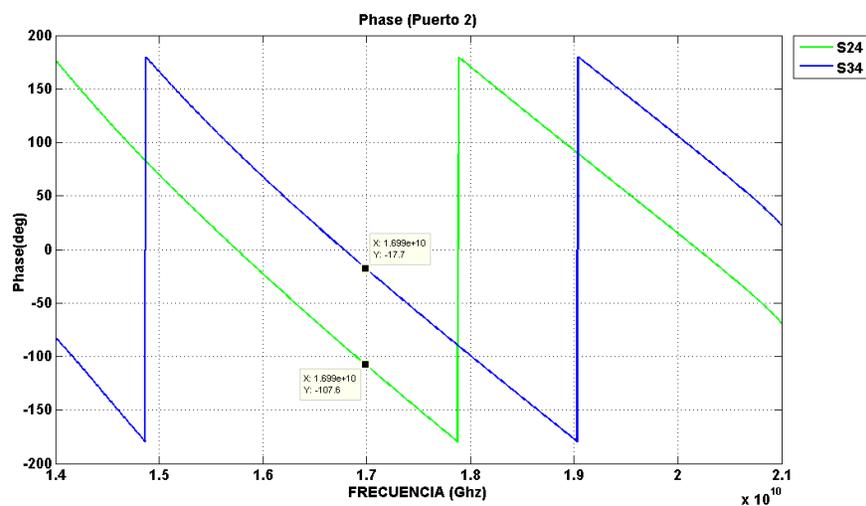
$$\%BW = \frac{f2 - f1}{f(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$\%BW = \frac{20.63 \text{ GHz} - 15.82 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 28.29 \%$$

De la misma forma se puede observar en el puerto 2 tienen un desfase de 89.9 grados que es un aproximado a 90 grados lo que esta teóricamente para este tipo de dispositivo.

$$\text{Desfase} = \theta_2 - \theta_1$$

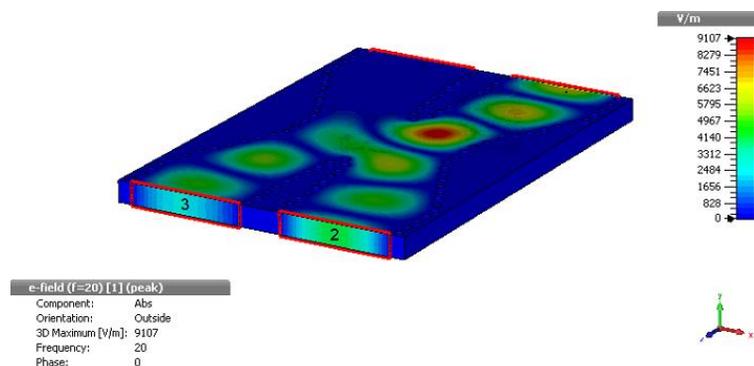
$$\text{Desfase} = -107.6 - (-17.7) = 89.9^\circ$$



**Figura 41.** Fases del puerto 2.

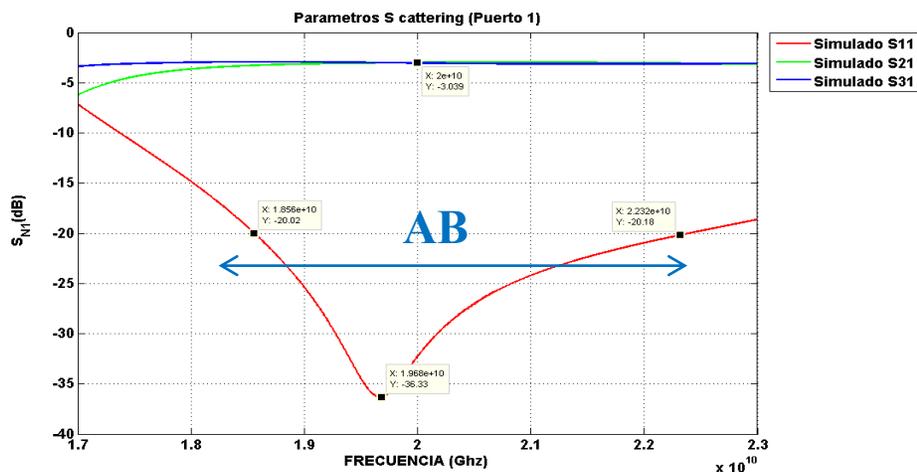
#### 4.3.7.2 Resultados simulación diseño final del acoplador direccional de -3dB a 20GHz.

En la figura 42 se muestra el Layout final del acoplador de 3dB donde se evidencia la distribución de potencia igual a los 2 puertos.



**Figura 42.** Simulación Acoplador dirección -3dB en 20GHz en el 3D CST Microwave Studio

En la Figura 43 se muestra los resultados del Acoplador direccional -3dB en SIW simulada, donde se encuentran los parámetros  $S_{11}$  pérdidas de retorno y  $S_{21}$  acoplamiento desde el puerto 1 hasta el puerto 2. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20 GHz con -36.33 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 3.8GHz. En las frecuencias de 18.56 y 22,32 GHz, se obtiene las pérdidas de retorno de -20 dB, en base a estos puertos se calcula de banda del dispositivo.



**Figura 43.** Ancho de Banda para guía SIW utilizada.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 22.32 \text{ GHz} - 18.56 \text{ GHz} = 3.8 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

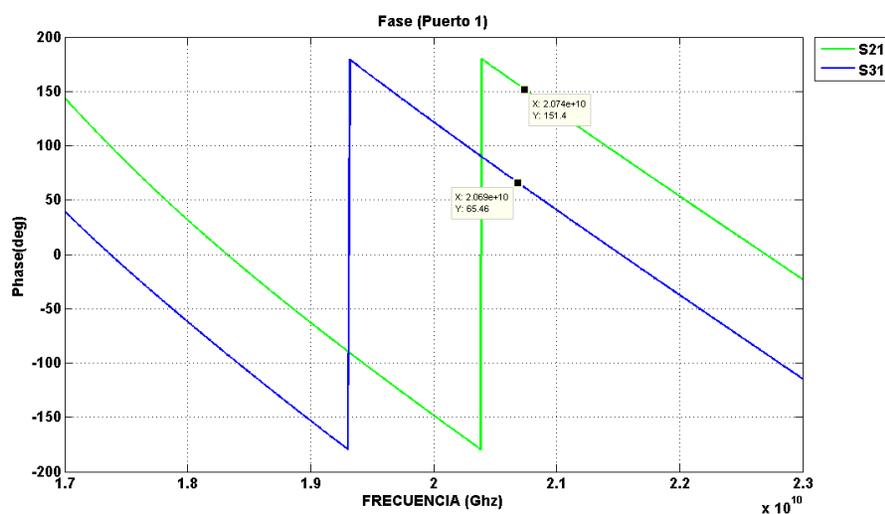
$$\%BW = \frac{f2 - f1}{f(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$\%BW = \frac{22.32 \text{ GHz} - 18.56 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 19 \% //$$

Para las fases en la figura 44 que el puerto 2 y 3 a la salida se tiene un desfase de  $85.94 \pm 5^\circ$  que es un aproximado a  $90^\circ$  lo que esta teóricamente para este tipo de dispositivo.

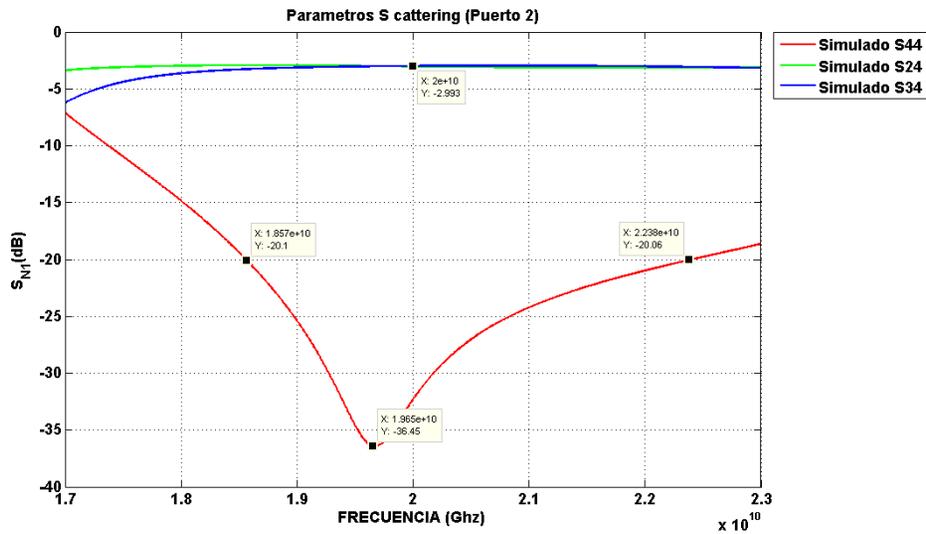
$$\text{Desfase} = \theta_2 - \theta_1$$

$$\text{Desfase} = 151.4 - 65.46 = 85.94^\circ //$$



**Figura 44.** Fases del puerto 1.

Para el puerto 4 se muestra en la Figura 45 los resultados del Acoplador dirección -3dB en SIW simulada, donde se encuentran los parámetros  $S_{11}$  pérdidas de retorno y  $S_{21}$  acoplamiento desde el puerto 4 hasta el puerto 2 y 3. En la simulación de la guía SIW representada por los valores de diseño. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20 GHz con -36.45 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para más pérdidas  $S_{11} < -20$  dB de 3.82GHz, En las frecuencias 18.57 GHz hasta 22.38 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 45.** Ancho de Banda para guía SIW utilizada puerto 4.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 22.38 \text{ GHz} - 18.56 \text{ GHz} = 3.82 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

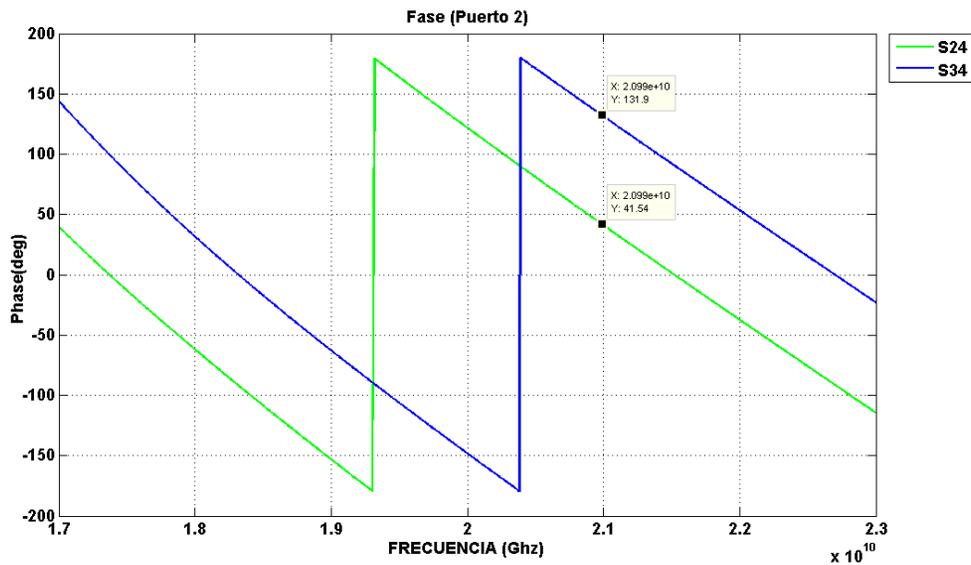
$$\%BW = \frac{f2 - f1}{f(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$\%BW = \frac{22.32 \text{ GHz} - 18.56 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 19.1 \%$$

Para las fases en el puerto 4 se tienen un desfase de 90.36 grados cumpliendo lo que se fijó en las especificaciones de diseño (Tabla de especificaciones eléctricas de acoplador direccional de 3dB y 0dB).

$$\text{Desfase} = \theta_2 - \theta_1$$

$$\text{Desfase} = 131.9 - 41.54 = 90.36^\circ$$



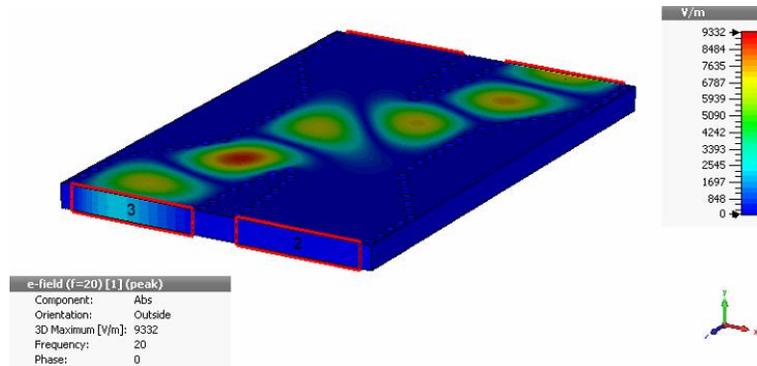
**Figura 46.** Fases del puerto 4.

#### 4.3.8 Resultados simulación diseño final del acoplador direccional de 0dB.

Luego de cumplir con las especificaciones del diseño del acoplador direccional de 3dB obtenido en ancho de banda de 20 % en el acoplador de -3dB y tener todos los parámetros para de diseño se recolecta el parámetro L1 junto con la longitud de onda, lo que permitió establecer la fc. Se simulo el diseño final para la banda K a 17GHz y 20GHz en CST Microwave Studio con un rango de frecuencia comprendido entre 14GHz y 22GHz obteniendo los siguiente resultados.

#### 4.3.8.1 Resultados simulación diseño final del acoplador direccional de 0dB a 17GHz.

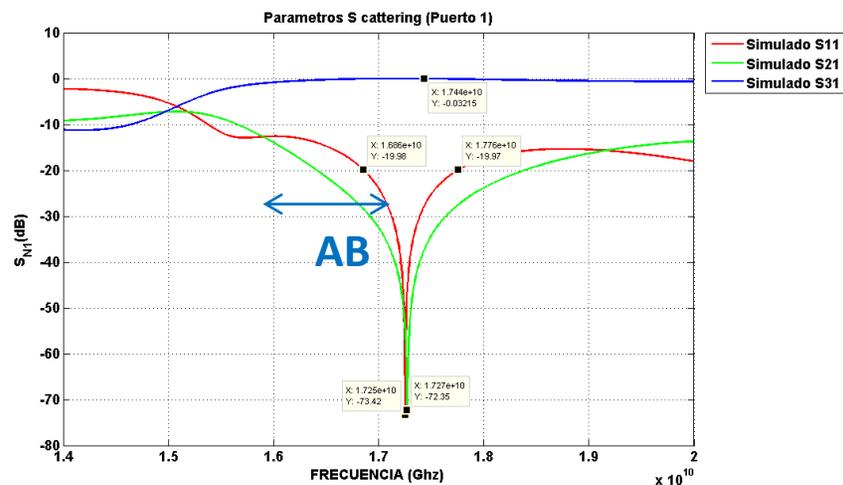
En la figura 47 se muestra el Layout final del acoplador de 0dB donde se evidencia la distribución de potencia a un solo 2 puertos.



**Figura 47.** Simulación Acoplador dirección 0dB en 17GHz en el 3D CST Microwave Studio

En la figura 48 se muestra los resultados del Acoplador dirección 0dB en SIW simulada en 17GHz del puerto 1, donde se encuentran los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  X  $S_{31}$  pérdidas de retorno y  $S_{31}$  acoplamiento desde el puerto 1 hasta el puerto 3. En la simulación de la guía SIW representada por los valores de diseño. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17GHz con -73.42 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 900Mhz.

Esta red de potencia presenta menor ancho de banda comparado con el acoplador de 3dB.



**Figura 48.** Parámetros Scattering del puerto 1.

Para una frecuencia de 16.866 GHz hasta 17.76 GHz se considera para el cálculo del ancho de banda obteniendo un 29%.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

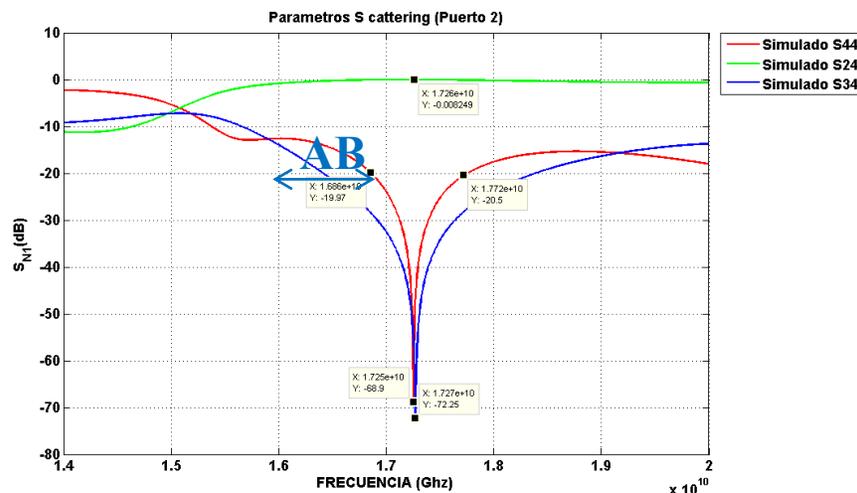
$$BW = 17.76 \text{ GHz} - 16.86 \text{ GHz} = 900 \text{ MHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{17.76 \text{ GHz} - 16.86 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 5.29 \%$$

También se puede observar en la figura 49 por puerto 4 los resultados del Acoplador dirección 0dB en SIW simulada en 17GHz del puerto 4, y al ser un dispositivo simétrico se tiene resultados similares al puerto 1. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17 GHz con -72.25 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 860Mhz. En las frecuencias 16.86 GHz hasta 17.72 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 49.** Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

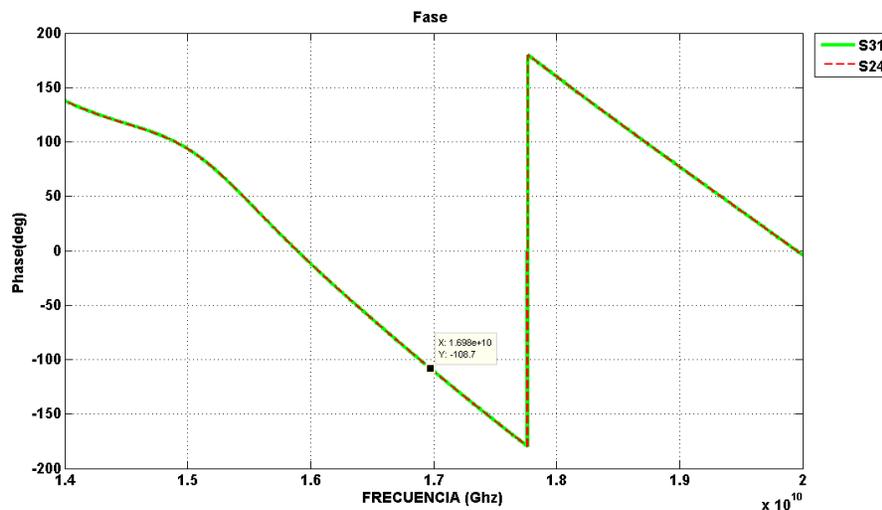
$$BW = 17.72 \text{ GHz} - 16.86 \text{ GHz} = 860 \text{ MHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{17.72 \text{ GHz} - 16.86 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 5.06 \%$$

Al ser un acoplador direccional de 0dB se puede observar en la figura 50 que las fases son las mismas en el puerto 1 como el puerto 4, que el acoplador es simétrico. Comprobando que el dispositivo es simétrico y pasa el flujo del campo eléctrico del puerto 1 al puerto 3.



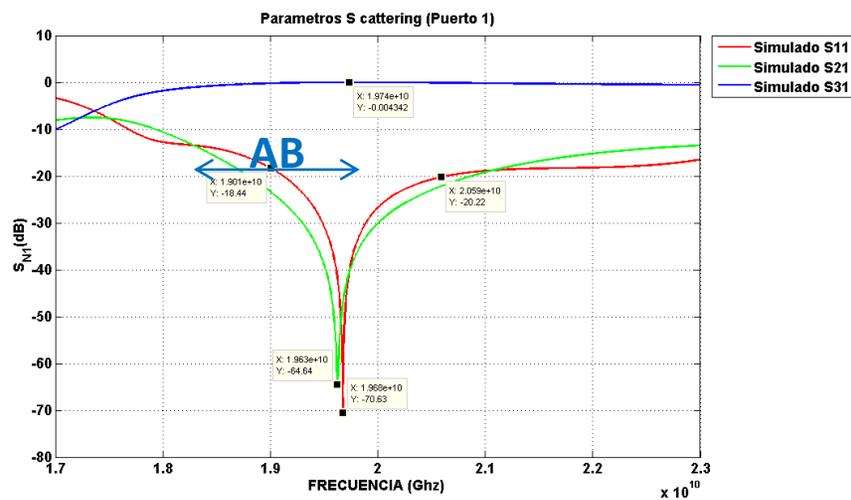
**Figura 50.** Comparación de fases entrada/salida.

#### 4.3.8.2 Resultados simulación diseño final del acoplador direccional de 0dB a 20GHz.

En la figura 51 se muestra los resultados del Acoplador dirección 0dB en SIW simulada en 20GHz, donde se encuentran los parámetros S<sub>11</sub> y S<sub>21</sub> pérdidas de retorno y S<sub>31</sub> acoplamiento desde

el puerto 1 hasta el puerto 3. En la simulación de la guía SIW representada por los valores de diseño, se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20GHz con -70.63 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 900Mhz. En las frecuencias 19.01 GHz hasta 20.59 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.

A este acoplador se lo llama crossover por la distribución de potencia, acoplando 0 dB entre el puerto 1x2, las frecuencias en las que el valor de las pérdidas de retorno son 19,01 GHz hasta 20.59 GHz.



**Figura 51.** Parámetros Scattering del puerto 1.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

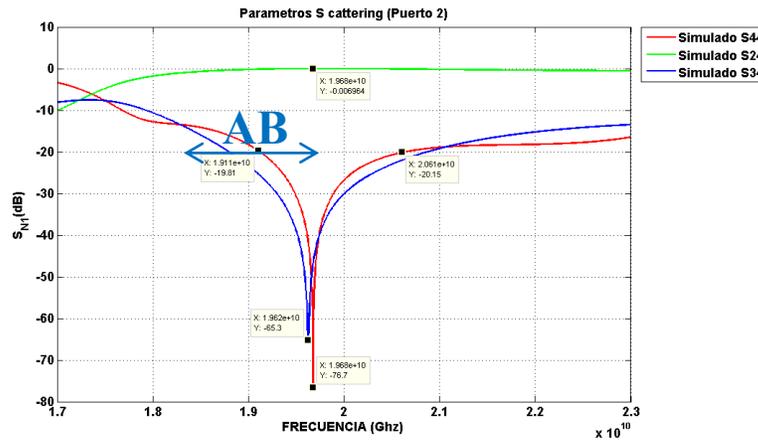
$$BW = 20.59 \text{ GHz} - 19.01 \text{ GHz} = 1.58 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{20.59 \text{ GHz} - 19.01 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 7.9 \%$$

También se puede observar en la figura 52 donde se muestra los resultados del Acoplador dirección 0dB en SIW simulada en 17GHz del puerto 4, y al ser un dispositivo simétrico obtenemos resultados similares al puerto 1. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17 GHz con -76.7 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 1.5GHz. En las frecuencias 19.1 GHz hasta 20.61 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 52.** Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

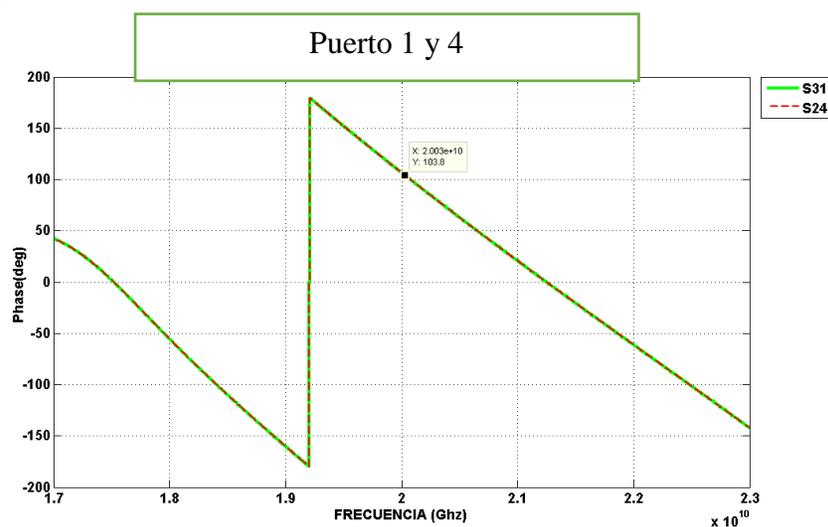
$$BW = 20.61 \text{ GHz} - 19.11 \text{ GHz} = 1.5 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{20.61 \text{ GHz} - 19.11 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 7.5 \%$$

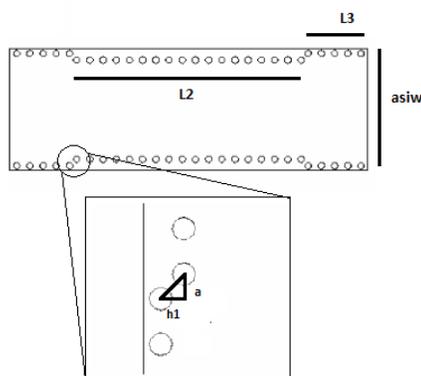
Al ser un acoplador direccional de 0dB se puede observar en la figura que las fases son las mismas en el puerto 1 como el puerto 4, ratificando que el acoplador es simétrico y que la distribución de potencia es a 0Db.



*Figura 53.* Comparación de fases de entrada/salida.

#### 4.3.9 Resultados simulación diseño final desfasador de 45°.

Se realiza el diseño de un desfasador de 45° el que permitirá obtener un desfase de 45° en comparación con otra guía sin la variación en su ancho de longitud, referencia que saldrá desde el acoplador direccional de -3dB a la entrada de otro acoplador direccional de -3dB. Para el diseño se tomó en cuenta los parámetros: L3, L2, asiw, h y a.

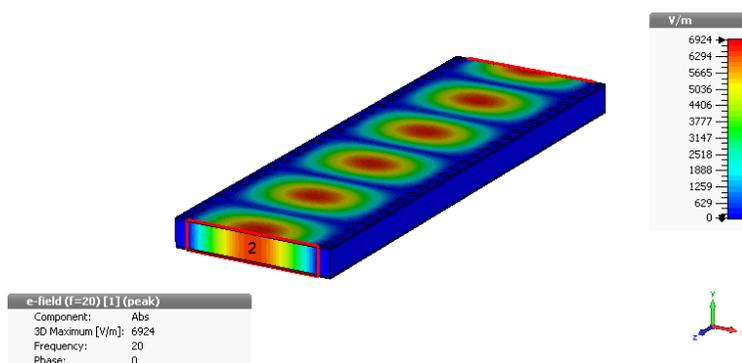


*Figura 54.* Parámetros de diseño del desfasador de 45°

Se simuló el diseño final para la banda K en CST Microwave Studio con un rango de frecuencia comprendido entre 14GHz y 22GHz obteniendo los siguientes resultados.

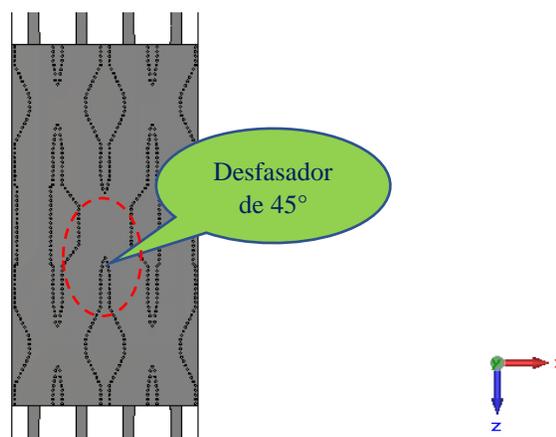
#### 4.3.9.1 Resultados simulación diseño final desfasador de 45°.

En la figura 55 se muestra el Layout final del desfasador de 45 grados.



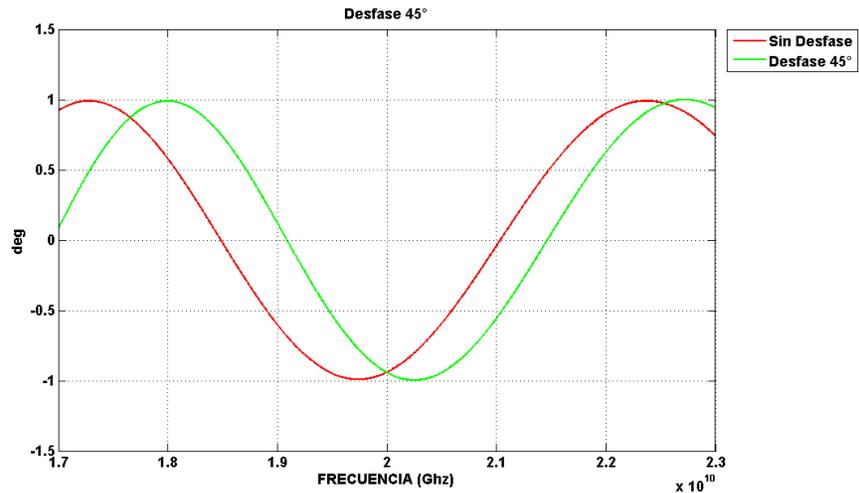
**Figura 55.** Simulación desfasador en el 3D CST Microwave Studio

En la figura 55 se muestra la simulación en 3D donde se observa la transmisión de la onda del puerto 1 al puerto 2 sin ninguna modificación en su estructura, pero como se puede observar en la figura 56 que a la salida se tiene un desfase de 45 grados que permitirá unir los dos acopladores direccionales de -3dB como se muestra en la siguiente figura. (1,3) y (2,4) acopladores de entrada con los acopladores a la salida para producir las fases finales.



**Figura 56.** Desfasadores de 45° en la matriz de Butler.

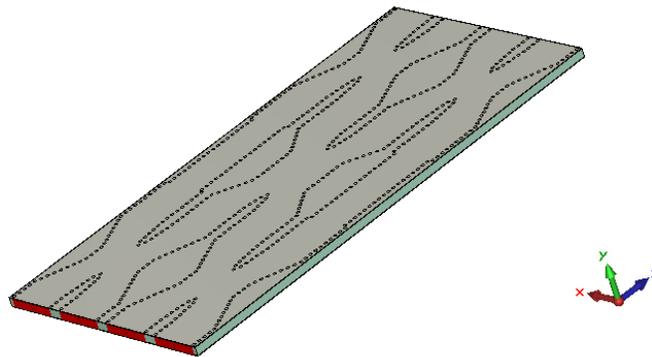
En la figura 57 se puede observar el desfase de  $45^\circ$  en comparación con otra guía SIW sin el cambio en el ancho de la guía.



*Figura 57.* Desfase de  $45^\circ$ .

#### 4.3.10 Diseño de la Matriz de Butler.

Luego de completar la fase de diseño y simulación de los acopladores direccionales tanto para  $-3\text{dB}$  y  $0\text{dB}$ , es de los desplazadores se construye la matriz de Butler uniendo los acopladores ya diseñados, como se indicó en el apartado 2.6 de esta investigación obtenido como resultado una matriz de Butler como se indica en la figura 58.

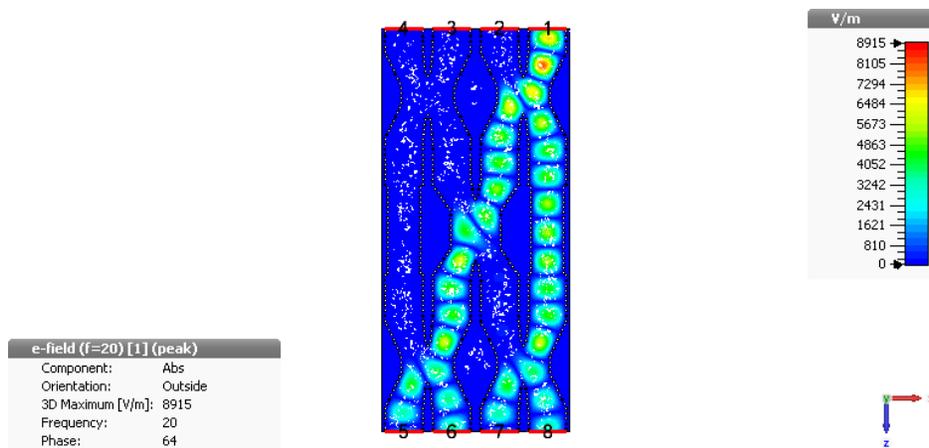


*Figura 58.* Diseño de Matriz de Butler sin Transición.

Como primer paso para evaluar el funcionamiento de la matriz de Butler se va a simular la matriz de acuerdo a la Figura 58, demostrando el Layout final donde se verifico el funcionamiento. Se simulo para la banda K a 17GHz y 20GHz en CST Microwave Studio con un rango de frecuencia comprendido entre 15GHz y 22GHz obteniendo los resultados que se presentan en las siguientes secciones.

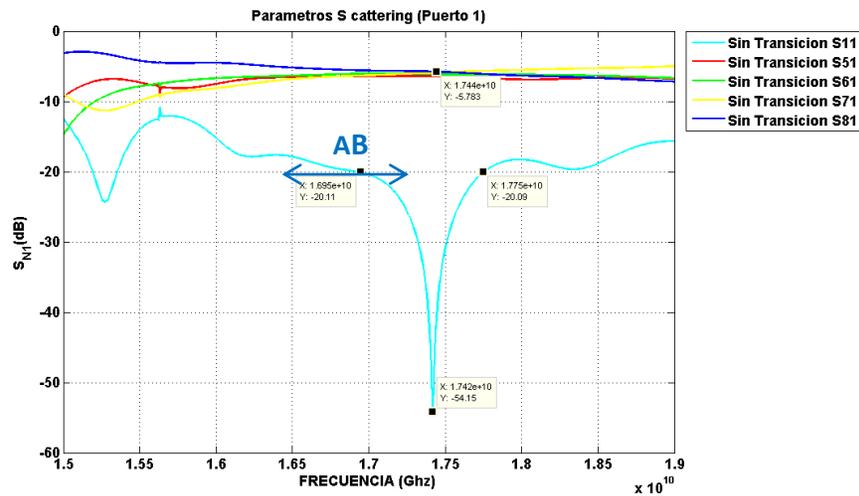
#### 4.3.10.1 Resultados simulación diseño final de la Matriz de Butler sin transición a 17GHz.

En la figura 59 se muestra el Layout final de la matriz de Butler donde se evidencia la distribución de potencia igual a los 4 puertos de salida.



**Figura 59.** Layout final de la Matriz de Butler propuesta.

En la figura 60 se muestra los resultados de la matriz de Butler en SIW simulada en 17GHz, y se puede observar que cumple con los parámetros fijados; a continuación los resultados de los parámetros S donde se encuentran los parámetros  $S_{11}$ , pérdidas de retorno y  $S_{51}$ ,  $S_{61}$ ,  $S_{71}$ ,  $S_{81}$  acoplamiento. En la simulación de la guía SIW representada por los valores de diseño del puerto 1, Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17GHz con -54.15 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 810Mhz. En las frecuencias 16.95 GHz hasta 17.75 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 60.** Parámetros Scattering del puerto 1 y su ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

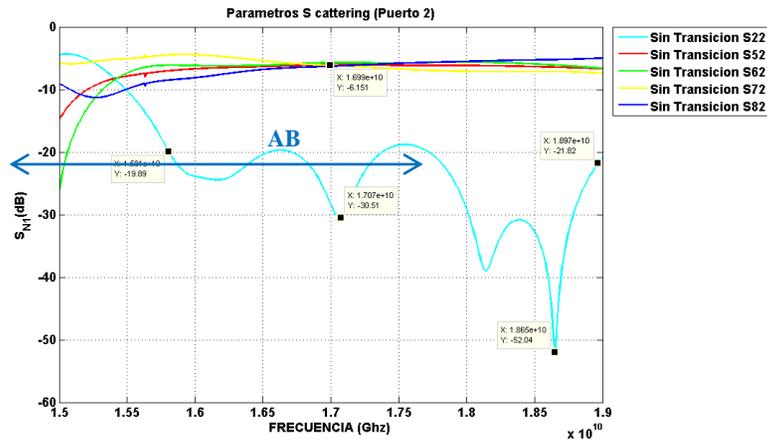
$$BW = 17.76 \text{ GHz} - 16.95 \text{ GHz} = 810 \text{ MHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{17.76 \text{ GHz} - 16.95 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 4.76 \%$$

En la figura 61 se muestran los resultados de los parámetros S donde se encuentran los parámetros  $S_{22}$  pérdidas de retorno y  $S_{52}$ ,  $S_{62}$ ,  $S_{72}$ ,  $S_{82}$  acoplamiento. En la simulación de la guía SIW representada por los valores de diseño, Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17GHz con -52.04 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{22} < 20$  dB de 3.16GHz. En las frecuencias 15.81 GHz hasta 18.97 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 61.** Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

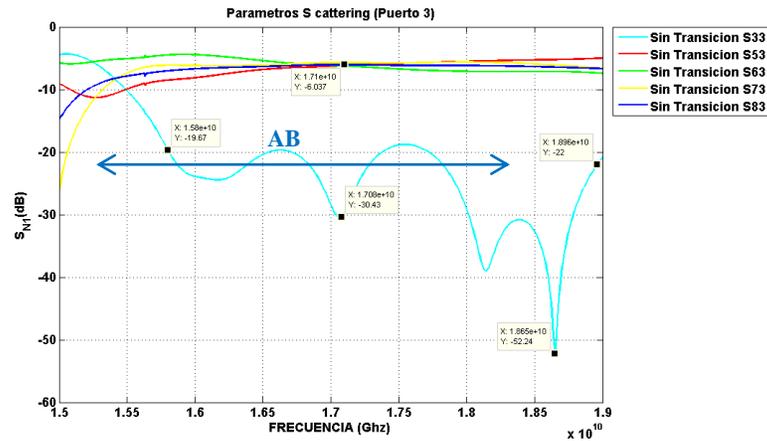
$$BW = 18.97 \text{ GHz} - 15.81 \text{ GHz} = 3.16 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{18.97 \text{ GHz} - 15.81}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 18.58 \%$$

En la figura 62 se muestran los resultados de los parámetros S donde se encuentran los parámetros  $S_{33}$  pérdidas de retorno y  $S_{53}$ ,  $S_{63}$ ,  $S_{73}$ ,  $S_{83}$  acoplamiento. En la simulación de la guía SIW representada por los valores de diseño. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17GHz con -52.24 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{33} < -20$  dB de 3.16GHz. En las frecuencias 15.8 GHz hasta 18.96 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 62.** Parámetros Scattering del puerto 3 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 18.96 \text{ GHz} - 15.8 \text{ GHz} = 3.16 \text{ GHz}$$

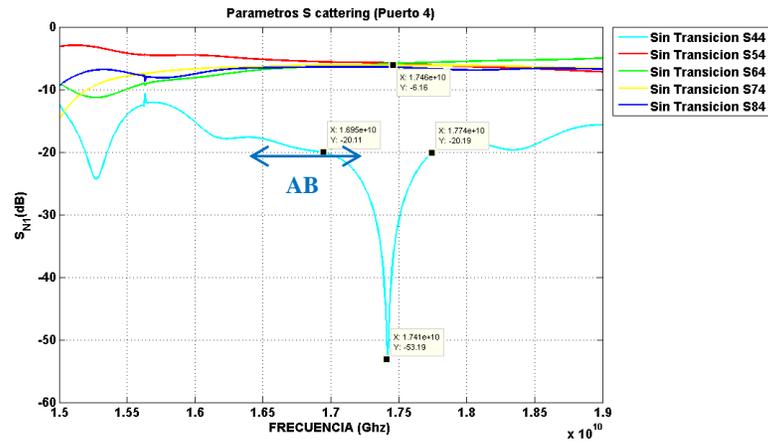
El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{18.96 \text{ GHz} - 15.8 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 18.58 \%$$

En la figura 63 se muestra los resultados de los parámetros S donde los parámetros  $S_{44}$  pérdidas de retorno y  $S_{54}$ ,  $S_{64}$ ,  $S_{74}$ ,  $S_{84}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17GHz con -53.19 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{44} < -20$  dB de 790Mhz. En las frecuencias 16.95 GHz hasta 17.75 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.

Tomando en cuenta los valores de 16.95 GHz hasta 17.74 GHz con un valor de ancho de banda de 5.06%.



**Figura 63.** Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 17.74 \text{ GHz} - 16.95 \text{ GHz} = 790 \text{ MHz}$$

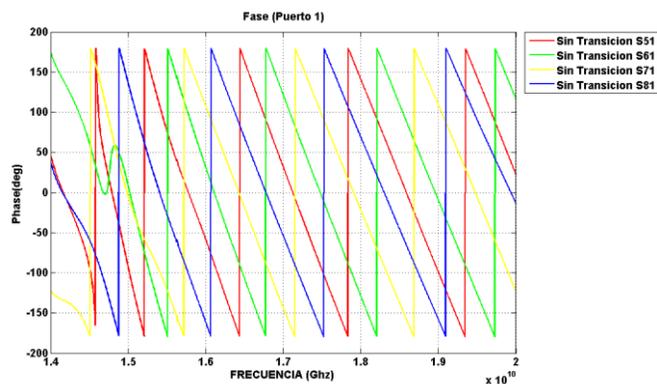
El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

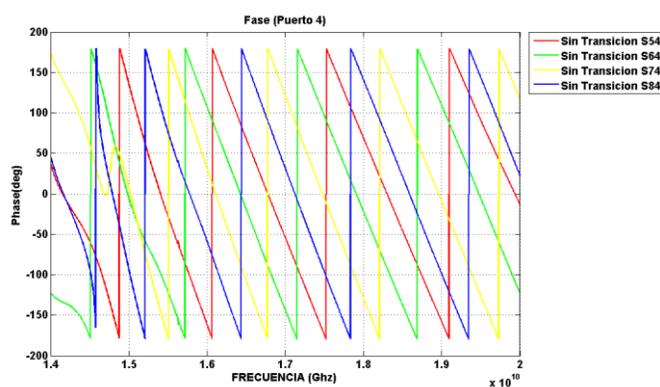
$$\%BW = \frac{17.72 \text{ GHz} - 16.86 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 5.06 \%$$

Los resultados muestran claramente una simetría entre los puertos 1 y 4 y 2 y 3 obteniendo los mismos resultados. Esta matriz de acuerdo a los resultados tendría 2 ejes de simetría. El ancho de banda de la matriz de Butler depende de los dispositivos que componen. El acoplador de 0dB es el que genera el ancho de banda de la matriz.

Al realizar el análisis de las fases se observa en la figura 64 a) y b) que las fases son las mismas en el puerto 1 como el puerto 4.



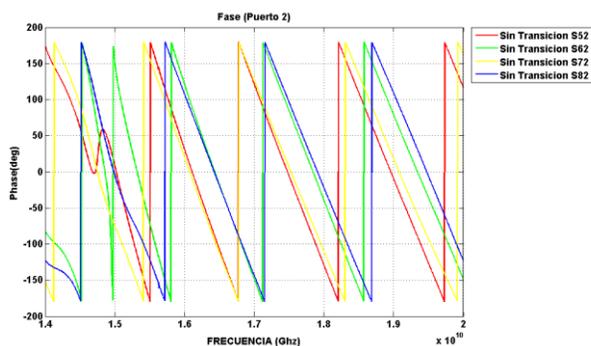
(a)



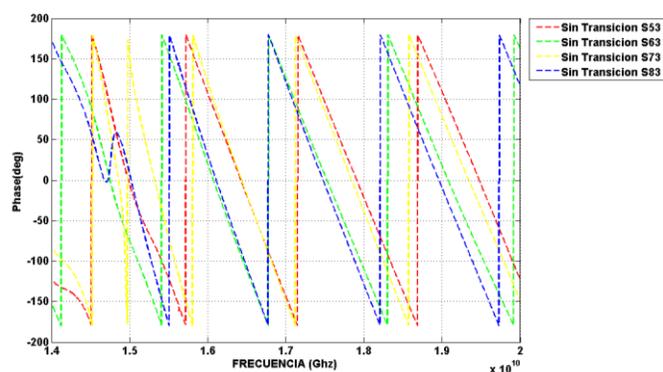
(b)

**Figura 64.** Fases del puerto 1(a) y 4(b).

Además se puede observar en la figura 65 a) y b) que las fases son las mismas en el puerto 2 como el puerto 3, ratificando que la matriz es simétrica.



(a)

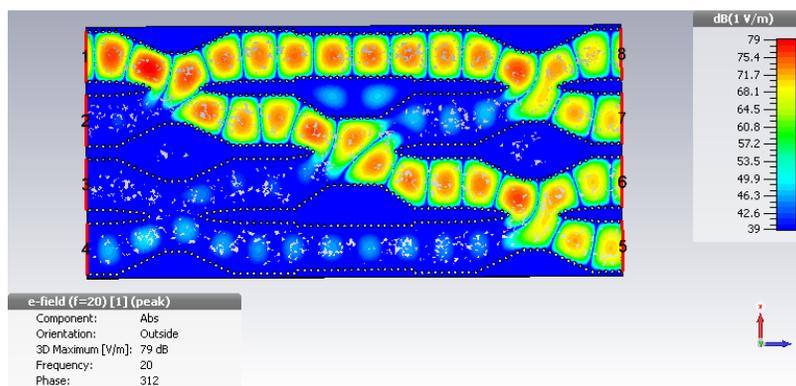


(b)

**Figura 65.** Fases del puerto 2(a) y 3(b).

#### 4.3.10.2 Resultados simulación diseño final de la Matriz de Butler sin transición a 20GHz.

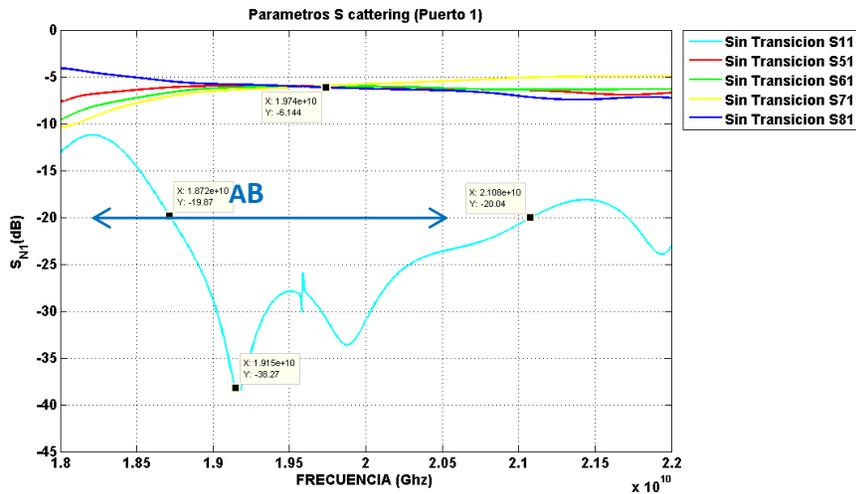
En la figura 66 se muestra el Layout final de la matriz de Butler donde se evidencia el flujo de campo eléctrico de la matriz de Butler en el puerto 1.



**Figura 66:** Flujo de campo eléctrico de la matriz de Butler en el puerto 1

En la figura 67 se muestra los resultados de la matriz en SIW simulada en 20GHz, y cumpliendo las especificaciones de diseño se muestran los resultados de los parámetros S donde se encuentran los parámetros  $S_{11}$  pérdidas de retorno y  $S_{51}$ ,  $S_{61}$ ,  $S_{71}$ ,  $S_{81}$  acoplamiento desde el puerto

1. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20GHz con -38.27 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 2.36GHz. En las frecuencias 18.72 GHz hasta 21.08 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 67.** Parámetros Scattering del puerto 1 y su ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 21.08 \text{ GHz} - 18.72 \text{ GHz} = 2.36 \text{ GHz}$$

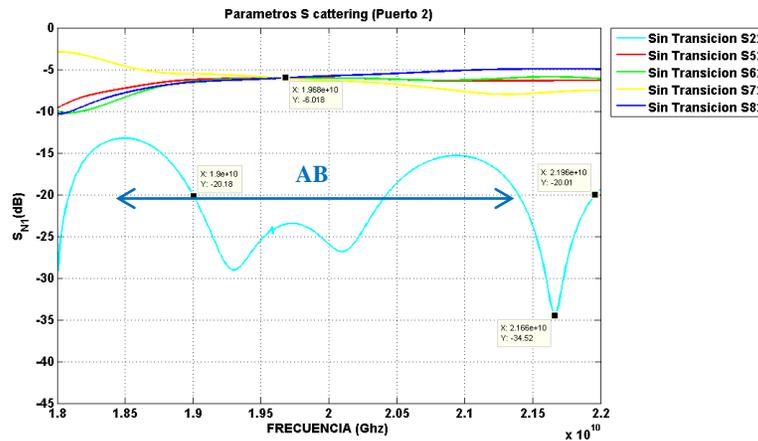
El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{21.08 \text{ GHz} - 18.72 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 11.80 \%$$

En la figura 68 se muestra los resultados de los parámetros S del puerto 2 los parámetros  $S_{22}$  pérdidas de retorno y  $S_{52}$ ,  $S_{62}$ ,  $S_{72}$ ,  $S_{82}$  acoplamiento. En la simulación de la guía SIW representada

por los valores de diseño. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20GHz con -34.52 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 2.96GHz. En las frecuencias 21.96 GHz hasta 19 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 68.** Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 21.96 \text{ GHz} - 19 \text{ GHz} = 2.96 \text{ GHz}$$

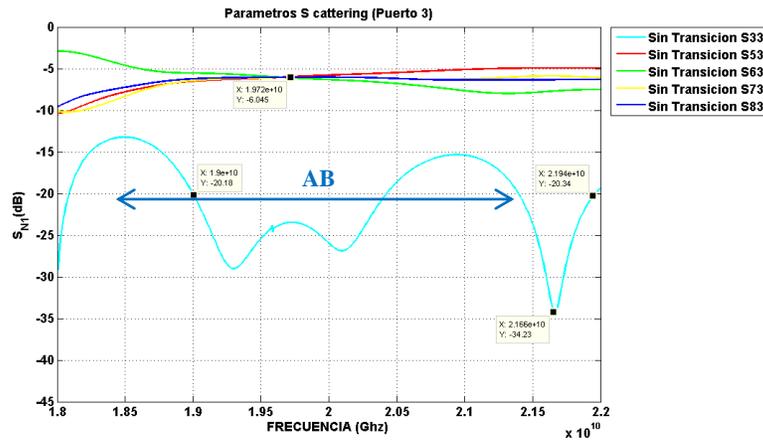
El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{21.96 \text{ GHz} - 19 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 14.80 \%$$

En la figura 69 se muestra los parámetros S del puerto 3,  $S_{33}$  pérdidas de retorno y  $S_{53}$ ,  $S_{63}$ ,  $S_{73}$ ,  $S_{83}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20GHz con -34.23 dB.

Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{33} < -20$  dB de 2.94GHz. En las frecuencias 21.94 GHz hasta 19 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 69.** Parámetros Scattering del puerto 3 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

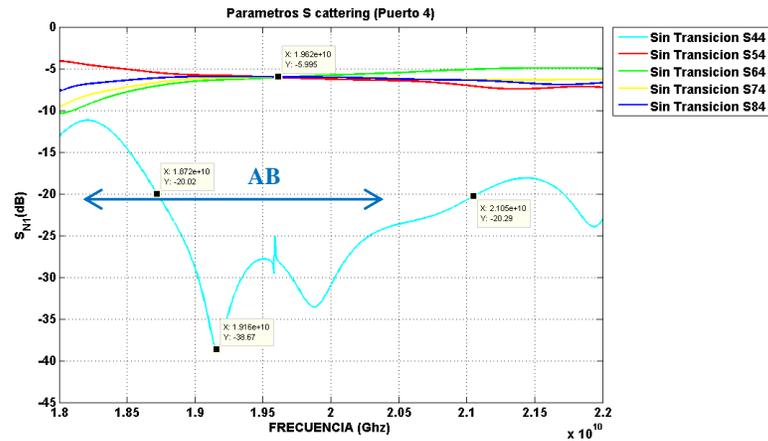
$$BW = 21.94 \text{ GHz} - 19 \text{ GHz} = 2.94 \text{ Hz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{21.94 \text{ GHz} - 19 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 14.7\%$$

En la figura 70 se muestran los parámetros S,  $S_{44}$  pérdidas de retorno y  $S_{54}$ ,  $S_{64}$ ,  $S_{74}$ ,  $S_{84}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20GHz con -38.67 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{44} < -20$  dB de 2.33GHz. En las frecuencias 21.05 GHz hasta 18.72 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 70.** Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

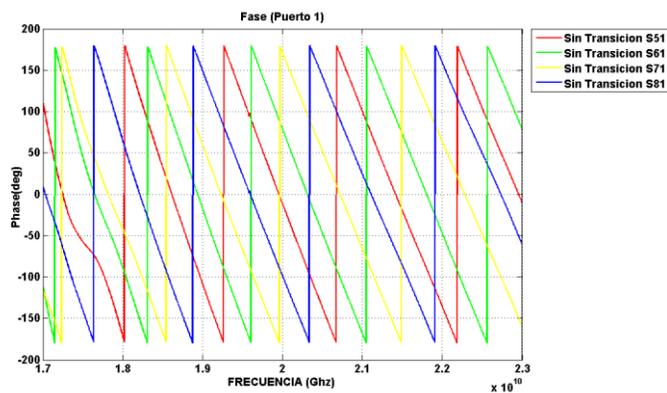
$$BW = 21.05 \text{ GHz} - 18.72 \text{ GHz} = 2.33 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

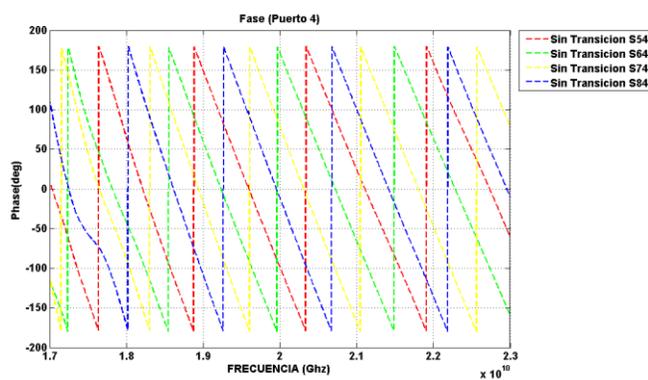
$$\%BW = \frac{f2 - f1}{f(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$\%BW = \frac{21.05 \text{ GHz} - 18.72 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 11.65 \%$$

Se puede observar en la figura 71 a) y b) que las fases son las mismas en el puerto 1 como el puerto 4, ratificando que la matriz es simétrica.



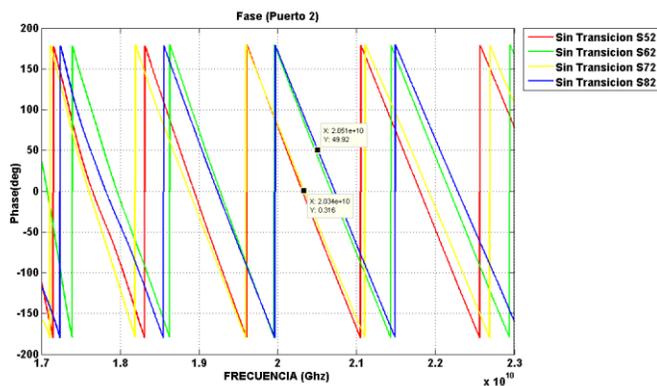
(a)



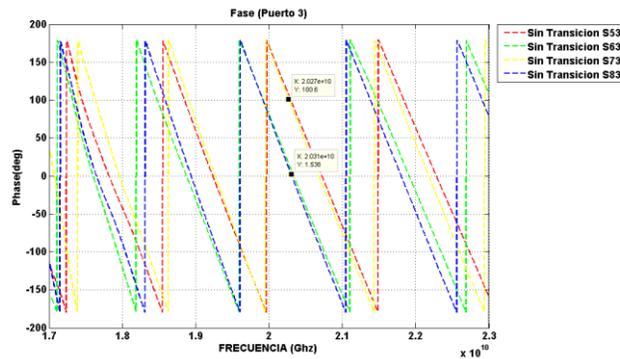
(b)

**Figura 71.** Fases del puerto 1(a) y 4(b).

Se muestra en la figura 72 a) y b) las fases son las mismas en el puerto 2.



(a)

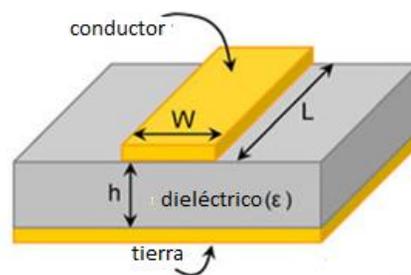


(b)

**Figura 72.** Fases del puerto 2(a) y 3(b).

#### 4.3.11 Transición tipo Taper

Con el fin de adaptar la impedancia de  $50 \Omega$  del conector SMA 3.5mm se diseñó la transición Taper se basó en la teoría expuesta por (Muhammada Imrad Nawaz, 2014), la cual se compone por la parte del Taper y la línea Microstrip que se detalla a continuación. Con la ayuda de la calculadora de líneas microstrip, herramienta online, ingresando los parámetros del Sustrato y la frecuencia de trabajo, se obtiene los resultados del Ancho ( $W$ ) y Largo ( $L$ ) de una guía de onda, para que esta tenga un valor de impedancia de  $50\Omega$  y una longitud eléctrica de  $90^\circ$ , para evitar el cambio de fase en los puertos de salida.



**Figura 73.** Línea Microstrip.

Fuente: (EmTalk)

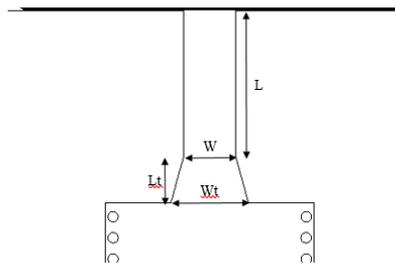
**Tabla 7***Parámetros Ingresados Para Calcular la Línea Microstrip*

<i>Parámetros del Sustrato</i>	<i>Valor</i>
<i>Constante Dieléctrica (<math>\epsilon</math>)</i>	2.2
<i>Alto del Sustrato (<math>h</math>)</i>	1.575 mm
<i>Frecuencia</i>	20 GHz

**Tabla 8***Valores de Línea Microstrip*

<i>Parámetro</i>	<i>Valor [mm]</i>
<i>Ancho (<math>W</math>)</i>	2.81
<i>Largo (<math>L</math>)</i>	6

El siguiente paso para realizar la transición, es el trapecio de conductor que se añade al dispositivo SIW, por lo que se procede al cálculo del ancho ( $W_t$ ) y el alto del trapecio ( $L_t$ ). (Muhammada Imrad Nawaz, 2014)

**Figura 74.** Transición Tipo Taper.

$$\frac{W_t}{W_{siw}} \cong 0.303 \quad (13)$$

$$W_t \cong 0.303 * W_{siw}$$

$$W_t \cong 0.303 * 10.209$$

$$W_t \cong 3.10$$

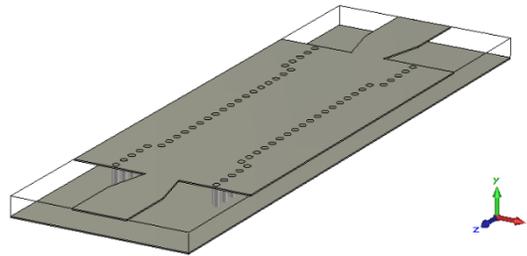
$$\frac{\lambda_s}{2} < L_t < \lambda_s \quad (14)$$

$$2.84\text{mm} < L_t < 5.68\text{mm}$$

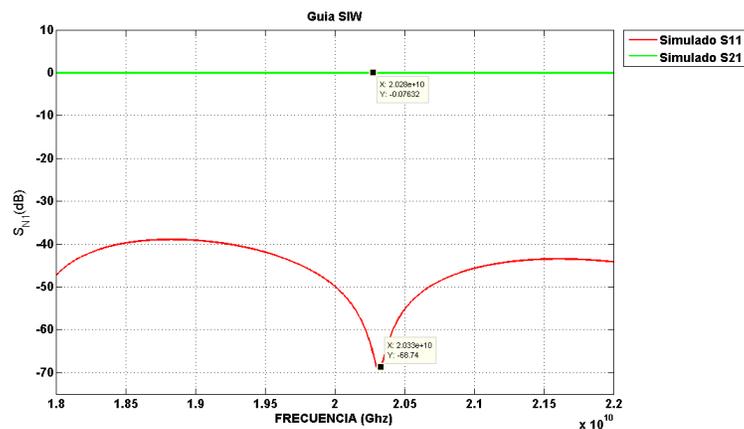
Siendo el rango de optimización de  $L_t$

Distancias que posteriormente se les aplica un proceso de optimización de dos variables, obteniendo los valores de  $W_t = 3.10$  y  $L_t = 5$

En la Figura 75, se muestra la transición implementada en la guía de onda SIW.

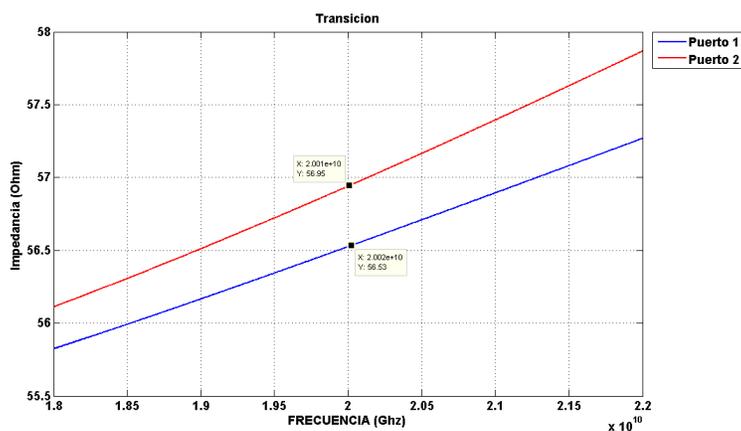


**Figura 75.** Transición Tipo Taper Aplicada a una Guía SIW.



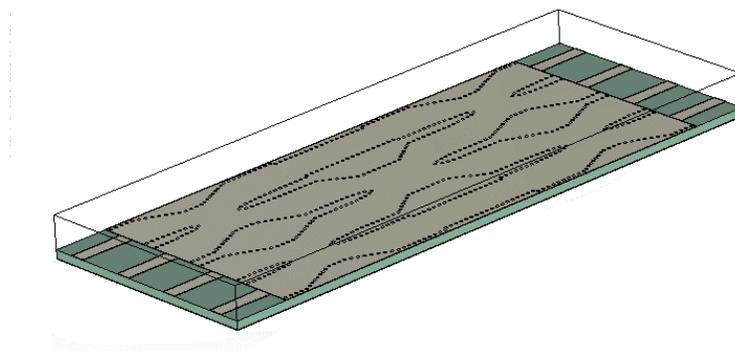
**Figura 76.** Parámetros Scattering en Transición Tipo Taper en una Guía SIW a 20 GHz.

En la Figura 77, se observa que la transición trabaja en toda la banda K, y con una impedancia de  $56.5\Omega$ .

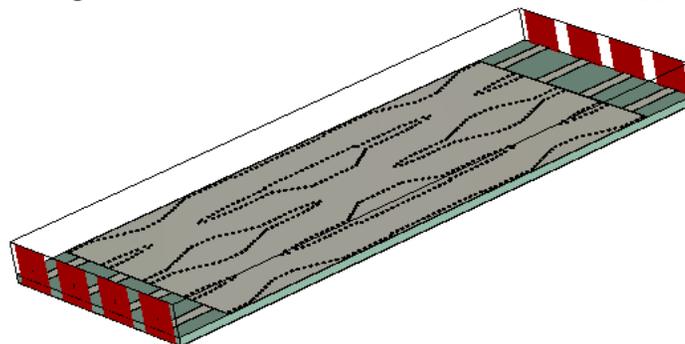


**Figura 77.** Impedancia en los Puertos de Entrada y Salida.

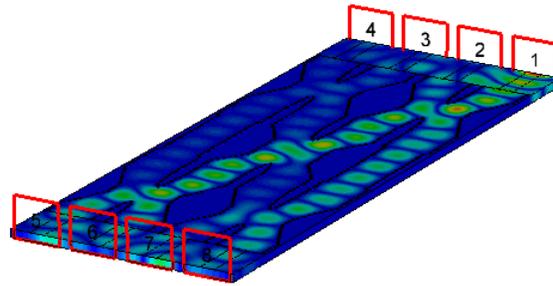
Al estar completamente acoplado el diseño de la guía de onda SIW a una impedancia de 50 Ohm, se realiza la implementación de las transiciones en el diseño del divisor de potencia tipo T truncada de 4 puertos como se observa en las figuras 78 y 79.



**Figura 78.** Matriz de Butler con Transiciones (1).



**Figura 79.** Matriz de Butler con Transiciones.



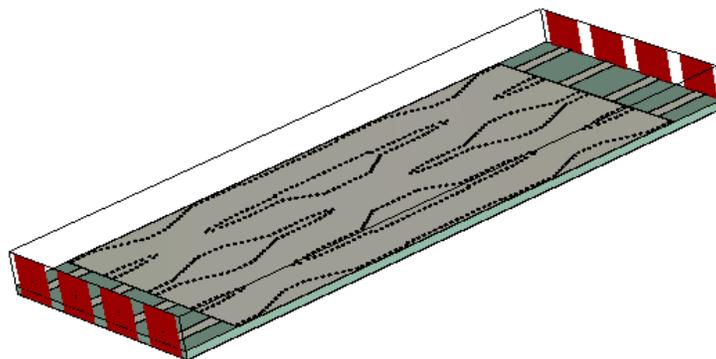
**Figura 80.** Propagación del Campo Eléctrico en la matriz de Butler con Transiciones.

En la Figura 80, se observa la propagación del Campo Eléctrico en la matriz de Butler de 4 entradas y 4 Salidas, las que tienen una misma distribución de Flujo de potencia en magnitud y diferente fase.

Resaltando que para la Simulación de toda onda SIW, es necesario cambiar los parámetros de Background, a un material de tipo Normal, y en la sección de Boundaries, el tipo de condiciones deben ser Abiertas (Open). Esto se debe a que la propagación que se tiene en SIW es totalmente diferente a la propagación de los Modos de Transmisión en líneas Microstrip, por lo que presentan mayores pérdidas de inserción.

#### 4.3.12 Resultados simulación diseño final de la Matriz de Butler con transición.

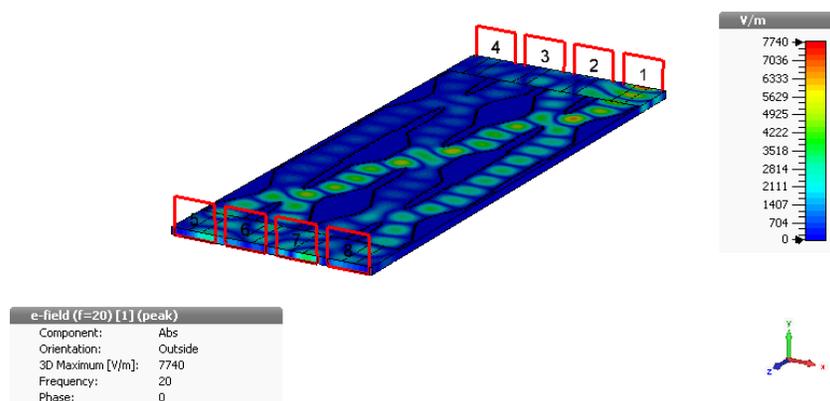
Para esta etapa luego de diseñar la transición para un correcto acople de impedancia de  $50\Omega$  y poder tener una máxima transferencia de potencia se añade a los puertos las transiciones en la matriz de Butler. La figura 81 muestra el Layout final del prototipo.



**Figura 81.** Diseño de Matriz de Butler con Transición.

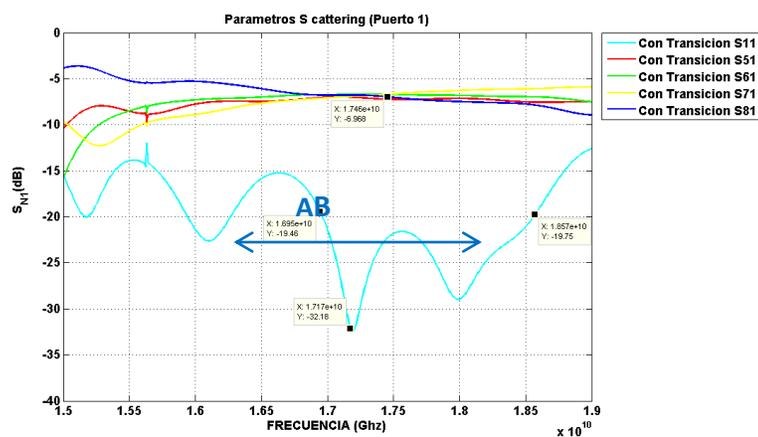
#### 4.3.12.1 Resultados simulación diseño final de la Matriz de Butler con transición a 17GHz.

En la figura 82 se muestra el Layout final de la matriz de Butler donde se muestra el flujo de campo eléctrico desde el puerto 1 al puerto 5,6, 7,8.



**Figura 82.** Simulación Matriz de Butler en 17GHz en el 3D CST Microwave Studio

En la figura 83 se muestra los resultados de la matriz en SIW simulada en 17GHz, a continuación los resultados de los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  y  $S_{44}$  pérdidas de retorno y  $S_{51}$ ,  $S_{61}$ ,  $S_{71}$ ,  $S_{81}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17GHz con -32.18 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 1.62GHz. En las frecuencias 16.95 GHz hasta 18.57 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 83.** Parámetros Scattering del puerto 1 y su ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

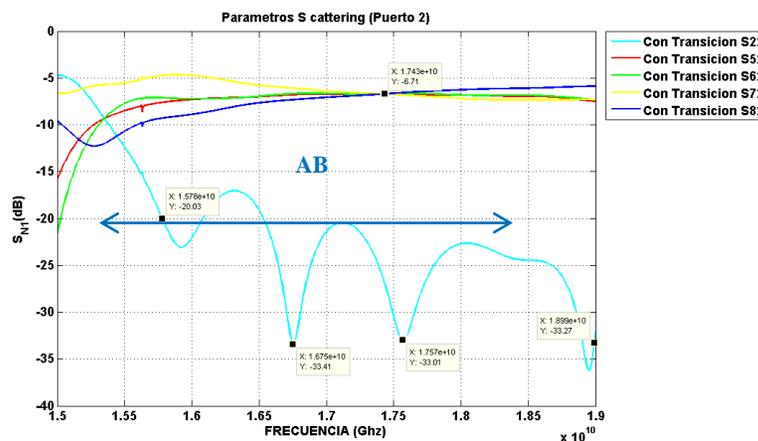
$$BW = 18.57 \text{ GHz} - 16.95 \text{ GHz} = 1.62 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{18.57 \text{ GHz} - 16.95 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 9.52 \%$$

En la figura 84 se muestra los parámetros S del puerto 2,  $S_{22}$  pérdidas de retorno y  $S_{52}$ ,  $S_{62}$ ,  $S_{72}$ ,  $S_{82}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17GHz con -33.41 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{22} < -20$  dB de 3.3GHz. En las frecuencias 15.78 GHz hasta 19 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 84.** Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

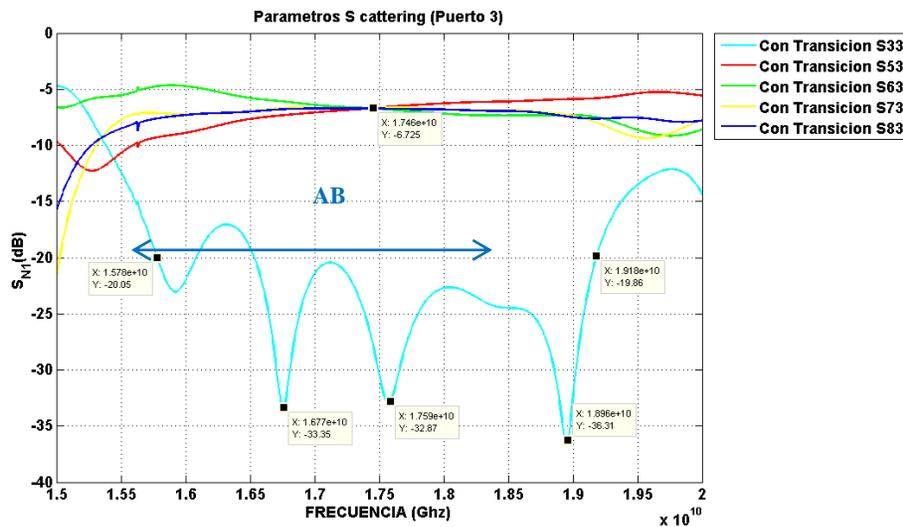
$$BW = 19 \text{ GHz} - 15.7 \text{ GHz} = 3.3 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{19 \text{ GHz} - 15.7 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 19.41 \%$$

La figura 85 muestra los parámetros S de la matriz de Butler del puerto 3,  $S_{33}$  pérdidas de retorno y  $S_{53}$ ,  $S_{63}$ ,  $S_{73}$ ,  $S_{83}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17GHz con -36.31 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{33} < -20$  dB de 3.4GHz. En las frecuencias 16.95 GHz hasta 19.18 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB, alcanzando un 20% w



**Figura 85.** Parámetros Scattering del puerto 3 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

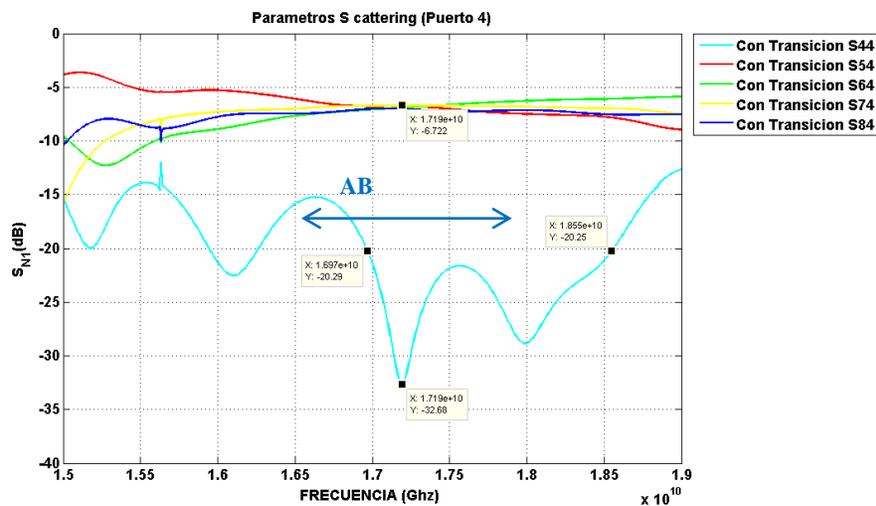
$$BW = 19.18 \text{ GHz} - 15.78 \text{ GHz} = 3.4 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{19.18 \text{ GHz} - 15.78 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 20 \%$$

En la figura 86 se muestra los parámetros S del puerto 4,  $S_{44}$  pérdidas de retorno y  $S_{54}$ ,  $S_{64}$ ,  $S_{74}$ ,  $S_{84}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 17GHz con -32.68 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{44} < -20$  dB de 1.58GHz. En las frecuencias 16.97 GHz hasta 18.55 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB, alcanzando un 9,29%.



**Figura 86.** Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 18.55 \text{ GHz} - 16.97 \text{ GHz} = 1.58 \text{ GHz}$$

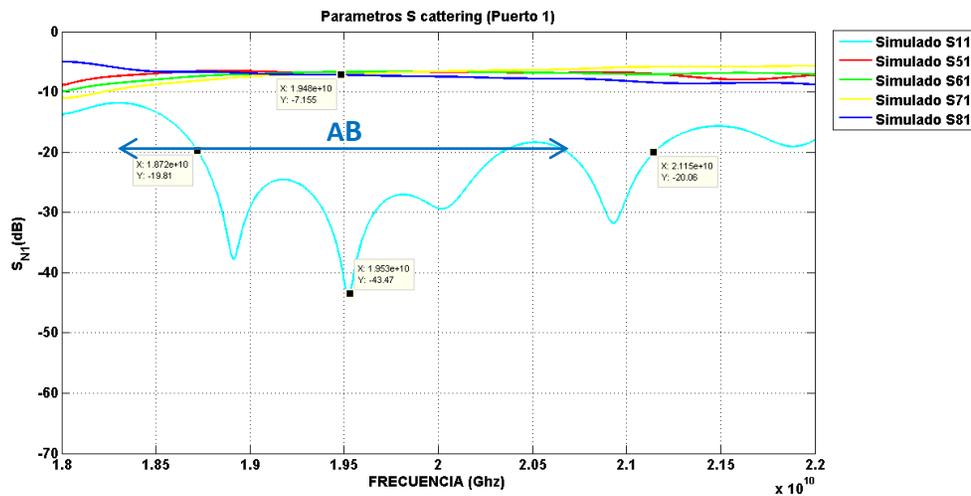
El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{18.55 \text{ GHz} - 16.97 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 9.29 \%$$

#### 4.3.12.2 Resultados simulación diseño final de la Matriz de Butler sin transición a 20GHz.

En la figura 87 se muestra los resultados de la matriz en SIW simulada en 20GHz, a continuación se muestran los resultados del puerto 1 parámetros  $S_{11}$  pérdidas de retorno y  $S_{51}, S_{61}, S_{71}, S_{81}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20GHz con -43.47 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 2.43GHz. En las frecuencias 18.72 GHz hasta 21.15 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 87.** Parámetros Scattering del puerto 1 y su ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

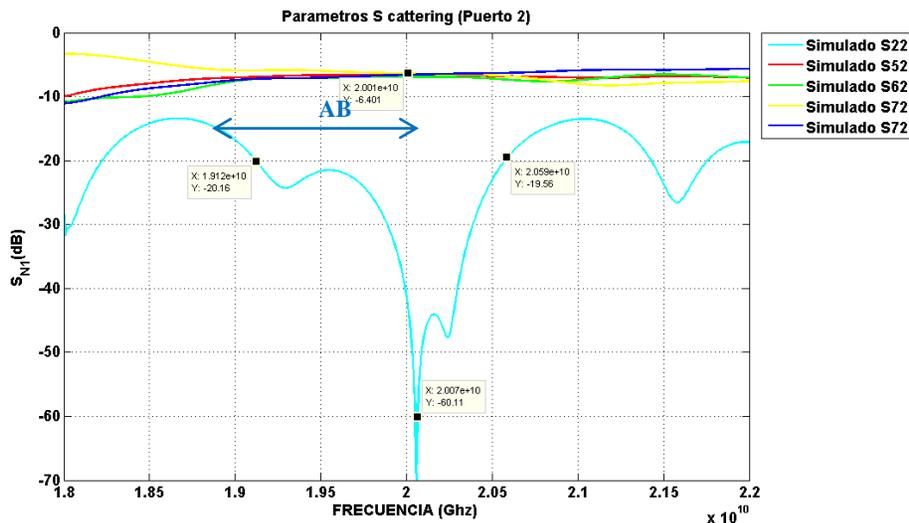
$$BW = 21.15 \text{ GHz} - 18.72 \text{ GHz} = 2.43 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{21.15 \text{ GHz} - 18.72 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 12.15 \%$$

En la figura 88 se muestra el resultado de los parámetros S del puerto 2,  $S_{22}$  pérdidas de retorno y  $S_{52}$ ,  $S_{62}$ ,  $S_{72}$ ,  $S_{82}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20GHz con -60.11 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB de 1.47GHz. En las frecuencias 19.12 GHz hasta 20.59 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 88.** Parámetros Scattering del puerto 2 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

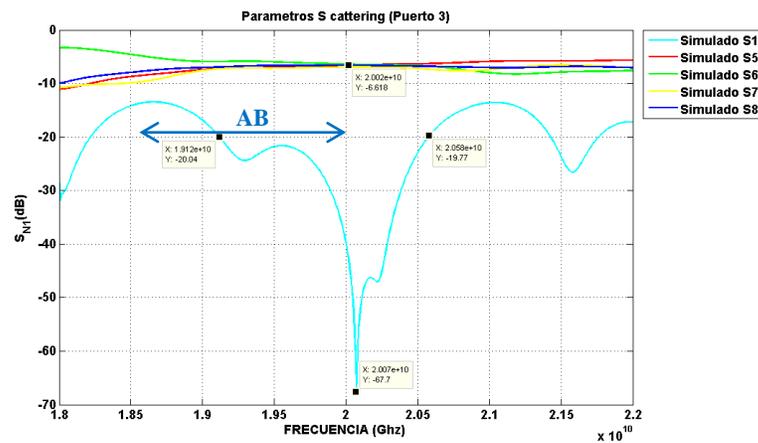
$$BW = 20.59 \text{ GHz} - 19.12 \text{ GHz} = 1.47 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{20.59 \text{ GHz} - 19.12 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 7.35 \%$$

En la figura 89 se muestra los resultados de los parámetros S del puerto 3,  $S_{33}$  pérdidas de retorno y  $S_{53}$ ,  $S_{63}$ ,  $S_{73}$ ,  $S_{83}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20GHz con -67.7 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{33} < -20$  dB de 1.46GHz. En las frecuencias 19.12 GHz hasta 20.58 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 89.** Parámetros Scattering del puerto 3 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

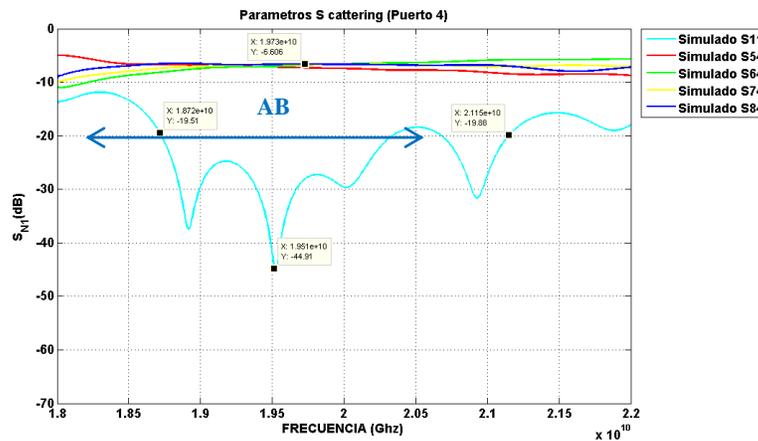
$$BW = 20.58 \text{ GHz} - 19.12 \text{ GHz} = 1.46 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{20.58 \text{ GHz} - 19.12 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 7.3 \%$$

En la figura 90 se muestra los parámetros S,  $S_{44}$  pérdidas de retorno y  $S_{54}$ ,  $S_{64}$ ,  $S_{74}$ ,  $S_{84}$  acoplamiento. Se puede observar la resonancia a la frecuencia de 20GHz con -44.91 dB. Se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{44} < -20$  dB de 2.43GHz. En las frecuencias 18.72 GHz hasta 21.15 GHz se obtiene unas pérdidas de retorno de -20dB.



**Figura 90.** Parámetros Scattering del puerto 4 y ancho de banda.

Para el cálculo del ancho de banda:

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 21.15 \text{ GHz} - 18.72 \text{ GHz} = 2.43 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

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

$$\%BW = \frac{21.15 \text{ GHz} - 18.72 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 12.15 \%$$

#### 4.3.13 Construcción en Sustrato

El software electromagnético *CST Studio Suite*, tiene la herramienta de exportar el proyecto por capas, estas son definidas por: sustrato, metal, y vías metalizadas, de esta forma se exporta el proyecto al programa AutoCAD, el cual es un software de diseño asistido por computadora utilizado para dibujo 2D y modelado 3D, en el que se establece parámetros de medidas y capas para posteriormente exportar al programa ADS, que es un software de automatización de diseño electrónico para RF, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad, en el que se genera un archivo Gerber que es un formato que contiene la información necesaria para la fabricación de la placa de circuito impreso o PCB, compatible con los archivos que se cargan a la prototipadora para realizar el diseño.

Los diseños finales con los respectivos conectores SMA 3.5mm que trabajan hasta 26.5 GHz, se puede observar en las figuras 91 y 92.



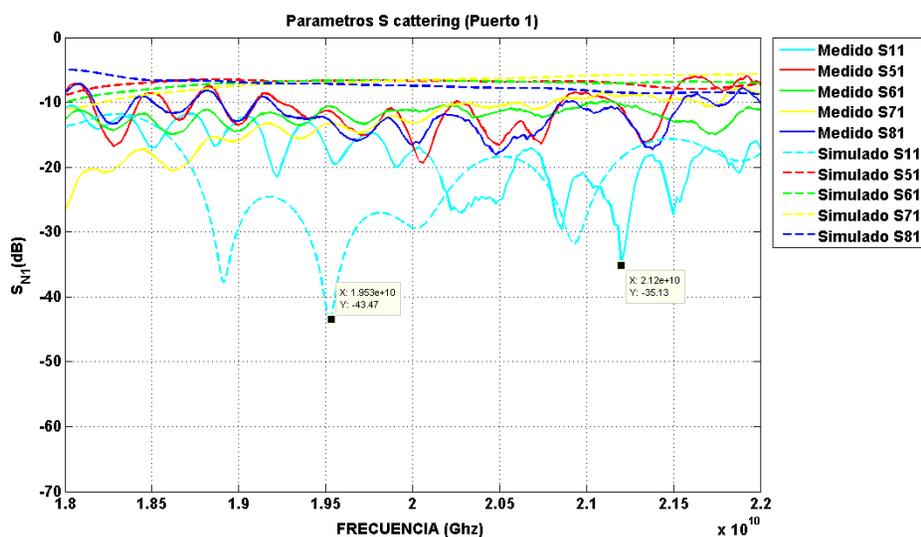
**Figura 91.** Implementación de Matriz de Butler.



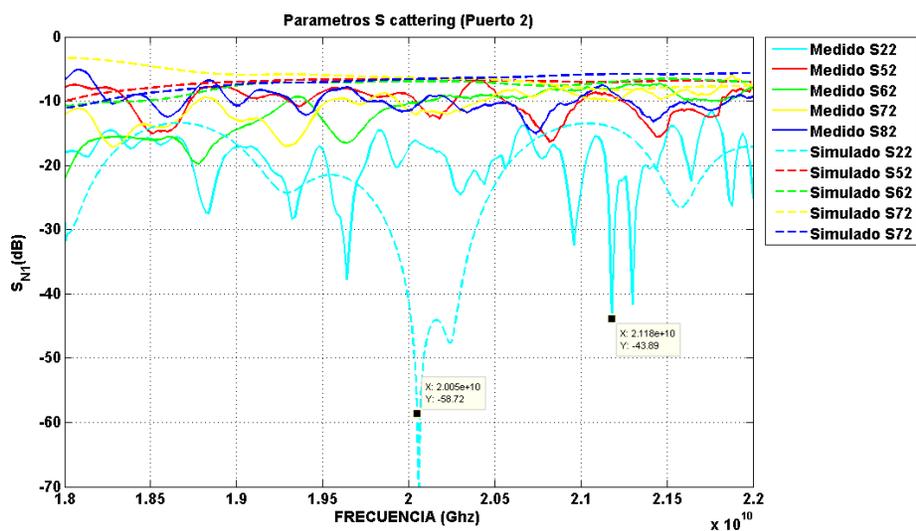
**Figura 92.** Implementación de Matriz de Butler (1).

Se realizó una comparación y análisis posterior de los resultados del parámetro S11 simulado contra el medido, el cuales se observa en la figura 93.

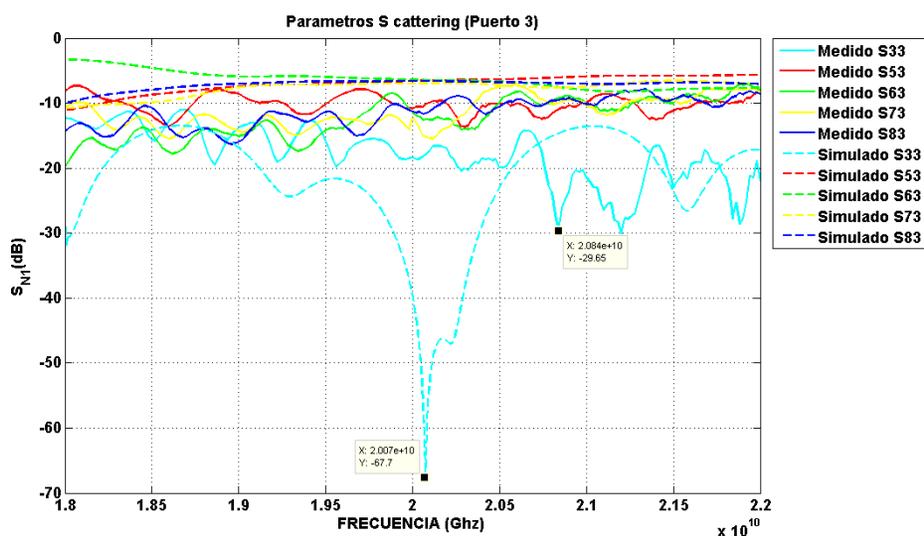
De igual manera los parámetros S51, S61, S71 y S81, que son las salidas de la matriz de Butler, en las figuras 73 presenta la comparación de los parámetros S medidos y simulados.



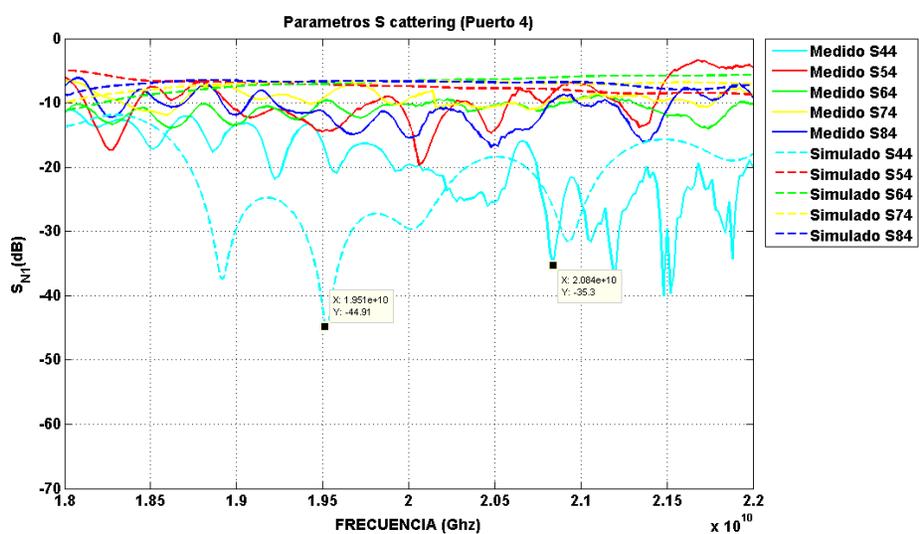
**Figura 93.** Comparación de Resultados en Parámetro S11 Simulados vs Medido



**Figura 94.** Comparación de Resultados en los Puertos de Salida Simulados vs Medido a la Salida

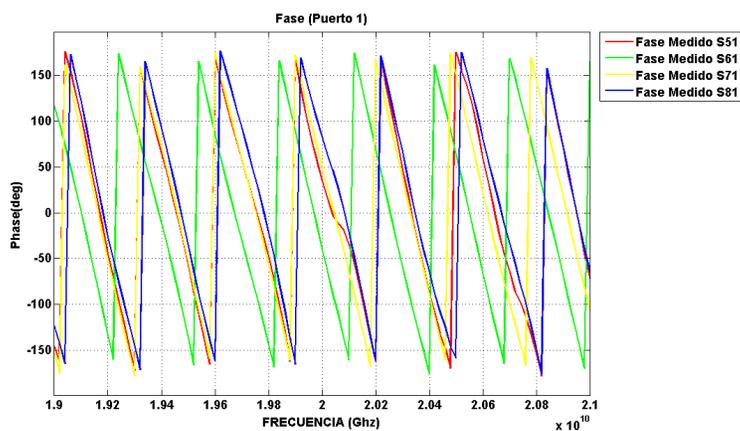


**Figura 95.** Comparación de Resultados en Parámetro S11 Simulados vs Medido

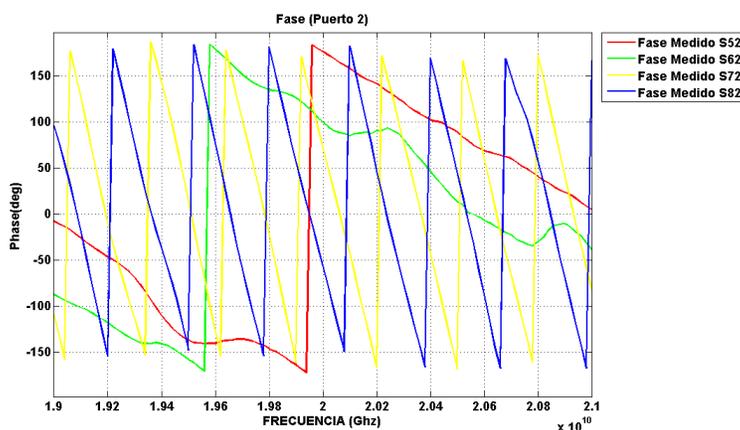


**Figura 96.** Comparación de Resultados en los Puertos de Salida Simulados vs Medido

Las fases son un factor muy importante en el sistema de la matriz de Butler, se puede observar en la Figura 97 que se obtuvo un desfase no pronunciado y en la figura 98 se observó un mayor desfase a las salidas del puerto 2.



**Figura 97.** Fases de Los Puertos de Salida Medidos



**Figura 98.** Fases de Los Puertos de Salida Simulados

#### 4.3.14 Resultados

Una vez obtenidos los resultados de los parámetros *Scattering* de los acopladores direccionales de -3dB y de 0dB y además del desfasador de  $45^\circ$  se realizó el diseño de la matriz de Butler donde se obtuvo dos resultados, con transición y sin transición, se procedió a realizar una comparativa entre los dos diseños de manera similar a como se observa en la figura 68.

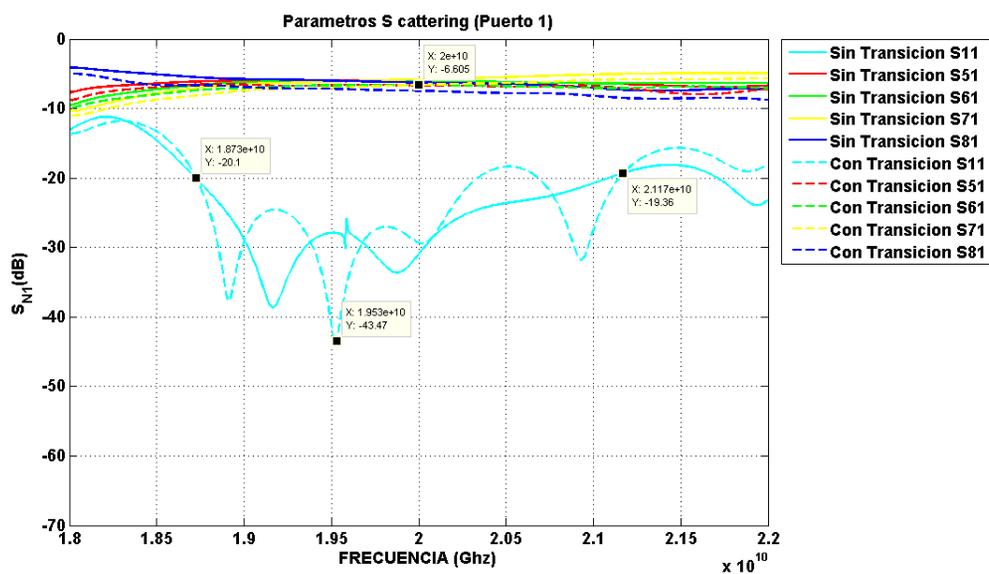


Figura 99. Parámetros S del puerto 1 comparativa de la matriz de Butler con transición y sin transición.

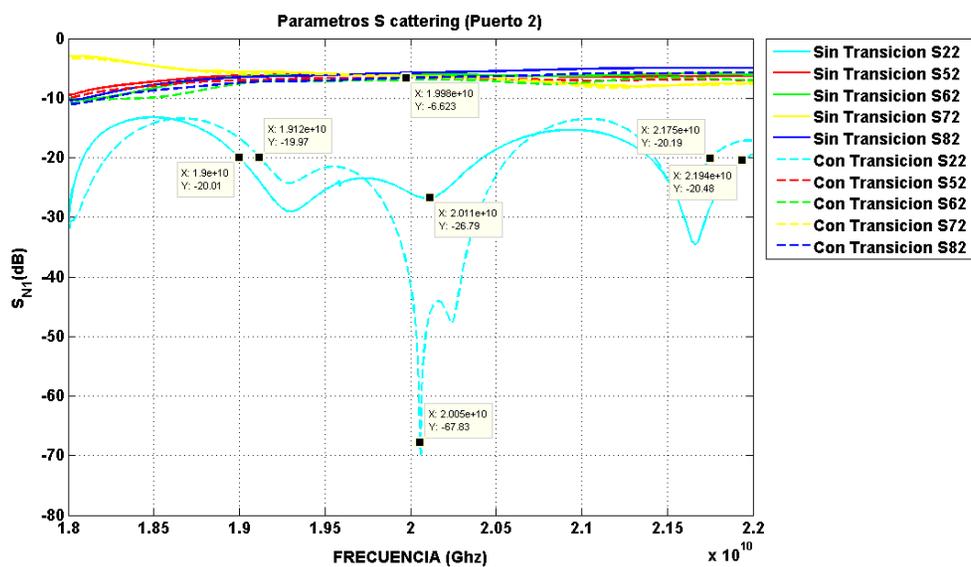
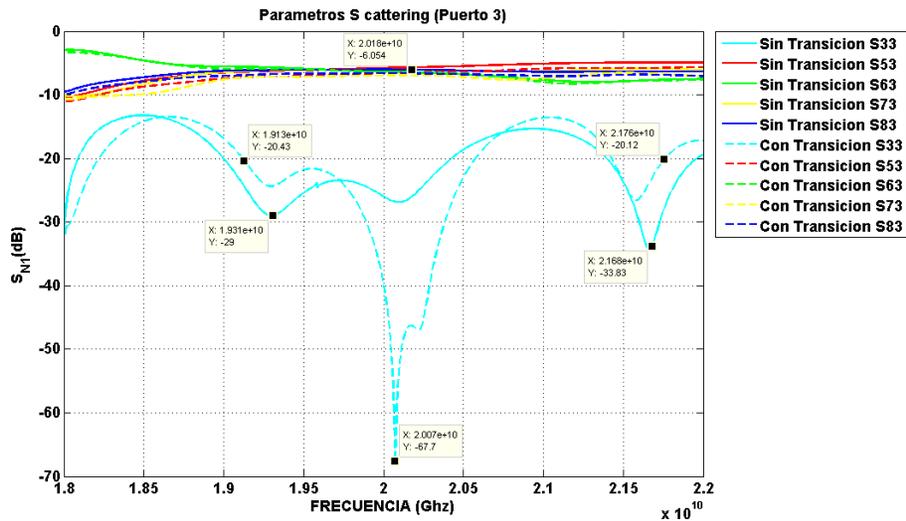
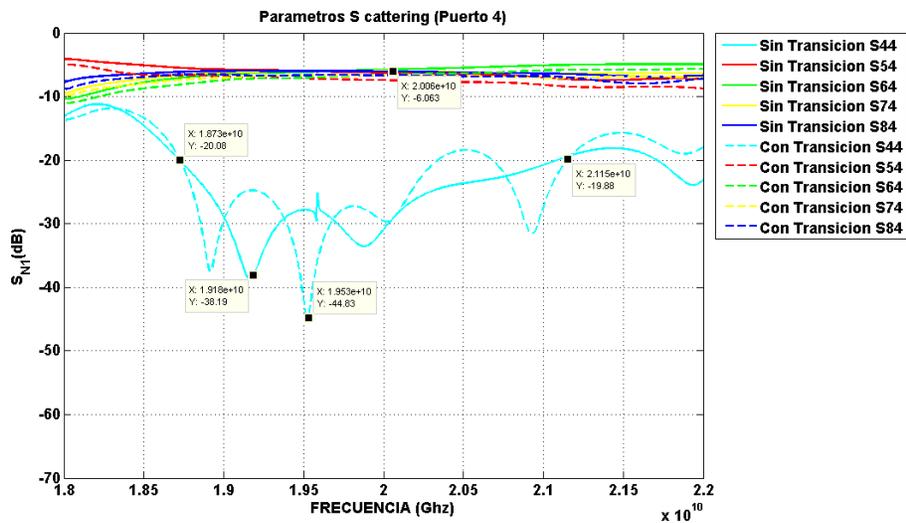


Figura 100. Parámetros S del puerto 2 comparativa de la matriz de Butler con transición y sin transición.



**Figura 101.** Parámetros S del puerto 3 comparativa de la matriz de Butler con transición y sin transición.



**Figura 102.** Parámetros S del puerto 4 comparativa de la matriz de Butler con transición y sin transición.

De las gráficas resultantes se observó que: el comportamiento del parámetro S<sub>11</sub> S<sub>22</sub>, S<sub>33</sub> y S<sub>44</sub>, tiene una similitud en los dos dispositivos, también vemos que en S<sub>22</sub> y S<sub>33</sub> disminuyen las pérdidas de retorno en comparación con el dispositivo con transición, trabajando en la frecuencia central de 20 GHz ±0.5GHz, en cuanto al ancho de banda es similar y está entre los 2 GHz.

Analizando los resultados de la matriz de Butler implementada se puede decir que cumple con las especificaciones de diseño, encontrando un parecido entre lo simulado y lo medido, pero con diferencias en la magnitud de los Parámetros *Scattering* de los puertos de Salida; esto se debe a las pérdidas por inserción debido a los tipos de materiales utilizados y también a que no se encuentran metalizados los cilindros. Además los conectores 3.5mm al instalarlos producen pérdidas por la frecuencia de trabajo.

En cuanto a las fases en el dispositivo implementado se observó que cumple con los desfases entre puertos con buen acuerdo con los resultados de simulación. También se observó que la frecuencia de trabajo sufre un desplazamiento con un pico máximo en 0.4 GHz con respecto a la simulada 20 GHz, por los errores en la construcción. Por otro lado las pérdidas de inserción por el material se ven reflejadas en los parámetros S12, S13, S14 y S15 en las que se observa niveles de potencia de -9 dB lo cual representa una pérdida de aproximadamente 4dB en los puertos de salida del diseño. En cuanto al ancho de banda se disminuyó y está en un aproximado de 500Mhz con respecto a la simulación esto se debe al tipo de material, soldado de conectores y pérdidas por inserción.

## CAPÍTULO V

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El capítulo final de la investigación se expone las conclusiones y recomendaciones una vez analizados los resultados del prototipo de la matriz de Butler implementado. A parte de esto, también se menciona trabajos futuros y soluciones a los problemas encontrados, con los que se puede complementar y ampliar el campo de investigación en SIW.

#### 5.1 Conclusiones

- Se diseñó acopladores direccionales en tecnología SIW que trabaja en la banda K, que permitieron la implementación de la matriz de Butler obteniendo resultados de acuerdo a las especificaciones planteadas en el diseño mediante los parámetros Scattering tanto en los puertos de entrada y puertos de salida.
- Se diseñó la matriz de Butler en base al estudio e investigación de la tecnología SIW, la cual se empleó por sus características favorables como son; menor tamaño, bajo costo, bajas pérdidas, y una alta densidad de integración. Lo cual vuelve favorable el diseño de estos.
- Se comprobó que la longitud  $L_1$ ,  $L_2$  y  $h_1$  de los parámetros del acoplador direccional permiten mejorar el ancho de banda y modificar la frecuencia de trabajo, y por consiguiente se puede diseñar a diferentes frecuencias.
- Para la construcción de la matriz de Butler y trabajando en 20 GHz, se presenta el problema de los efectos de skin deep o penetración superficial.
- Se analizó los resultados de la simulación frente a los medidos en el dispositivo implementado, encontrando que muestra una buena relación entre ambos.
- Se realizó el cálculo matemático de los parámetros intrínsecos de la Tecnología SIW, grosor del sustrato, distancia entre vías, diámetro de las vías, ancho de la guía de onda para la banda K basándose en el estándar WR. Posteriormente dichos parámetros fueron

implementados en los diseños de acopladores direccionales, desfasadores y Matriz de Butler.

- Se utilizó el sustrato Roger RT Duroid 5880, ya que cuenta con mejores prestaciones que el sustrato FR4, siendo un sustrato mucho más accesible en el mercado y presentando menores pérdidas al implementar el diseño.

## 5.2 Recomendaciones

- Debido a la alta carga computacional que demanda para realizar el diseño, simulación y optimización es recomendable utilizar una herramienta que cumpla con dichas características para poder optimizar tiempo.
- Lo ideal en el presente trabajo de investigación es el diseño de los acopladores direccionales que son la base para generar una matriz de Butler, por lo que se recomienda iniciar el proceso realizando el diseño en guía de onda, para su posterior paso a SIW, así se puede comprender y verificar las mejores prestaciones que ofrece la tecnología SIW.
- Se recomienda realizar una soldadura adecuada para los conectores SMA ya que, al trabajar con altas frecuencias, pequeñas imperfecciones o discontinuidades en la soldadura, causan cambios en el resultado final, como son pérdidas en los puertos y el bajo desempeño del divisor de Potencia de Salida.
- Se recomienda realizar primero la optimización de la estructura en guía de onda que se va a utilizar, ya que si se consiguen las dimensiones finales en el dispositivo, en la parte final del diseño se deberá realizar pequeños ajustes en su equivalente SIW, facilitando el procedimiento de diseño.
- Realizar un estudio más minucioso de los materiales que se ocupará en la fabricación y medición de los diseños finales, ya que de ellos depende los resultados e influyen directamente en las pérdidas que se generan.

### 5.3 Trabajos Futuros

- Para comparar el desempeño y realizar una analogía adecuada de los dispositivos implementados se puede desarrollar acopladores direccionales y matriz de Butler con otra tecnología diferente, como son en guía de onda rectangular o microstrip
- Diseñar e implementar la matriz de Butler en conjunto a un arreglo de antenas para comprobar las fases de salida.

## CAPITULO VI

### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Anónimo. (07 de 08 de 2017). *www.mimw.com*. Obtenido de Mi Wave: <http://miwv.com/images/Waveguide-Chart.pdf>
- Bartsch, M. (2007). *CST*. Obtenido de CST-Computer Simulation Technology: <https://www.cst.com/products/csts2>
- Belmonte, S. (Julio de 2014). *Diseño de guía de onda ranurada integrada en sustrato con propiedades de filtrado incorporado*. Obtenido de <https://ruidera.uclm.es/xmlui/bitstream/handle/10578/11895/TFG-GISAT-Sergio-Pina-Belmonte.pdf?sequence=4>
- Boria, V. (2017). *Grupo de Aplicaciones de las Microondas*. Obtenido de Universidad Politecnica de Valencia: <http://gam.webs.upv.es/index.php/lineas-de-investigacion/analisis-y-diseno-de-dispositivos-pasivos-de-microondas-en-tecnologias-planar-e-hibrida-guias-siw/?lang=es>
- Boucha, R. (2013). *Coupler, Power Divider and Circulator in V-Band Substrate Integrated Waveguide Technology*. IJCSA International Journal on Computational Sciences & Applications Vol3.
- Cabrera, J. (2008). *Diseño de una Antena de Patrón Conmutado para Banda ISM*. Obtenido de <http://www.javeriana.edu.co/paez.carlos/congreso0004.pdf>
- Candelas, R. (Junio de 2015). *Diseño de un divisor de potencia de tipo travelling wave*. Obtenido de [http://rfcas.eps.uam.es/web/sites/default/files/trabajos\\_academicos/TFG1415-GITST-03-20150617-ROBERTO\\_CANDELASCANCELA.pdf](http://rfcas.eps.uam.es/web/sites/default/files/trabajos_academicos/TFG1415-GITST-03-20150617-ROBERTO_CANDELASCANCELA.pdf)
- Cano, J. (2014). *Acoplador Híbrido de Banda*.
- Coenen, T. (2010). *Analysis and Design of Post Wall Waveguides for Applications in SIW*. Netherlands: PhD Thesis, the Telecommunication Engineering group of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of the University of Twente Enschede.
- electro111306. (14 de 04 de 2016). *Blogdiario.com*. Obtenido de <http://electro111306.blogspot.es/1460658686/guias-de-onda/>
- ElePrint. (2013). *ElepPrint Circuitos Impresos*. Obtenido de <http://www.eleprint.com.ar/material.htm>

- García, J. (2008). *Análisis y modelado de una guía de onda integrada en un sustrato semiconductor como interfase de comunicación ultrarrápida*. Mexico DF: Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica ZACATENCO.
- Guoliang, K. (12 de Diciembre de 2015). *IEEE Xplore*. Obtenido de <http://ieeexplore.ieee.org/document/7332247/>
- Hernández. (2015). *Analisis de dispositivo pasivos en diferentes tecnologías*. Madrid.
- Hernández, R. (9 de Mayo de 2008). *Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 ghz y 5.8 ghz*. Obtenido de [http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lem/hernandez\\_a\\_r/](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/)
- Hernández, R. (2011). *simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 GHz y 5.8 GHz*. Obtenido de [https://www.researchgate.net/publication/47785291\\_Disenos\\_simulacion\\_y\\_construccion\\_de\\_antenas\\_tipo\\_parche\\_para\\_bluetooth\\_y\\_WI-FI\\_bandas\\_24\\_ghz\\_y\\_58\\_ghz](https://www.researchgate.net/publication/47785291_Disenos_simulacion_y_construccion_de_antenas_tipo_parche_para_bluetooth_y_WI-FI_bandas_24_ghz_y_58_ghz)
- Hwagm. (s.f.). *Seguridad Wireless*. Obtenido de <http://www.seguridadwireless.net/hwagm/galeria-conectores.html>
- Ioana, A. (JUNIO de 2013). *Desarrollo de dispositivos pasivos de guía de onda y microstrip en la banda de 220 ghz - 325 ghz*. Obtenido de [file:///C:/Users/edrob/Downloads/TFM\\_Ioanna%20Adarig.pdf](file:///C:/Users/edrob/Downloads/TFM_Ioanna%20Adarig.pdf)
- Jacome, C. (2017). *Optimización de estructuras de redes de distribución de potencia en la banda k mediante funciones de coste*. Obtenido de <https://repositorio.espe.edu.ec/handle/21000/4>
- Javier, G. (Julio de 2015). *Slide Doc*. Obtenido de Universidad Carlos III de Madrid: <https://slidedoc.es/disenos-de-un-divisor-de-potencia-en-tecnologia-gap-waveguide-y-su-aplicacion-a-un-array-de-ranuras>
- KeysightTechnologies. (2016). *Keysight Technologies*. Obtenido de <http://www.keysight.com/en/pdx-x201927-pn-N9918A/fieldfox-handheld-microwave-analyzer-265-ghz?cc=EC&lc=eng>
- Kumar, H. (Octubre de 2012). *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)*. Obtenido de <http://www.iosrjournals.org/>
- Kumar, R. (2013). *A review on Substrate Integrated Waveguide and its Microstrip Interconnect*.
- Llillo, O. (Noviembre de 2010). *Guías de Onda en Las Telecomunicaciones*. Obtenido de <https://es.scribd.com/document/330712021/Guias-de-Onda-en-Las-Telecomunicaciones>
- MathWorks. (2017). *MathWorks MatLab*. Obtenido de <https://es.mathworks.com/products/matlab.html>

- Microensamble. (2016). *Glosario Electrónico*. Obtenido de <http://microensamble.com/glosario/fr4/>
- Moliner, E. (Junio de 2015). *Diseño asistido por ordenador de filtros pseudo paso bajo en guía de onda rectangular mediante el método de elementos finitos*. Obtenido de [https://repositorio.uam.es/bitstream/handle/10486/668348/Moliner\\_OliasDeLima\\_Eduardo.pdf?sequence=1](https://repositorio.uam.es/bitstream/handle/10486/668348/Moliner_OliasDeLima_Eduardo.pdf?sequence=1)
- Monzón, V. (2009). *Diseño e implementación de circuitos pasivos de microonda en tecnología CRLH*. Madrid, España: Universidad Carlos III De Madrid.
- Moreno, J. (20 de Diciembre de 2017). *Diseño y construcción de un lente de rotman en banda ku utilizando tecnología guía de onda integrada en sustrato*. Obtenido de <https://repositorio.espe.edu.ec/bitstream/21000/13779/1/T-ESPE-057506.pdf>
- Muhammada Imrad Nawaz, Z. (2014). *Northwestern Polytechnical University*. Obtenido de <http://inase.org>: <http://inase.org/library/2014/interlaken/bypaper/CSC/CSC-09.pdf>
- Nateel, N. (Octubre de 2013). *Diseño de acopladores direccionales para la banda Q en tecnología de guía integrada en sustrato (SIW)*. Obtenido de <file:///C:/Users/edrob/Downloads/359774.pdf>
- Navarro, F. (2001). *Guías de Onda Integrada en Sustrato para Aplicaciones en las Bandas de Microondas y Ondas Milimétricas*. Obtenido de Research Gate: [https://www.researchgate.net/publication/267297095\\_Guias\\_de\\_Onda\\_Integradas\\_en\\_Sustrato\\_para\\_Aplicaciones\\_en\\_las\\_Bandas\\_de\\_Microondas\\_y\\_Ondas\\_Milimetricas](https://www.researchgate.net/publication/267297095_Guias_de_Onda_Integradas_en_Sustrato_para_Aplicaciones_en_las_Bandas_de_Microondas_y_Ondas_Milimetricas)
- Pascual, P. (2012). *Modelos de análisis y diseño de dispositivos en guía integrada en sustrato para banda Ku*. Obtenido de Universidad Autónoma de Madrid. Departamento de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones: <http://hdl.handle.net/10486/10358>
- Pasternack. (07 de 08 de 2017). *www.pasternack.com*. Obtenido de The Engineer's RF source: <http://es.pasternack.com/guias-de-ondas.html>
- Pozar, D. (2012). *Microwave Engineering*. Massachusetts: John Wiley & Sons Inc.
- Quelex, B. (s.f.). *SlideShare*. Obtenido de Escuela de Mecánica Eléctrica: <https://es.slideshare.net/Byronf46/tarea-1-lt-200818857>
- Rahali, F. (10 de Abril de 2014). *Cornell University Library*. Obtenido de <https://arxiv.org/abs/1404.2888>
- Rodriguez, C. (25 de Noviembre de 2013). *Guias de Ondas*. Obtenido de <http://grupo5-guiadeondas.com/2013/11/guias-de-ondas.html>
- Rogers Corporation . (2017). RT/duroid 5870/5880.

- Rogerscorp. (2017). *Rogerscorp Corporation*. Obtenido de <http://www.rogerscorp.com/acs/products/32/rt-duroid-5880-laminates.aspx>
- Romero, D. (30 de Enero de 2017). *Diseño y Cosntruccion de un acoplador direccional hibrido de 180 grados de multiples secciones con tecnologia microatrip para la banda C*. Obtenido de <https://repositorio.espe.edu.ec/bitstream/21000/12776/1/T-ESPE-053697.pdf>
- Smith, N. (2010). *Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems*. Quebec, Canada: Thesis for the degree of Master Of Engineering, Department of Electrical & Computer Engineering.
- Xinyu, X. (2005). *A New Six-Port Junction Based on Substrate*. Obtenido de Microwave Conference Proceedings 2005: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1463344/>
- Zamanillo, J. (19 de Marzo de 2014). Modelado eficiente de obstáculos en guía de onda rectangular para simuladores comerciales utilizando código Verilog-A. *ResearchGate*, 4. Obtenido de <http://proyctofinalme06.blogspot.com/2011/03/factores-que-intervienen-en-el-proceso.html>