



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

**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELÉCTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES**

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

**TEMA: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN LENTE DE  
ROTMAN EN BANDA KU UTILIZANDO TECNOLOGÍA  
GUIA DE ONDA INTEGRADA EN SUSTRATO**

**AUTOR: MORENO AYALA, JOSÉ LUIS**

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

**SANGOLQUÍ**

**2017**



# 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 UN LENTE DE ROTMAN EN LA BANDA KU UTILIZANDO TECNOLOGÍA GUIA DE ONDA INTEGRADA EN SUBSTRATO SIW” realizado por el señor JOSÉ LUIS MORENO AYALA 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 JOSÉ LUIS MORENO AYALA para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 5 de diciembre del 2017

A blue ink signature, appearing to be "R. Haro Baez", is written over a horizontal dashed line.

ING. RAUL HARO BAEZ  
DIRECTOR



# ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

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

## **AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD**

Yo, JOSÉ LUIS MORENO AYALA, con cédula de ciudadanía N° 172355174-1, declaro que este trabajo de titulación “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNLENTE DE ROTMAN EN LA BANDA KU UTILIZANDO TECNOLOGÍA GUIA 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, 5 de diciembre del 2017

  
-----  
JOSÉ LUIS MORENO AYALA  
C.C. 172355174-1



# ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

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

## AUTORIZACIÓN

Yo, JOSÉ LUIS MORENO AYALA, 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 UN LENTE DE ROTMAN EN LA BANDA KU UTILIZANDO TECNOLOGÍA GUIA DE ONDA INTEGRADA EN SUBSTRATO SIW” cuyo contenido, ideas y criterios son de mi autoría y responsabilidad.

Sangolquí, 5 de diciembre del 2017

Una firma manuscrita en tinta azul que parece decir 'José Luis Moreno Ayala', escrita sobre una línea horizontal punteada.

JOSÉ LUIS MORENO AYALA

C.C. 1723551741

## **DEDICATORIA**

A mi abuelita Hipatia Carrillo  
A mis padres Jenny Ayala y Fernando Moreno  
A mi hermano Diego Rodríguez

Gracias Dios por nunca dejarme y darme todo lo que tengo

Con mucho esfuerzo y mucho amor.

## AGRADECIMIENTO

A mi familia, muchas gracias por su formación, somos y seguiremos siendo un ejemplo para la sociedad con sus alegrías y tristezas, con días buenos y malos. Pero por sobre todas las adversidades siempre juntos, todo lo que soy es por ustedes.

Tener su apoyo fue de vital importancia en mi época de estudiante de ingeniería, nadie sabe lo que se vive en esta larga formación pero siempre estuvieron a mi lado. También pido disculpas por el tiempo que no pude compartir a su lado, ese tiempo no fue en vano estaba luchando por mi sueño ser Ingeniero. Gracias por siempre impulsar los lazos familiares y aceptarme de mi particular forma de ser.

Quiero agradecer a mis padres, quienes en todo momento han creído en mí, me han apoyado y motivado día a día, en los momentos difíciles siempre estuvieron para mí. Por su amor, generosidad y constante superación han sido siempre un ejemplo a seguir.

A mi segunda madre, Mamapati, por todo lo que ha hecho por mí desde mi nacimiento hasta hoy. Persona fuerte, dura, inquebrantable. La mejor abuelita que se pudo tener. Gracias por todo usted es mi ejemplo a seguir.

De manera especial, quiero agradecer a mi amigo a mi profesor a mi guía, Ingeniero Raúl Haro por su ayuda y formación no solo dentro del aula, fuera de ella es donde más se destaca. Fue un gran guía, gracias por su ayuda para conseguir mi sueño y completar mi formación como Ingeniero. Eterna gratitud.

## ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>CERTIFICADO .....</b>	<b>ii</b>
<b>AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD.....</b>	<b>ii</b>
<b>DEDICATORIA.....</b>	<b>v</b>
<b>AGRADECIMIENTO .....</b>	<b>vi</b>
<b>ÍNDICE DE CONTENIDOS.....</b>	<b>vii</b>
<b>ÍNDICE DE TABLAS .....</b>	<b>x</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS .....</b>	<b>xi</b>
<b>RESUMEN .....</b>	<b>xiii</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>xiv</b>
<b>CAPÍTULO I.....</b>	<b>1</b>
<b>1. Introducción .....</b>	<b>1</b>
<b>1.1. Trabajos relacionados .....</b>	<b>1</b>
<b>1.2. Justificación e Importancia.....</b>	<b>2</b>
<b>1.3. Alcance del Proyecto.....</b>	<b>3</b>
<b>1.4. Objetivos... ..</b>	<b>5</b>
<b>1.4.1. General.....</b>	<b>5</b>
<b>1.4.2. Específicos... ..</b>	<b>5</b>
<b>CAPÍTULO II .....</b>	<b>7</b>
<b>2. MARCO TEÓRICO .....</b>	<b>7</b>
<b>2.1. Introducción .....</b>	<b>7</b>
<b>2.2. Tecnologías de guiado.....</b>	<b>8</b>
<b>2.2.1. Características básicas de guías de onda rectangulares .....</b>	<b>9</b>
<b>2.2.2. Líneas de transmisión planares .....</b>	<b>10</b>
<b>2.3. Tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide).....</b>	<b>13</b>
<b>2.3.1. Componentes de la tecnología SIW .....</b>	<b>13</b>
<b>2.3.2. Modos de propagación soportados en SIW .....</b>	<b>15</b>

2.3.3. Guías de onda estándar .....	15
2.3.4. Criterios de diseño en tecnología SIW .....	16
2.3.5. Transiciones SIW – microstrip .....	18
2.3.6. Criterios de diseño de transición taper microstrip. ....	20
2.4. Reflectores.. .....	22
2.5. Lente de Rotman.....	23
2.5.1. Modelo de óptica geométrica .....	25
<b>CAPÍTULO III.....</b>	<b>32</b>
<b>3. MATERIALES.....</b>	<b>32</b>
3.1. Software de simulación electromagnética.....	32
3.1.1. <i>CST Microwave Studio</i> .....	33
3.2. Software de análisis matemático .....	35
3.3. Materiales .....	36
3.3.1. Sustrato RT/ <i>duroid</i> 5880.....	36
3.3.2. Características sustrato RT/ <i>duroid</i> 5880.....	38
3.3.3. Cables.....	39
3.3.4. Cargas.....	40
3.4. Analizador Vectorial.....	41
3.5. Diagrama de bloques Desarrollo Proyecto de investigación.....	43
<b>CAPÍTULO IV .....</b>	<b>45</b>
<b>4. DISEÑO Y SIMULACION LENTE DE ROTMAN .....</b>	<b>45</b>
4.1. Especificaciones de diseño.....	45
4.2. Procedimiento de Diseño .....	46
4.2.1. Selección de la guía de onda rectangular estándar .....	46
4.2.2. Diseño guía rectangular en tecnología SIW.....	47
4.2.3. Resultados de simulación de guía SIW en CST.....	49
4.3. Diseño de la lente de Rotman en tecnología SIW.....	50
4.3.1. Calculo de longitud de puertos del lente. ....	51
4.3.2. Calculo de coordenadas de la lente.....	52



4.3.3. Diseño de las paredes laterales.....	54
4.3.4. Perfil de Lente de Rotman 2D.....	55
4.3.5. Explicación de los parámetros del Lente. ....	56
4.4. Resultados simulación diseño final de lente de Rotman.....	61
4.4.1. Resultados simulación perdidas de retorno diseño final .....	62
4.5. Diseño de la transición SIW-microstrip.....	64
4.6. Diseño a implementarse lente de Rotman (SIW) transición tipo Taper .....	68
4.6.1. Simulación perdida de Retorno diseño con transición .....	69
4.6.2. Simulación acoplamiento diseño final con transición.....	70
4.7. Construcción prototipo Lente de Rotman.....	71
4.7.1. Puertos Lente de Rotman implementado.....	73
4.8. Resultados prototipo Lente de Rotman. ....	73
4.8.1. Resultados pérdidas de Retorno (medido vs simulado).....	74
4.8.2. Resultados acoplamiento puerto 1 (medido vs simulado) .....	75
4.8.3. Resultados acoplamiento puerto 2 (medido vs simulado) .....	76
4.8.4. Resultados acoplamiento puerto 3 (medido vs simulado) .....	76
4.8.5. Resultados aislamiento puerto 3 (medido vs simulado).....	77
4.8.6. Ejemplo proceso de medición prototipo implementado. ....	78
<b>CAPÍTULO V .....</b>	<b>81</b>
<b>5. CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS ...</b>	<b>81</b>
5.1. Conclusiones .....	81
5.2. Recomendaciones .....	83
5.3. Trabajos Futuros .....	83
<b>6. BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>84</b>

## ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1</b> <i>Estándar WR para Guías de onda rectangular.</i> .....	16
<b>Tabla 2</b> <i>Parámetros transición de SIW a microstrip tipo taper</i> .....	19
<b>Tabla 3</b> <i>Métodos de simulación disponibles en CST Microwave Stud</i> .....	34
<b>Tabla 4</b> <i>Propiedades principales de compuesto RT/duroid 5880</i> .....	39
<b>Tabla 5</b> <i>Características cable Coaxial 160 Pasternack</i> .....	40
<b>Tabla 6</b> <i>Características carga 50Ω</i> .....	41
<b>Tabla 7</b> <i>Especificaciones Analizador vectorial</i> .....	42
<b>Tabla 8</b> <i>Especificaciones eléctricas de diseño Lente de Rotman</i> .....	45
<b>Tabla 9</b> <i>Parámetros de diseño lente de Rotman</i> .....	50
<b>Tabla 10</b> <i>Parámetros de entrada en Script generador Perfil de Lente</i> .....	55
<b>Tabla 11</b> <i>Ejemplo parámetros Perfil de Lente</i> .....	57
<b>Tabla 12</b> <i>Parámetros finales diseño lente de Rotman (SIW)</i> .....	68
<b>Tabla 13</b> <i>Puertos Lente de Rotman Implementado</i> .....	72

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1.</b> a) Línea microstrip b) Línea coplanar. ....	11
<b>Figura 2.</b> Estructura de línea <i>Microstrip</i> . ....	12
<b>Figura 3.</b> Parámetros geométricos de una guía SIW. ....	14
<b>Figura 4.</b> Transición de guía de onda integrada en sustrato SIW a microstrip. ....	19
<b>Figura 5.</b> Modelo de transición tipo taper microstrip. ....	20
<b>Figura 6:</b> Acoplamiento de impedancia (SIW- microstrip).....	20
<b>Figura 7.</b> Diferentes geometrías de reflector .....	22
<b>Figura 8.</b> Parámetros geométricos lente de Rotman. ....	24
<b>Figura 9.</b> Camino de haces de F1 hacia los puertos de salida.....	26
<b>Figura 10.</b> Parámetros para cálculo arco focal (geometría circular).....	30
<b>Figura 11.</b> Mallado tetraédrico en CST (Computer Simulation Technology).....	33
<b>Figura 12.</b> Entorno de desarrollo MATLAB .....	36
<b>Figura 13.</b> Representación Duroid 5880 RT Rogers.....	37
<b>Figura 14.</b> Láminas de alta frecuencia RT/duroid 5880 .....	38
<b>Figura 15.</b> Cables <i>Pastersnak</i> (hasta 28 GHz).....	40
<b>Figura 16.</b> Pérdidas de retorno <i>Minicircuits ANNE</i> .....	41
<b>Figura 17.</b> Analizador vectorial N9918A .....	42
<b>Figura 18.</b> Diagrama de bloques del proceso de diseño del Lente de Rotman. ....	44
<b>Figura 19.</b> Carta modos guía de onda WR42, frecuencias de corte <i>TE10</i> y <i>TE20</i> ..	46
<b>Figura 20.</b> Diseño de guía rectangular SIW en CST.....	48
<b>Figura 21.</b> Parámetros S guía SIW simulada en CST. ....	49
<b>Figura 22.</b> Ancho de Banda para guía SIW utilizada. ....	49
<b>Figura 23.</b> Perfil de lente de Rotman, longitud de puertos. ....	52
<b>Figura 24.</b> Geometría de la lente de Rotman usando Óptica Geométrica.....	53
<b>Figura 25.</b> Reflexiones internas en las paredes laterales. ....	54
<b>Figura 26.</b> Perfil lente 2D a) Coord. Matlab b) Coord. Importadas CST. ....	56
<b>Figura 27.</b> Modificación relación focal: a) reducción Beta b) incremento Beta.....	58
<b>Figura 28.</b> Modificación factor de expansión: a) reducción b) incremento.....	59
<b>Figura 29.</b> Modificación longitud focal: a) reducción b) incremento.....	60
<b>Figura 30.</b> Modificación ancho del lente: a) reducción b) incremento.....	61
<b>Figura 31.</b> Simulación Lente de Rotman 3D CST Microwave Studio .....	61
<b>Figura 32.</b> Simulación 3D Lente de Rotman a) Puerto 2 b) Puerto 1 .....	62
<b>Figura 33.</b> Perdidas de retorno $S_{11}$ , $S_{22}$ , $S_{33}$ Lente de Rotman tecnología SIW.....	62
<b>Figura 34.</b> Acoplamiento Puerto 1 Lente de Rotman tecnología SIW. ....	63
<b>Figura 35.</b> Acoplamiento Puerto 2 Lente de Rotman tecnología SIW. ....	63
<b>Figura 36.</b> Acoplamiento Puerto 3 Lente de Rotman tecnología SIW. ....	64
<b>Figura 37.</b> Esquema transición SIW tipo taper-microstrip. ....	65
<b>Figura 38.</b> Guía de onda SIW con transiciones tipo taper microstrip.....	66
<b>Figura 39.</b> Perdidas de inserción y retorno transición tipo Taper-Microstrip.....	67
<b>Figura 40.</b> Impedancia de Guía SIW con transición tipo taper microstrip. ....	67
<b>Figura 41.</b> Diseño final lente con transiciones a) V. frontal b)V. posterior.....	69
<b>Figura 42.</b> Perdidas de retorno ( $S_{11}$ , $S_{22}$ , $S_{33}$ ) lente de Rotman con transiciones. ....	69
<b>Figura 43.</b> Acoplamiento puerto 1 diseño lente de Rotman con transiciones.....	70
<b>Figura 44.</b> Acoplamiento puerto 2 diseño lente de Rotman con transiciones.....	71
<b>Figura 45.</b> Acoplamiento puerto 3 diseño lente de Rotman con transiciones.....	71

<b>Figura 46.</b> Prototipo Lente de Rotman implementado.....	72
<b>Figura 47.</b> Puertos Lente de Rotman implementado.....	73
<b>Figura 48.</b> Medición prototipo usando Analizador Vectorial.....	73
<b>Figura 49.</b> Perdidas de retorno $S_{11}$ , $S_{22}$ , $S_{33}$ (medido vs simulado).....	74
<b>Figura 50.</b> Resultados Acoplamiento Puerto 1 Lente de Rotman (SIW).....	75
<b>Figura 51.</b> Resultados Acoplamiento Puerto 2 Lente de Rotman (SIW).....	76
<b>Figura 52.</b> Resultados de acoplamiento Puerto 3 Lente de Rotman (SIW).....	77
<b>Figura 53.</b> Medición aislamiento puerto 3 en prototipo Lente de Rotman.....	77
<b>Figura 54.</b> Aislamiento puerto 3 (medido vs simulado) Lente de Rotman (SIW)....	78
<b>Figura 55.</b> Esquema medición aislamiento Puerto 3 respecto a Puerto 2.....	79
<b>Figura 56.</b> Esquema medición aislamiento Puerto 3 respecto a Puerto 4.....	79
<b>Figura 57.</b> Ejemplo proceso de medición prototipo implementado.....	80

## RESUMEN

El presente proyecto tiene como finalidad emplear la tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide) para realizar diseños de Lentes de Rotman para la banda K, teniendo en cuenta que la tecnología SIW posee como ventaja sobre otras tecnologías: diseños pequeños, baratos y fáciles de construir, desplazando en gran medida a la guía de onda tradicional. Uno de los puntos clave para obtener diseños aplicables en tecnología SIW es el software electromagnético, este software será utilizado para la simulación, comprobación y posterior implementación, permitiendo una optimización en materiales, incrementando sus prestaciones y disminuyendo su costo en este proyecto se selecciona el software de simulación CST Microwave Studio. Una vez completo el diseño en el simulador CST Microwave Studio se debe tomar en cuenta el acoplamiento de impedancias para lograr un acoplamiento adecuado entre el diseño en SIW y los conectores SMA se usan transiciones tipo taper, estas transiciones las cuales logran un acoplamiento de impedancias correcto entre el Lente de Rotman usando tecnología SIW y los terminales SMA a conectar, siendo la impedancia a acoplarse de 50 ohm. Al finalizar este proyecto se espera obtener la implementación de un Lente de Rotman de N entradas y M salidas, diseñado para operar en la banda K, este diseño será simulado, implementado, probado y medido, haciendo un análisis teórico y experimental, comparando los resultados obtenidos analíticamente, y experimentalmente con las simulaciones realizadas y diseños implementados.

### **PALABRAS CLAVES:**

- **LENTE DE ROTMAN**
- **BANDA K**
- **GUIA DE ONDA INTEGRADA EN SUBSTRATO (SIW)**
- **PARAMETROS S**
- **MICROSTRIP**

## ABSTRACT

The purpose of this project is to use the SIW (substrate Integrated Waveguide) technology to perform Rotman lens designs for the k-band, considering that the technology SIW has as an advantage over other technologies: small designs, cheap and easy to build, moving largely to the traditional waveguide. One of the key points to obtain designs applicable in SIW technology is the electromagnetic software, this software will be used for the simulation, verification and subsequent implementation, allowing an optimization in materials, increasing their Benefits and lowering its cost. In this project the CST Microwave Studio simulation software is used. Once the design is complete in the CST Microwave Studio Simulator, it is necessary to take into account the impedance coupling to achieve an adequate coupling between the design in SIW and the SMA connectors are used taper transitions, these transitions which accomplish a Correct impedance link between Rotman lens using SIW technology and SMA terminals to connect, being impedance to be coupled with 50 ohm. At the end of this project is expected to obtain the implementation of a Rotman lens of N inputs and M outputs, designed to operate in the K band, this design will be simulated, implemented, tested and measured, making a theoretical and experimental analysis, compared the Results obtained analytically, and experimentally with the simulations carried out and designs implemented.

### KEY WORDS:

- **ROTMAN LENSES**
- **K-BANDA**
- **INTEGRATED WAVEGUIDE IN SUBSTRATE (SIW)**
- **S PARAMETERS**
- **MICROSTRIP**

# CAPÍTULO I

## 1. Introducción

El presente proyecto tiene como finalidad diseñar y construir un lente de Rotman en tecnología guía de onda integrada en sustrato SIW en la banda K, teniendo en cuenta que esta tecnología proporciona diseños pequeños, baratos y fáciles de construir. Se investigará guías de onda rectangulares y Lentes de Rotman, dispositivos que usan la propagación de una señal inyectada en el espacio libre entre dos placas paralelas, que tienen una geometría determinada, de esta manera se cambia pasivamente la fase de dicha onda. Además la transición de guía de onda rectangular con dieléctrico a guía de onda integrada en sustrato es obligatorio en la investigación para un correcto diseño del lente de Rotman.

Complementado el diseño tanto matemático como experimental se utilizará el software CST microwave studio para el análisis electromagnético para la simulación y verificación de la transición y el correcto funcionamiento del lente de Rotman permitiendo la optimización de los diseños y buscando mejorar su ancho de banda. Finalmente, se construirá algunos prototipos que serán puestos a prueba comparando los resultados obtenidos en forma experimental y práctica, los cuales se verificarán al momento de comparar las medidas y la simulación...

### 1.1. Trabajos relacionados

Existen trabajos previamente elaborados durante los últimos años. Destacándose los siguientes temas; lentes de Rotman usando guía de onda integrado en Substrato en la banda Ka para aplicaciones que utilicen arreglos de antena multihaz, Análisis, diseños en las diferentes tecnologías y guías de onda y síntesis de Lentes de Rotman, además de muchos artículos, donde se central en la optimización de los parámetros de diseño de los lentes.

W. Rotman y R.F. Turner en el año 1962 presenta en un informe del Laboratorio de Investigación de la Fuerza Aérea de los Estados Unidos. En este informe se presentó un primer de un lente mejorado que tuviese un perfil plano en su cara frontal de forma que pudiese ser utilizada como el iluminador primario de un reflector parabólico cilíndrico o como la alimentación de una agrupación plana de antenas. Posteriormente,

este concepto y las ecuaciones para un diseño aplicable se las mostro en un artículo Wide-angle microwave lens for line source applications en el IEEE Transactions on Antennas and Propagation en el año 1963.

Este primer lente utiliza bocinas sectoriales como puertos de entrada (o beam) para inyectar estas señales en una cavidad de placas paralelas; las ondas viajan por la cavidad central para así llegar al extremo opuesto aquí se encuentran los puertos de agrupación (o array) los cuales extraen las señales de la cavidad utilizando sondas coaxiales. Por medio de cables de RF, estas señales se llevan hacia los puertos de salida de la lente, donde se conectan las antenas.

Como punto de partida y comparando este diseño inicial este lente tiene grandes diferencias al lente que se plantea diseñar en este proyecto; Una de las principales es que los elementos de la lente son cables coaxiales de determinadas longitudes en lugar de placas paralelas metálicas o el uso de guía de onda integrada en sustrato (SIW).

## **1.2. Justificación e Importancia**

Muchas de las ventajas de la eficiencia de la tecnología microstrip se encuentran relacionadas con el peso, tamaño y costo presentes que utilizan esta tecnología. Pérdidas por radiación, pérdidas por ondas de fuga, pérdidas por ondas superficiales, pérdidas por ondas radiadas, pérdidas por dieléctrico y pérdidas por conductor se suman a las desventajas para acoplar correctamente elementos planos con elementos no planos son los principales impedimentos para que dicha tecnología logre ser más eficiente. (Cano)

La tecnología de guía de onda integrada en sustrato, utilizada por primera vez en 1994, 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 un material dieléctrico y construida con tecnología planar, muy similar a tecnologías antiguas como microstrip y coplanar, razón por la cual facilita la integración con otros circuitos con líneas de transmisión. (Garcia, 2012) En resumen, con SIW se tienen guías de onda que presentan mejor acoplamiento que las líneas de microstrip que a su vez sean pequeñas, fáciles de moldear e integrar a superficies tanto planas como no planas, ligeras y de bajo costo. (Pozar, 2002)



En este proyecto se utilizará esta tecnología para diseñar un Lente de Rotman dispositivo que usa la propagación de una señal inyectada en el espacio libre entre dos placas paralelas, que tienen una geometría determinada, para cambiar pasivamente la fase de dicha onda; las salidas del lente se utilizarán para alimentar una agrupación lineal de antenas. Al controlar el desfase de las ondas que llegan a la agrupación se puede dirigir el lóbulo de radiación de la antena hacia una dirección predeterminada. (Carrera Suarez, 2015)

Este proyecto se puede justificar debido a la demanda actual que presentan diferentes aplicaciones relacionadas a las microondas y dispositivos de RF. El diseño del lente de Rotman varía entre los trabajos dependiendo la aplicación o frecuencia a la que se desea que funcione. Otros diseños de lentes de Rotman se puede observar en los trabajos realizados por: (Carrera Suarez, 2015), (Cheng, 2015).

### **1.3. Alcance del Proyecto**

Para desarrollar este proyecto de investigación. Este proyecto consiste en diseñar y construir un lente de Rotman con N puertos beam (entradas) y M puertos array (salidas) usando tecnología de guía de onda integrada en substrato en la banda K, para lo cual se investigará sobre guías de onda rectangulares, además del diseño de Lentes de Rotman en tecnología SIW. Se utilizará el software de simulación CST studio microwave para verificar la transición de una guía de onda rectangular a guía de onda integrada en substrato y para verificar el correcto funcionamiento de los lentes de Rotman diseñados.

Para el diseño de la cavidad se utilizara un proyecto de investigación es realizar el estudio del estado del arte sobre el tema de guía de onda rectangular, tecnología de guía de onda integrada en substrato y en la creación de lentes de Rotman. De la guía de onda rectangular con dieléctrico y la tecnología SIW se puede extraer información importante e indispensable para realizar la transición a la par de la recolección de información en aplicaciones reales de los lentes de Rotman. Posteriormente se debe revisar fuentes bibliográficas sobre las diferentes técnicas en diseño e implementación para así encontrar las ecuaciones adecuadas para el correcto desarrollo de prototipo lente de Rotman.

En segundo lugar, se deben definir las especificaciones eléctricas para así obtener los parámetros de diseño de la lente a realizarse. Una vez revisada la teoría necesaria se comenzará la parte de diseño del lente de Rotman, siguiendo una metodología utilizada por diferentes investigadores. (Carrera Suarez, 2015) El cálculo de la geometría de la lente por medio del modelo de óptica geométrica esto comprende las coordenadas de los puertos de entrada y salida así como las longitudes de las líneas de conexión, complementando el cálculo de la geometría de la lente se debe realizar el diseño de los puertos y líneas de conexión al culminar esta parte del diseño se tendrá la posibilidad de una primera evaluación del funcionamiento de la lente ideal en guía de onda rectangular usando CST. Para comprobar el diseño es necesario aplicar cálculos matemáticos a partir de la matriz Scattering los cuales también se incluirán en el escrito del proyecto de investigación. (Cheng, 2015)

Para evaluar el funcionamiento completo del diseño de la lente se realizará una simulación mediante el software para análisis electromagnético CST Studio Suite dado que esta herramienta permite analizar parámetros de interés como transmisión y reflexión, acoplamiento, aislamiento, pérdida de inserción y pérdidas de retorno. Dentro de las simulaciones se tendrá en cuenta el diseño básico de una guía de onda rectangular con dieléctrico a partir del cual se podrá 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 realizar la transición es necesario aplicar cálculos matemáticos basados en la guía de onda rectangular y los parámetros de SIW. Además, usando el software CST Studio Suite, en esta etapa de diseño es posible la optimización de algunos parámetros para conseguir mejorar las características y cumplir con las especificaciones eléctricas establecidas en el diseño del lente (Simon, 2004).

Una vez obtenido el modelo del diseño mediante el software CST microwave Studio, se deberá exportar en formato DXF en 2D, como paso previo a la obtención del formato gerber usando el software ADS. Como paso final en la implementación se utilizará una prototipadora para la elaboración de los huecos y limpieza de la placa paso previo a la construcción del prototipo. Una vez elaborado el lente de Rotman se

realizará la medición de los prototipos. Para las medidas de los prototipos se utilizará un analizador vectorial de redes.

A partir de los resultados que se obtengan de la simulación, se redactarán las conclusiones y recomendaciones que se hayan presentado en el proyecto de investigación. 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 estructuras no convencionales para redes de distribución en tecnología SIW.

## **1.4. Objetivos**

### **1.4.1. General**

Diseñar e Implementar un lente de Rotman en tecnología guía de onda integrada en sustrato (SIW) en la banda de frecuencia K para redes conformadoras de haces múltiples.

### **1.4.2. Específicos**

- Realizar el estudio del estado del arte de trabajos previamente realizados sobre diseño de lentes de Rotman en diferentes tecnologías, investigando fuentes y referencias bibliográficas.
- Calcular los valores necesarios para la transición de la guía de onda rectangular a guía de onda integrada en sustrato.
- Calcular los valores necesarios a partir de fórmulas geométricas/matemáticas para el diseño de un lente de Rotman.
- Detallar las especificaciones eléctricas de diseño como son frecuencia central, ángulo focal, ángulo de búsqueda, número de puertos beam/array/dummy.
- Realizar la simulación del lente de Rotman mediante software de análisis electromagnético CST microwave studio para la obtención de los parámetros experimentales y especificaciones eléctricas.
- Seleccionar los componentes de menor costo, tamaño y peso necesarios para el lente de Rotman a ser implementado en la banda Ku.

- Examinar el funcionamiento del lente de Rotman a partir de los parámetros S obtenidos en la simulación y compararlos con las mediciones para la frecuencia de 20GHz.
- Detallar los datos recopilados en cada etapa del proyecto de investigación en su capítulo correspondiente.

## CAPÍTULO II

### 2. MARCO TEÓRICO

En el presente capítulo se describen conceptos sobre líneas de transmisión planares, tecnologías de guiado, guía de onda rectangular, guía de onda integrada en sustrato SIW y Lentes de Rotman.

#### 2.1. Introducción

Tanto lentes como reflectores son usados como colimadores en antenas de microondas. Los lentes tienen hasta cuatro grados de libertad (superficie interior, superficie exterior, índice de refracción y la posición de los radiadores de superficie interior con respecto a la exterior), tienen pérdidas por reflexiones internas, y pueden ser pesadas y voluminosas dependiendo de la frecuencia y tecnología seleccionada en su construcción.

Algunas lentes de microondas se diseñan directamente de las técnicas ópticas, sin embargo, en las frecuencias de microondas están disponibles varias técnicas que permiten diseños casi imposibles de conseguir en la óptica; estas técnicas incluyen superficies no esféricas, materiales dieléctricos artificiales. (Volankis, 2012).

El objetivo del lente es colimar un frente de onda generado por un radiador primario en otro frente de onda que puede ser considerado como plano en la apertura de la lente. Para el diseño se realiza la analogía con un lente óptico describiéndose así la propagación electromagnética a través de una superficie conductora. Usando la técnica del trazado de rayos que se basa (en que todos los rayos entre frentes de onda tienen iguales longitudes de camino óptico) y de la aplicación de las ecuaciones de Fresnel en la superficie de la lente.

Los lentes presentan ventajas sobre los reflectores especialmente en aplicaciones en las que se requiere un barrido del haz en un amplio rango angular. Las lentes debido a su proceso de construcción tienen como ventaja ser más económica con mejor peso y coste de construcción menor, las lentes se utilizan a frecuencias mayores que los reflectores utilizados especialmente para aplicaciones RADAR. (Poza, 2002).

## 2.2. Tecnologías de guiado

Uno de los avances más significativos en la ingeniería de microondas fue el desarrollo de las guías de onda y otros tipos de líneas de transmisión para el transporte de energía de alta frecuencia con bajas pérdidas.

A medida que la ingeniería de microondas se desarrollaba se requería medios para el transporte de energía de alta frecuencia con niveles bajos de pérdidas. Los primeros sistemas de microondas utilizaron guías de onda y cables coaxiales como medios de transmisión en este proyecto se mencionaran de manera breve las características básicas de dos tecnologías de guiado clásicas, guías de onda y líneas planares. Para posteriormente hacer un análisis de guías integradas en sustrato como una alternativa al uso de guías de onda en frecuencias de microondas.

Las guías de onda tienen ventajas entre ellas el manejo de altas potencias con bajas pérdidas; su mayor desventaja es el alto costo de construcción, gran tamaño y un ancho de banda limitado. La línea coaxial tiene un gran ancho de banda y además no presenta dispersión; es útil para aplicaciones de prueba, pero no es un medio adecuado para la fabricación de componentes de microondas complejos.

Las líneas de transmisión planares, como líneas microstrip, stripline, slotline, líneas coplanares y otras geometrías, son una buena alternativa. La principal ventaja de este tipo de líneas es que son compactas, de bajo coste y ofrecen la posibilidad de integrarse fácilmente con componentes activos como diodos y transistores para formar circuitos integrados de microondas. Debido a la actual tendencia a la miniaturización e integración, una gran cantidad de circuitos de microondas se fabrica usando líneas con tecnología planar en lugar de guías de onda.

En los últimos años el concepto de Circuitos Integrados en Substrato (Substrate Integrated Circuits: SIC) el cual consiste en sintetizar estructuras de guía rectangular (no planares) en un sustrato dieléctrico y hacerlo en forma planar la cual es completamente compatible con otras estructuras de este tipo. (Carrera Suarez, 2015). De este tipo de guías de onda la más utilizada, es la guía de onda integrada en sustrato SIW, este tipo de guía se construye creando paredes eléctricas artificiales en el sustrato, la forma habitual consiste en simular las paredes metálicas laterales, usando

vías metalizadas que conectan los planos metálicos superior e inferior que rodean a un substrato dieléctrico. (Ke & Feng , 2005)

### **2.2.1. Características básicas de guías de onda rectangulares**

La guía de onda metálica de sección rectangular es una de las más utilizadas y fue uno de los primeros tipos de líneas de transmisión usados para transportar señales de microondas; actualmente es aún muy utilizada para numerosas aplicaciones. Está disponible en varios tamaños para frecuencias que van desde 320 MHz (WR-2300) hasta los 1.1 THz (WR-1).

Las guías circulares no tienen un uso amplio comparando con las rectangulares y están disponibles en diámetros de 27.79mm para frecuencias de 820MHz (Banda X) hasta los 1.14mm para frecuencias que llegan hasta 220 GHz (Banda G).

Como principales ventajas al usar guías de onda metálica se destacan: blindaje total del campo (eliminan pérdidas por radiación); si la guía está vacía no hay pérdidas en el dieléctrico; pérdidas por conductor bajas; incremento en la capacidad de manejo de potencia; construcción más sencilla que cable coaxial.

Los dispositivos pasivos que utilizan guía de onda tienen bajas pérdidas incluso en frecuencias milimétricas dando la opción de utilizarse en un gran número de aplicaciones. Una gran variedad de componentes como acopladores, detectores, aisladores, atenuadores, codos, etc. Están disponibles comercialmente para varias bandas de frecuencia estándar, desde 1 GHz hasta 220 GHz (Carrera Suarez, 2015).

Las guías de onda metálicas presentan algunas desventajas a considerarse. Siendo el proceso de construcción (fresado del metal). A medida que la frecuencia de operación incrementa, las dimensiones de los dispositivos disminuyen de esta forma el proceso de fresado aumenta el tiempo de construcción, se eleva el costo y la dificultad de producción, siendo poco adecuada para producir dispositivos con facilidad.

Al evidenciarse este problema en la construcción con el fresado del metal aumento el interés por alternativas de fabricación como las tecnologías de micro-mecanizado basadas en procesos fotolitográficos gracias a su buena precisión de construcción y su capacidad de producción en masa de bajo coste, encontrando problemas en frecuencias superiores a los 300Ghz además las características de los dispositivos con micro-mecanizado no son comparables con equipos de fresado de precisión.

Además otro problema es la poca compatibilidad e integración de la circuitería electrónica activa de microondas con guías metálicas convirtiéndose en un reto a superar y usando diferentes transiciones, las cuales le añaden más complejidad al sistema total. (East, Katehi, & Becker, 2002)

### **2.2.2. Líneas de transmisión planares**

Una línea de transmisión planar tiene tiras conductoras que se encuentran en planos paralelos. Los métodos utilizados para fabricar líneas de transmisión planares son compatibles con aquellos utilizados para la fabricación de circuitos integrados y han permitido el desarrollo de los circuitos integrados de microondas.

Siendo las líneas de transmisión planares como stripline, microstrip, coplanar y slotline como las tecnologías estándar para la construcción de circuitos integrados de microondas MIC (Microwave Integrated Circuits)

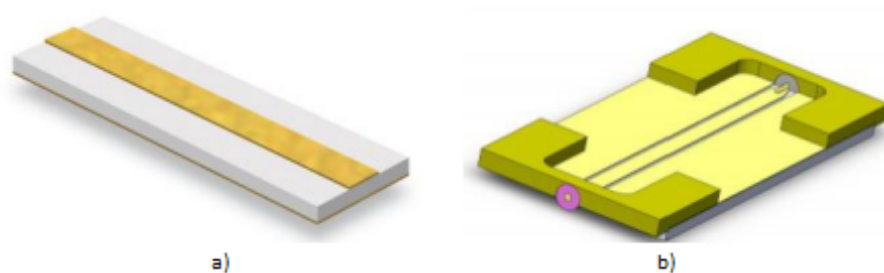
Generalmente estas líneas son regidas por cuatro parámetros básicos:

- Impedancia característica.
- Velocidad de fase o constante dieléctrica efectiva.
- Constante de atenuación.
- Potencia máxima de trabajo.

Estos parámetros son evaluados en términos de las dimensiones de los elementos constitutivos, las propiedades del substrato dieléctrico y el material conductor utilizado.



Las líneas microstrip y coplanar son las más utilizadas por su bajo coste y fácil implementación, la línea microstrip puede ser fabricada utilizando las técnicas de fabricación PCB tradicionales permitiendo buenas tolerancias mecánicas y bajo coste. La línea coplanar utilizada en circuitos monolíticos integrados de microondas (MMIC) posee como ventaja sobre microstrip, la capacidad de tener conexiones con componentes en paralelo entre el conductor y el plano de masa en el mismo lado del sustrato. Adicionalmente existe la opción de conectar componentes en serie con la misma facilidad de líneas microstrip.



**Figura 1.** a) Línea microstrip b) Línea coplanar.

Fuente: (Carrera Suarez, 2015)

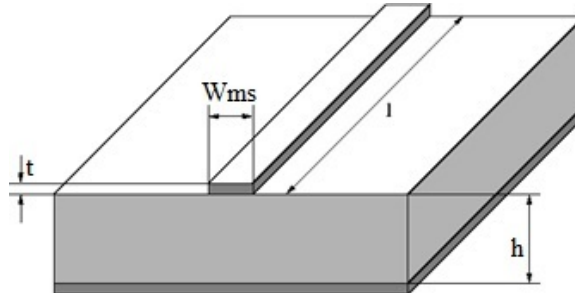
### 2.2.2.1. Línea de transmisión *Microstrip*

Es un tipo de línea de transmisión la cual puede ser fabricada utilizando placa de circuito impreso (PCB). Utiliza principalmente para transmitir señales de microondas. El microstrip es más económico que la tecnología tradicional de guía de onda tradicional, además de ser ligero y compacto. Las desventajas de microstrip en comparación con la guía de onda son: su baja capacidad de manejo de energía y el hecho de tener mayores pérdidas. Además, a diferencia de la guía de onda, no está cerrada y por lo tanto es susceptible de captar gran cantidad de ruido. (Poazar, 2002)

Se fabrica mediante procesos fotolitográficos, con la capacidad de integración con dispositivos de microondas pasivos y activos. Se muestra un esquema de su estructura en Figura 2. Al tener velocidad de fase distinta entre el dieléctrico y el aire, no se forma un modo TEM en la línea Microstrip.

La línea Microstrip forma un TM-TE híbrida y en muchos casos al ser el sustrato muy delgado ( $h$ ) se la considera como cuasi-TEM. Pudiendo así tener

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



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

Fuente: (Cano)

#### 2.2.2.2. 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:

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

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)

Existe un nuevo tipo de guías de onda, la más conocida por su facilidad de diseño y fabricación, es la guía de onda integrada en sustrato SIW que se construye creando paredes eléctricas artificiales en el sustrato; la forma habitual consiste en incrustar agrupaciones periódicas de vías metalizadas conectando así los planos metálicos superior e inferior que rodean al sustrato dieléctrico.

Estas guías tienen características semejantes a las guías de onda rectangulares con paredes metálicas y rellenas de dieléctrico, teniendo un alto similar pero de ancho diferente calculado este de acuerdo a la guía de onda rectangular en la cual se basó su diseño. Adicionalmente esta tecnología permite la realización de transiciones eficientes entre la guía de onda y circuitos planares como circuitos integrados con guías microstrip. (Sbarra, Marcaccioli, Gatti, & Sorrentino, 2007)

La tecnología SIW posee la opción de desarrollar utilizando técnicas comunes de construcción por ejemplo PCB un circuito completo con tecnología plana incluyendo: líneas planares, transiciones, guías rectangulares, componentes activos y antenas. Los dispositivos desarrollados con tecnología SIW son compactos, livianos, de fabricación sencilla y de bajo coste, adicional a esto se mantiene presente ventajas propias de los sistemas con guías de onda como son:

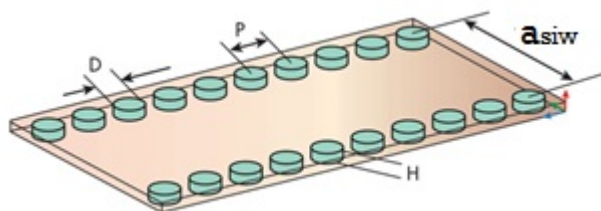
- Bajas pérdidas.
- Alto factor de calidad.
- Manejo de altos niveles de potencia.
- Gran ancho de banda.
- Compatibilidad con otras estructuras planas (transiciones entre SIW y microstrip)

#### 2.3.1. Componentes de la tecnología SIW

La guía en SIW se construye colocando dos filas de agujeros metalizados en el sustrato, como se muestra en la Figura 3. 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 3.** Parámetros geométricos de una guía SIW.

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

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 de las paredes metálicas, el segundo tipo son las pérdidas en el dieléctrico debidas a la tangente de pérdidas del sustrato y finalmente la presencia de huecos en las paredes laterales de la estructura determina pérdidas por radiación debido a posibles fugas. Los diferentes tipos de pérdidas pueden ser minimizados modificando algunos parámetros geométricos de la estructura como el espesor del dieléctrico  $h$ , el diámetro de los postes metálicos  $d$  y la separación longitudinal de los postes  $p$ .

De las pérdidas antes mencionadas, las pérdidas 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. La optimización de la geometría tiene efectos marginales sobre la minimización de las pérdidas en frecuencias milimétricas. Para este caso es importante la selección adecuada de los materiales dieléctricos a utilizarse.

### 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, no pueden ser guiados los modos TM esto al considerarse un tipo especial de guía rectangular con una serie de ranuras en las paredes laterales. (Hernandez, 2015)

Como se puede ver en la Figura 3, 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. Este hecho justificaría 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, de esta forma es el único modo que se desea propagar para evitar la dispersión de energía.

### 2.3.3. Guías de onda estándar

Las dimensiones de  $a$  y  $b$  para una guía de onda rectangular  $\epsilon_r = 1$  (aire). Estas dimensiones están regidas por el estándar WR Rectangular Waveguide en la Tabla 1 se muestra algunas de las guías estándar en la banda de frecuencia K.

**Tabla 1****Estándar WR para Guías de onda rectangular.**

Estándar	Rango de Frecuencia (GHz)	$f_{c_{TE_{10}}}$ (GHz)	a (mm)	b (mm)
WR 284	2.6 – 3.95	2.08	72.136	34.036
WR 187	3.95 – 5.85	3.156	47.5488	22.148
WR 159	4.9 – 7.05	3.705	40.386	20.193
WR 137	5.85 – 8.2	4.285	34.848	15.798
WR 112	7.05 – 10	5.26	28.498	12.6238
WR 90	8.2 – 12.4	6.56	22.86	10.16
WR 75	10 – 15	7.847	19.05	9.525
WR 62	12.4 – 18	9.49	15.798	7.899
WR 51	15 – 22	11.572	12.954	6.477
WR 42	18 – 26.5	14.051	10.668	4.318
WR 34	22 – 33	17.357	8.636	4.318
WR 28	26.5 – 40	21.077	7.112	3.556
WR 22	33 – 50	26.346	5.6896	2.8448

Fuente: (EverythingRF, 2016)

**2.3.4. Criterios de diseño en tecnología SIW**

Con el afán 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 dada por las siguientes ecuaciones (2) y (3).

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

$$f_{c_{TE_{mn}(\text{dieléctrico})}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{wr}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b_{wr}}\right)^2} \text{ [Hz]} \quad (3)$$

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 [m]
- $b_{wr}$ : altura de la guía de onda rectangular con dieléctrico [m].
- $a$ : ancho de la guía de onda rectangular [m].
- $b$ : altura de la guía de onda rectangular [m].
- $\epsilon_r$ : constante dieléctrica del sustrato usado para tecnología SIW.

Donde:

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

$$f_{c_{TE_{10}(\text{aire})}} = \frac{c}{2a} \text{ [Hz]} \quad (4)$$

$$f_{c_{TE_{10}(\text{dieléctrico})}} = \frac{c}{2a_{wr}\sqrt{\epsilon_r}} \text{ [Hz]} \quad (5)$$

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  $a_{wr}$ :

$$a_{wr} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ [m]} \quad (6)$$

Se puede evidenciar una reducción en el ancho ( $a_{wr}$ ) para una guía con dieléctrico, al ser inversamente proporcional a  $\sqrt{\epsilon_r}$ . Al determinarse el ancho de la guía

con dieléctrico dada por ecuación (6), se puede determinar el ancho de la guía SIW empleando la siguiente expresión.

$$a_{siw} = a_{wr} + \frac{\phi^2}{0.95p} [m] \quad (7)$$

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

Para asegurar que las pérdidas por radiación sean despreciables se han de cumplir las siguientes condiciones, obtenidas a partir de la simulación de diferentes geometrías SIW (Máximo, 2015).

$$p \leq 2\phi \quad (8)$$

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

$$f_{c_{TE10}(siw)} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( a_{siw} - \frac{\phi^2}{0.95p} \right)^{-1} [Hz] \quad (9)$$

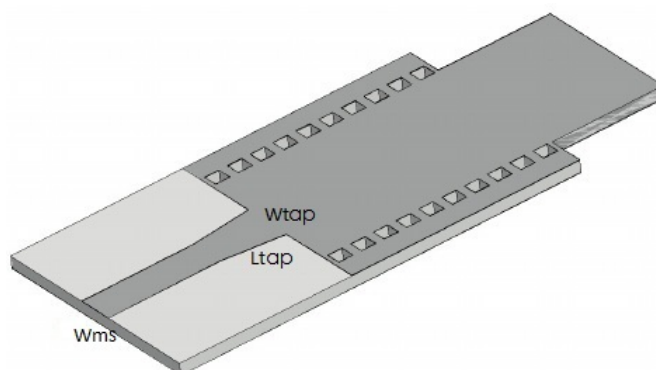
$$f_{c_{TE20}(siw)} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left( a_{siw} - \frac{\phi^2}{1.1p} - \frac{\phi^3}{6.6p^2} \right)^{-1} [Hz] \quad (10)$$

### 2.3.5. Transiciones SIW – microstrip

Un factor muy importante en el diseño de guías SIW son sus transiciones. 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. Las



transiciones son importantes para lograr un acoplamiento correcto de impedancias entre SIW y la estructura a la que se vaya a conectar o medir los diferentes dispositivos.



**Figura 4.** Transición de guía de onda integrada en sustrato SIW a microstrip.

La forma más sencilla para una transición de SIW se muestra en Figura 4. Se trata de una transición de SIW a microstrip. En esta transición se lleva a cabo una transición en forma de *taper*, y dependiendo de las medidas de éste se tendrá un mejor o peor acoplamiento de impedancia.

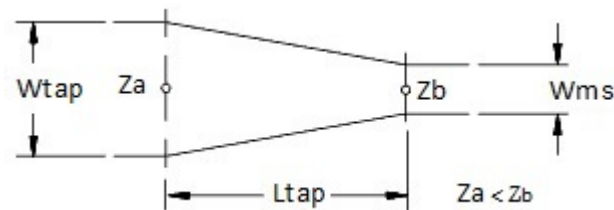
**Tabla 2**

***Parámetros transición de SIW a microstrip tipo taper***

$W_{ms}$	Es el ancho de la pista de microstrip, el cual debe ser diseñado de acuerdo a la impedancia que quiera acoplarse ( $50 \Omega$ )
$L_{tap}$	Largo del taper
$W_{tap}$	Ancho del taper

El taper además posee como una de sus funciones principales 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 5 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

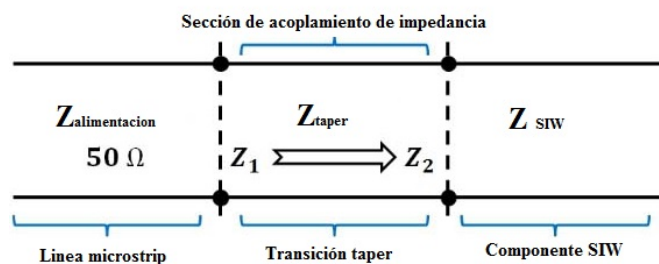
( $W_{\text{tap}}$ ) ancho de taper y ( $l_{\text{tap}}$ ) longitud de taper permiten ajustar el acoplamiento entre las impedancias de la línea microstrip y de la guía SIW.



**Figura 5.** Modelo de transición tipo taper microstrip.

### 2.3.6. Criterios de diseño de transición taper microstrip.

Para el diseño de esta transición se debe tomar en cuenta y tratar por separado los dos elementos, estos son: línea microstrip y el taper. La línea microstrip definida por  $W_{\text{ms}}$  y  $H$  se diseña con el objetivo de igualar la impedancia característica a la impedancia de referencia normalmente  $50[\Omega]$ , y el taper, definido por  $l_{\text{tap}}$  y  $W_{\text{tap}}$ , cuya finalidad es transformar la impedancia característica de la línea microstrip en la impedancia de la guía SIW.



**Figura 6:** Acoplamiento de impedancia (SIW- microstrip)

Como se puede observar en la Figura 6, la impedancia entre la línea de alimentación y la transición está definida como  $Z_1 = 50[\Omega]$  y la impedancia entre la transición y el componente SIW se define como  $Z_2$ . Se debe tomar en cuenta que esta transición se la hace siempre y cuando la siguiente expresión se cumpla  $Z_{\text{alimentacion}} \neq Z_{\text{siw}}$ . Al cumplirse esta expresión  $Z_1$  adopta el valor de la impedancia de la línea microstrip.

Puede deducirse con un error  $< 1\%$  partiendo de las siguientes expresiones, estas expresiones toman en cuenta  $\epsilon_r$  y  $Z_1$  (Pozar, 2002):

$$\frac{W_{ms}}{H} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & ; \frac{W_{ms}}{H} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] & ; \frac{W_{ms}}{H} > 2 \end{cases} \quad (11)$$

Para el diseño se necesita determinar  $W_{ms}$ , teniendo los valores de  $Z_1$  y  $\epsilon_r$ .

$$A = \frac{Z_1}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (12)$$

$$B = \frac{377}{2Z_1\sqrt{\epsilon_r}} \quad (13)$$

Donde  $\lambda_{gms}$  es la longitud de la onda guiada en la línea microstrip, entonces  $W_{tap}$  ancho de taper y  $L_{tap}$  longitud de taper como se muestra en la Tabla 2 pueden expresarse por las siguientes expresiones (15) y (16).

$$\lambda_{gms} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (14)$$

$$\frac{\lambda_{gms}}{2} < L_t < \lambda_{gms} \quad (15)$$

$$W_{tap} = 0.4(a_{siw} - \phi) \quad (16)$$

Para los parámetros  $L_{siw}$  longitud de la guía SIW y  $L_{ms}$  longitud de la línea microstrip respectivamente, no tienen mayor influencia sobre el diseño del taper.  $L_{ms}$  Se detalla en las siguientes ecuaciones. (Pozar, 2002):

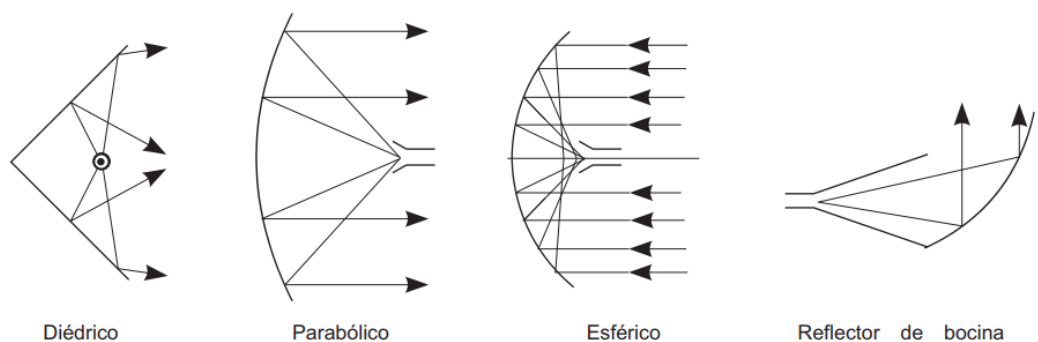
$$\lambda_{gms} = \frac{2\pi}{\beta_{ms}} \quad (17)$$

$$L_{ms} = \frac{\theta[rad]}{\beta_{ms}} \quad (18)$$

Donde  $\theta$  es la longitud eléctrica de la línea microstrip que define el atraso en fase que sufre la señal al recorrer la longitud  $L_{ms}$  y es la constante de propagación para la línea microstrip y siendo  $\beta_{ms}$  la constante de fase.

## 2.4. Reflectores

A medida que se aumenta la frecuencia es posible ir consiguiendo elevadas dimensiones eléctricas de las antenas y por tanto, directividades importantes. Aumentar la directividad en dispositivos significa tener geometrías capaces de focalizar la energía en regiones angulares cada vez menores como se puede ver en Figura 7. Ésta es la finalidad que se persigue con los distintos diseños de reflector y lente, Al concentrar la radiación de fuentes primarias, en general poco directivas, en una determinada dirección o región del espacio. (Cardama, 2002)



**Figura 7.** Diferentes geometrías de reflector

Los reflectores y lentes se colocan en frente de un radiador primario convirtiendo las ondas generadas por el radiador primario en un frente de onda que puede ser considerado como localmente plano sobre la apertura del reflector. Este frente de onda es capaz de concentrar la radiación en un reducido sector angular del espacio y obtener así directividades elevadas (Cardama, 2002).

Existen 4 tipos diferentes de reflectores clasificados según su geometría se los muestra en la Figura 7:

- Reflectores Diédricos.
- Reflectores Parabólicos.
- Reflectores Esféricos.
- Reflectores de Bocina.

## 2.5. Lente de Rotman

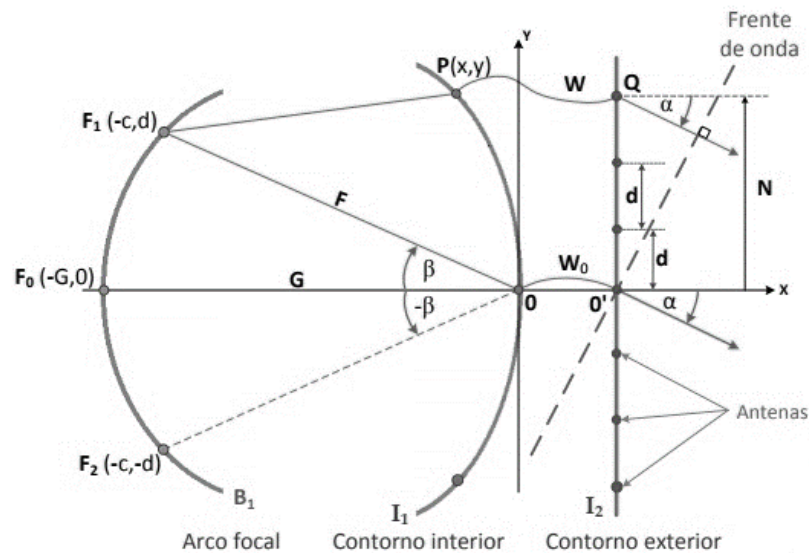
Un lente de Rotman es un dispositivo que usa la propagación de una señal inyectada en el espacio libre entre dos placas paralelas, que tienen una geometría determinada, para cambiar pasivamente la fase de dicha onda. Las salidas del lente se utilizarán para alimentar una agrupación lineal de antenas. Al controlar el desfase de las ondas que llegan a la agrupación se puede dirigir el lóbulo de radiación de la antena hacia una dirección predeterminada. Este lente fue creado por W. Rotman y R.F. Turner en 1962. (Rotman & Turner, 1963)

Una representación esquemática de los parámetros geométricos de una lente de Rotman se muestra en la Figura 8. Como se puede observar, esta lente tiene tres puntos focales perfectos que se encuentran localizados en el arco focal también llamado de alimentación, usualmente un punto focal está en el centro ( $F_0$ ) y los otros dos puntos ( $F_1$  y  $F_2$ ) son simétricos con respecto al eje X y se encuentran en los extremos del arco focal ( $B_1$ ).

El contorno exterior  $I_2$ , es una línea recta y define la posición de los elementos radiantes que forman la agrupación. El contorno interior  $I_1$  también nombrado de la agrupación (array). Elementos correspondientes en el contorno interior y el exterior están conectados por líneas de transmisión de longitud  $W(n)$ . Los dos puntos focales ( $F_1$  y  $F_2$ ) que están fuera del eje X están localizados en el arco focal a una distancia  $F$  del origen y forman ángulos con respecto al eje X de  $\beta$  y  $-\beta$ .

Donde:

- $F$ : Distancia desde punto focal ( $F_1$  o  $F_2$ ) hasta el origen.
- $G$ : Distancia desde punto focal ( $F_0$ ) hasta el origen.
- $\alpha$ : Angulo de apuntamiento



**Figura 8.** Parámetros geométricos lente de Rotman.

Fuente: (Carrera Suarez, 2015)

Un lente de Rotman posee  $N$  puertos de entrada y  $M$  puertos de salida ( $3$  en adelante)  $N \neq M$  de esta manera se produce diferentes amplitudes y fases en los elementos de una agrupación lineal de modo que a la salida se puedan por cada puerto de entrada obtener un haz.

En condiciones ideales de diseño, se produce una variación de fase final en los elementos de la agrupación de antenas al excitar de cada puerto de entrada, generándose un haz de salida que apunta en una dirección pre-establecida (esto dependiendo del puerto alimentado). En la práctica esta condición solo se cumple para los puertos ubicados en los puntos focales perfectos mientras que para los demás puertos ubicados a lo largo del arco focal la variación de fase será lineal, dando lugar a errores de fase (aberraciones ópticas) incurriendo en un mal desempeño del lente. (Carrera Suarez, 2015)

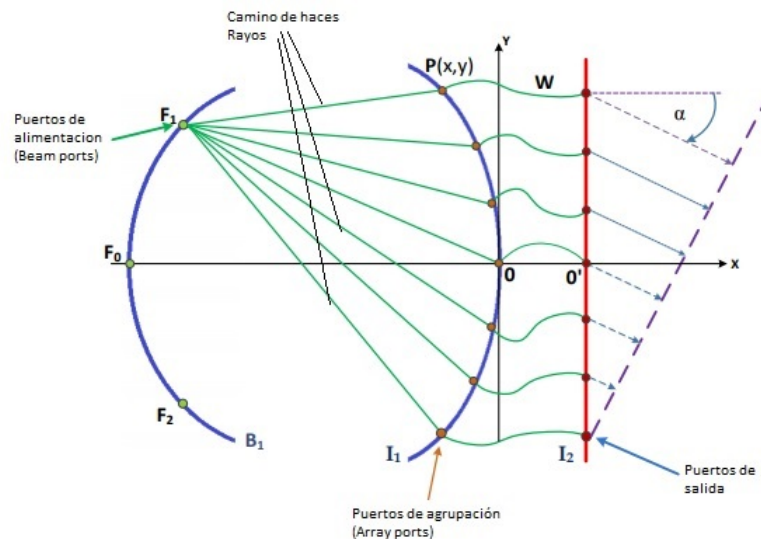
Se puede mencionar dos aproximaciones diferentes, para el diseño de un lente de Rotman, considerando diferentes grados de complejidad del modelo a usarse para el análisis Óptica Geométrica y Modelo Electromagnético:

- Aproximación basada en la óptica geométrica, método original utilizado por Rotman y Turner para la deducción de las ecuaciones de la lente y asume que cada puerto de entrada está conectado a todos los puertos de salida con magnitud unitaria y que el retardo de tiempo de la onda que viaja por la lente es proporcional a la distancia física existente entre los puertos de entrada y salida. Este modelo proporciona información de la fase de la excitación en cada elemento de la agrupación de antenas, no permite obtener información sobre la magnitud de dicha excitación.
- Se basa en un modelo electromagnético esta segunda aproximación se usa para predecir con mayor precisión el comportamiento de la estructura completa. Para este tipo de análisis se pueden utilizar programas de simulación electromagnética de onda completa comerciales o códigos específicamente desarrollados para esta función.

### 2.5.1. Modelo de óptica geométrica

Para el cálculo de la lente de Rotman se utilizan ecuaciones basadas en óptica geométrica, este modelo también es conocido como de longitud de caminos. Esta aproximación asume que un puerto de entrada y un puerto de salida (hacia la antena) están conectados por un camino directo, los coeficientes de acoplamiento entre un puerto de entrada y todos los puertos de antena son iguales, adicionalmente se asume que toda la energía con la que se alimenta un puerto es acoplada a los puertos de salida lo que da como resultado una lente sin pérdidas.

Con este método se usan líneas rectas (rayos) entre cada puerto de entrada y todos los puertos de salida para calcular las longitudes de los caminos y obtener el rendimiento de la lente en función de la diferencia de fases. Como se ve en Figura 9, los rayos verdes son los posibles caminos que pueden seguir los haces producidos al alimentar el lente desde el puerto  $F_1$ . Las ecuaciones para el diseño de la lente se basan en la condición de igualdad de longitud de caminos, estableciendo que todos los caminos que se originan en un punto focal y que terminan en el frente de una onda plana deben tener igual longitud como se muestra en Figura 9.



**Figura 9.** Camino de haces de  $F_1$  hacia los puertos de salida

Fuente: (Carrera Suarez, 2015)

Los puntos  $F_0$ ,  $F_1$  y  $F_2$  son puntos focales perfectos para ángulos de apuntamiento del haz de  $0^\circ$ ,  $\alpha$  y  $-\alpha$  respectivamente. Las ecuaciones originales presentadas por W. Rotman y R. Turner en 1963 plantean la condición de  $\alpha = \beta$  (ángulos iguales de salida y entrada), sin embargo es posible elegirlos de modo que sean diferentes.

Como se puede ver en la Figura 9, se muestra los rayos generados desde el punto focal  $F_1$  hasta el frente de onda, las ecuaciones para el diseño del lente se parten de la igualdad de la longitud de caminos. Estableciendo que todos los caminos que se originan en un punto focal y que terminan en el frente de una onda plana tienen la misma longitud. (Rotman & Turner, 1963).

La geometría de la lente está definida por:

- Perfil del contorno exterior.
- Perfil del contorno interior.
- Longitudes de las líneas de conexión entre los contornos interior y exterior.
- Posición de los tres puntos focales  $F_0$ ,  $F_1$  y  $F_2$  (permiten definir luego el arco focal).



Para calcular cada uno de los elementos que definen la geometría del lente, es necesario conocer previamente el número de elementos radiantes de la agrupación lineal y la separación entre los mismos (lo que define el contorno exterior) así como el máximo ángulo de apuntamiento  $\alpha$ .

A partir de estos datos se calculará el perfil del contorno interior, las longitudes de las líneas de conexión entre los perfiles y la posición de los puntos focales, con lo cual se tendrá totalmente definida la lente.

### 2.5.1.1. Aberraciones ópticas

Como se define en el documento original escrito por Rotman y Turner, el error de longitud de trayectoria (aberración óptica) de la lente se define como la diferencia en las longitudes de trayectoria entre un rayo central a través del origen y cualquier otro rayo. Este error de longitud de ruta es una función del ángulo de escaneo y la posición a lo largo de la matriz, que puede derivarse geoméricamente en la Figura 9.

$$\Delta_l = \frac{\Delta L}{F} = \sqrt{\varepsilon_r} (h^2 + x^2 + y^2 + 2h \cos\theta - 2h \sin\theta)^{\frac{1}{2}} + \sqrt{\varepsilon_r} w + \eta \sin\theta - \sqrt{\varepsilon_r} h \quad (19)$$

### 2.5.1.2. Perfil del conductor interno (Posición puertos salida)

Conociendo la posición de los elementos radiantes y el máximo ángulo de apuntamiento, la geometría del contorno interior se puede obtener calculando las coordenadas del punto  $P_{(x,y)}$  en función de  $F$  distancia desde el punto focal ( $F_1$  o  $F_2$ ) hasta el origen,  $G$  distancia desde punto focal ( $F_0$ ) hasta el origen,  $\alpha$  ángulo de apuntamiento y  $N$ , siendo  $N$  la mitad de la longitud de la agrupación.

Definiéndose los siguientes parámetros normalizados con respecto a la distancia focal  $F$ :

$$\begin{aligned}
 n &= \frac{N}{F}, & x &= \frac{X}{F}, & y &= \frac{Y}{F} \\
 \omega &= \frac{W - W_0}{F}, & g &= \frac{G}{F}
 \end{aligned} \tag{20}$$

Además:

$$a_0 = \cos \alpha, \quad b_0 = \sin \alpha, \quad a_1 = \cos \beta, \quad b_1 = \sin \beta \tag{21}$$

Para un conjunto dado de parámetros de diseño, el ángulo focal  $\alpha$ , Ángulo de escaneo  $\beta$ , la relación de la distancia focal en eje a fuera del eje  $g$ , la geometría de la lente se puede calcular a partir de los siguientes ecuaciones, Además,  $\epsilon_r$  constante dieléctrica del dispositivo constante de la lente.

$$aw^2 + bw + c = 0 \tag{22}$$

Donde se tiene para guía de onda rectangular:

$$\begin{aligned}
 a &= \left[ 1 - \frac{(g-1)^2}{(g-a_1)^2} - n^2 \left( \frac{b_0}{b_1} \right)^2 \right] \\
 b &= \left[ -n^2 b_0^2 \frac{(g-1)}{(g-a_1)^2} - 2n^2 \left( \frac{b_0}{b_1} \right)^2 + 2g \frac{(g-1)}{(g-a_1)} - 2g \right] \\
 c &= \left[ \frac{gn^2 b_0^2}{(g-a_1)} - n^2 \left( \frac{b_0}{b_1} \right)^2 + \frac{n^4 b_0^4}{4(g-a_1)^2} \right]
 \end{aligned} \tag{23}$$

Donde se tiene para sustrato:

$$\begin{aligned}
 a &= \left[ 1 - n^2 \left( \frac{b_1}{b_0} \right)^2 - \frac{(g-1)^2}{(g-a_0)^2} \right] \\
 b &= \left[ 2g \frac{(g-1)}{(g-a_0)} - \left( \frac{b_1^2 n^2 (g-1)}{(g-a_0)^2 \epsilon_r} \right)^2 + \frac{2}{\epsilon_r} \left( \frac{b_1}{b_0} \right)^2 - 2g \right] \\
 c &= \left[ \frac{(b_1 n)^2 g}{(g-a_0)} - \frac{(b_1 n)^4}{4\epsilon_r^2 (g-a_0)^2} - \left( \frac{b_1}{b_0} \right)^2 \frac{n^2}{\epsilon_r} \right]
 \end{aligned} \tag{24}$$

Siendo  $\alpha$  ángulo de apuntamiento,  $\beta$ ,  $g$ ,  $n$  parámetros de diseño previamente fijados, en la ecuación (22) que relaciona  $w$  con  $n$ , se la resuelve para obtener los valores de  $w$  en función de  $n$ . Para concluir los valores de  $w$  y  $n$  se reemplazan en (25) y (26) para obtener las coordenadas de los puertos array (contorno interior).

$$y = n \frac{b_0}{b_1} (1 - w) \quad (25)$$

$$x = \frac{-n^2 b_0^2 - 2w(g - 1)}{2(g - a_1)} \quad (26)$$

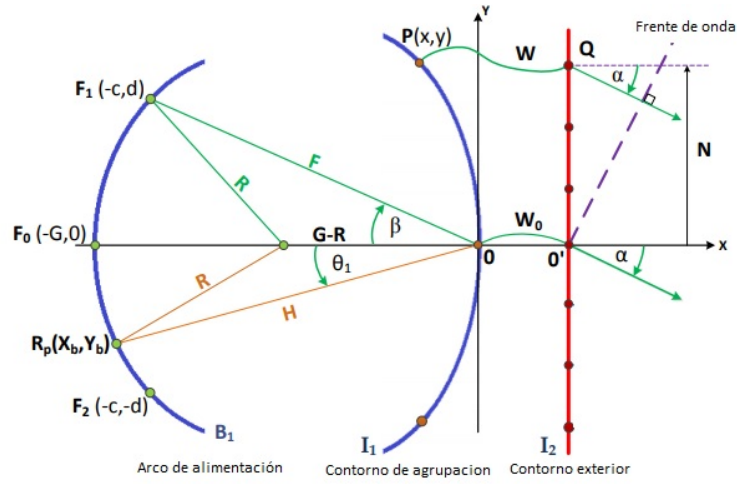
Siendo  $g$  la relación entre las longitudes focales  $G/F$ , valor que minimiza el error de fase de las aberraciones. W. Rotman da una pauta para elegir este valor estimado para un diseño óptimo en (27) .

$$g = 1 + \frac{\alpha^2}{2} \quad (27)$$

### 2.5.1.3. Calculo de coordenadas de los puertos de entrada.

Continuando el proceso de diseño y una vez calculadas las coordenadas de los puertos de agrupación en el contorno  $I_1$ , se debe determinar las coordenadas de los puertos de entrada en el contorno  $B_1$ . Se debe elegir la forma geométrica que llevara el contorno. El contorno de alimentación más utilizado es el propuesto por W. Rotman este corresponde a un arco de circunferencia que pasa por los tres puntos focales (Rotman & Turner, 1963). En diversas aplicaciones también se ha utilizado otros contornos como por ejemplo línea recta, arcos (parabólicos, hiperbólicos y elípticos).

En este proyecto de investigación se escogió un arco circular para el contorno de haz a continuación se expondrán las ecuaciones para el cálculo de las coordenadas de los puertos de entrada.



**Figura 10.** Parámetros para cálculo arco focal (geometría circular)

Fuente:(Carrera Suarez, 2015).

Anteriormente se definió en (21):  $a_1 = \cos \beta$ ,  $b_1 = \sin \beta$

$$r = \frac{(a_1 - g)^2 + b_1^2}{2(g - a_1)} \quad (28)$$

Donde:  $r = \frac{R}{F}$

Donde se puede calcular la distancia H aplicando la ley de cosenos en la Figura 10 tomando en cuenta un punto Rp de la siguiente manera:

$$R^2 = H^2 + (G - H)^2 - 2H(G - R)\cos\theta_1 = 0 \quad (29)$$

$$a_f h^2 + b_f h + c_f = 0 \quad (30)$$

Donde:

$$\begin{aligned} a_f &= 1 \\ b_f &= 2(g - r) \cos\theta_1 \\ c_f &= g^2 - 2gr \end{aligned} \quad (31)$$

Una vez encontrada la distancia normalizada h, las coordenadas de los puertos de entrada están descritas en función del ángulo de apuntamiento  $\theta_1$ .

$$\begin{aligned} y_b &= -h \sin \theta_1 \\ x_b &= -h \cos \theta_1 \end{aligned} \quad (32)$$

Nota: La limitante más importante al centrarse en el diseño de la lente específicamente en la cavidad central y al ser un modelo puramente óptico geométrico, este modelo no permite predecir las reflexiones y dispersiones que se producen en el interior de la cavidad de placas paralelas de la lente. Sabiendo que la energía llega a los puertos de agrupación y que esta puede reflejarse dependiendo del ángulo de incidencia, esta energía puede retornar a los puertos de entrada y ser absorbida provocando acoplamiento mutuo entre puertos. (Simon, 2004).

## CAPÍTULO III

### 3. MATERIALES

Durante el desarrollo del presente capítulo, se detalla los materiales utilizados para la realización del proyecto de investigación (simulación e implementación), herramientas empleadas tanto en software como elementos /materiales para la implementación física del prototipo de Lente de Rotman.

#### 3.1. Software de simulación electromagnética.

Desde los años 80 las herramientas de simulación empleadas en el mundo electromagnético computacional han tenido una gran demanda, actualmente gracias al desarrollo tecnológico, computacional y matemático: esto ha dado la posibilidad de investigar y realizar simulaciones electromagnéticas de manera más sencilla. Este software engloba un amplio margen de análisis y diseño entre los principales: estudio de la compatibilidad electromagnética entre equipos, diseño y análisis de antenas, componentes pasivos de microondas, análisis Doppler, radio propagación tanto (entornos exteriores, interiores), estudio del acoplo entre antenas, etc. (Plata, 2011)

En el mundo de la ingeniería estas herramientas de simulación de campos electromagnéticos se han vuelto necesarias, siendo una alternativa válida para la obtención de medidas en entornos reales (no ideales), al ser herramientas interactivas y dinámicas que brinda la oportunidad de analizar escenarios complejos del mundo real de forma precisa, con un bajo coste económico y un ahorro de tiempo considerable. Se utiliza para la validación de diseños como paso previo a implementarse.

Las herramientas de software de simulación electromagnética están basadas en dos tipos de técnicas: técnicas rigurosas (métodos numéricos) y técnicas asintóticas. La precisión de ambas técnicas está íntimamente relacionada con la fidelidad del modelo geométrico comparado con el escenario real. (Plata, 2011)

### 3.1.1. CST *Microwave Studio*

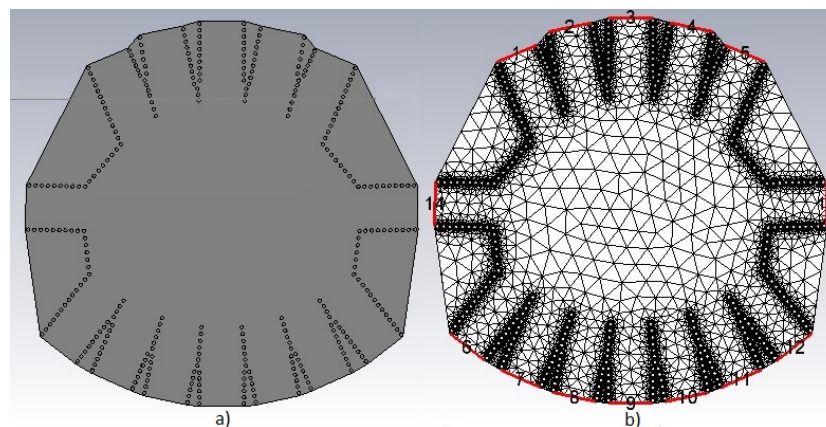
CST *Microwave Studio* es un paquete completo de software para análisis y diseño electromagnético (EM) y diseño 3D de dispositivos en la gama de altas frecuencias. Simplifica el proceso de creación de la estructura proporcionando un poderoso front-model de modelado sólido que se basa en el kernel de modelado de ACIS. Una vez construido el modelo, se aplica un procedimiento de mallado completamente automático antes de que se inicie un motor de simulación (Computer Simulation Technology, 2012).

Las simulaciones de CST basadas en la Técnica de Integración Finita (FIT), este método numérico proporciona un esquema de discretización espacial universal aplicable a diversos problemas electromagnéticos que van desde cálculos de campo estáticos hasta aplicaciones de alta frecuencia. FIT discretiza la forma integral de las ecuaciones de Maxwell (Computer Simulation Technology, 2012):

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (33)$$

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_A \left( \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j} \right) \cdot d\vec{A} \quad (34)$$

En la Figura 11 se muestra como CST define un dominio de campo finito o malla como se aprecia en la Figura 11 b) un mallado tetraédrico.



**Figura 11.** Mallado tetraédrico en CST (Computer Simulation Technology)

### 3.1.1.1. Métodos de simulación y mallado CST.

Una característica clave de CST es el método *on Demand* (bajo demanda), este método permite elegir diferentes opciones de simulador y de mallado que mejor se adapte a un problema particular. Dado que ningún método funciona igual de bien en todas las aplicaciones, el software CST contiene varias técnicas de simulación diferentes en la Tabla 3 se resumen las técnicas de simulación capaces de realizar CST y el tipo de mallado soportado. (Computer Simulation Technology, 2012)

**Tabla 3**

*Métodos de simulación disponibles en CST Microwave Studio*

Técnica de Simulación	Mallado (Mesh)
Simulador transitorio	Hexaedral
Simulador en el dominio de frecuencia	Hexaedral/Tetraedral
Simulador de ecuaciones integrales	Triangular
Simulador multi-capas	Multicapa

Fuente: (Computer Simulation Technology, 2012)

Además de la malla hexaédrica, el simulador en dominio de frecuencia también soporta una malla tetraédrica. Las mallas de superficie o multicapa están disponibles para el simulador de ecuación integral y el simulador de capas múltiples, respectivamente, la herramienta más flexible es el simulador transitorio que utiliza una malla hexaédrica, que puede derivar todo el comportamiento de frecuencia de banda ancha del dispositivo simulado desde una sola operación de cálculo esta opción de simulador es notablemente eficiente para la mayoría de las aplicaciones de alta frecuencia tales como conectores, líneas de transmisión, filtros, antenas, entre otros. (Computer Simulation Technology, 2012)

Para estructuras eléctricamente grandes, los métodos de desratización volumétrica generalmente sufren efectos de dispersión que requieren una malla muy



fin, CST pone a disposición el simulador basado en la ecuación integral que es adecuado para resolver este tipo de problemas, este simulador utiliza una malla de superficie triangular que se vuelve muy eficiente para estructuras eléctricamente grandes. Para estructuras que son principalmente planas, tales como filtros microstrip o placas de circuito impreso, esta propiedad en particular puede ser explotada con el fin de obtener eficiencia. En el presente trabajo debido al número puertos del dispositivo bajo análisis y por la geometría a construirse el Lente de Rotman se utiliza el método *Frequency Domain Solver* usando mallado *Tetrahedral*. Durante todas las simulaciones (diseño de lente y guías de onda) (Computer Simulation Technology, 2012)

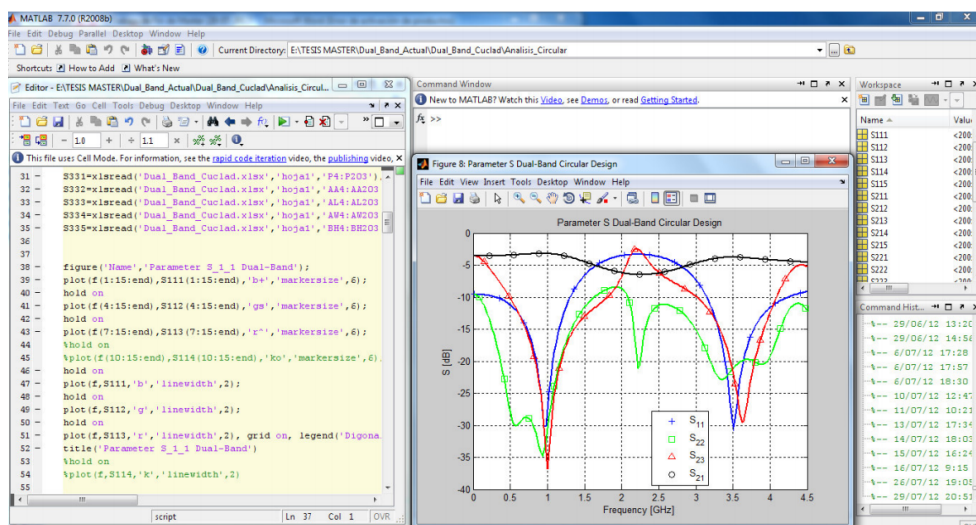
Una de las ventajas de CST es la capacidad de aplicar en sus simulaciones un mallado automático, de esta manera el generador de malla determina de forma eficaz los parámetros importantes de la estructura a simularse y crea automáticamente una malla. Esto significa que el rango de frecuencia, dieléctricos, bordes metálicos, etc. son considerados por CST antes de iniciar con la simulación. (Computer Simulation Technology, 2012).

### **3.2. Software de análisis matemático**

MATLAB (*MATrix LABoratory*) es un software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE), esta herramienta cuenta con lenguaje M como un lenguaje propio de programación. Está disponible para diferentes plataformas Windows, Mac OS X y GNU/Linux, además de tener aplicaciones móviles en iOS y Android. Los elementos básicos de MATLAB son: operación de matrices, representación de datos y funciones, capacidad de implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario (GUI) y la comunicación con programas en otros lenguajes y con otros dispositivos hardware. (Mathworks, 2017)

MATLAB cuenta con dos herramientas adicionales, estas herramientas aumentan las posibilidades para el desarrollo de soluciones matemática. Las cuales son: GUIDE (editor de GUI) y Simulink (plataforma de simulación multidominio).

Para completar el entorno de desarrollo existen cajas de herramientas (*toolboxes*), y paquetes de bloques (*blocksets*) usados en Simulink.



**Figura 12.** Entorno de desarrollo MATLAB

Fuente: (Almeida Galarraga, 2012)

### 3.3. Materiales

Durante el proceso de fabricación de los diferentes dispositivos los materiales utilizados intervienen de manera notoria en las pérdidas. 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. Entrando en juego calidad, costo y disponibilidad de materiales. 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.

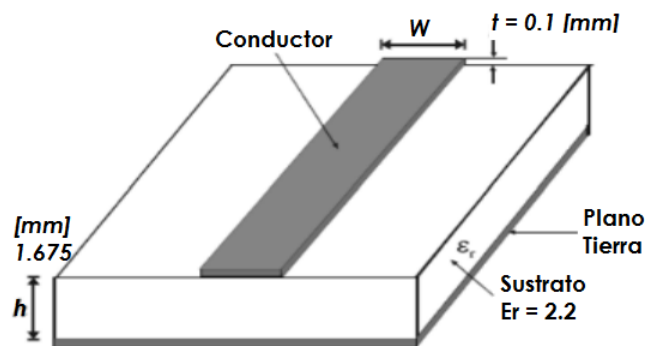
#### 3.3.1. Sustrato RT/*duroid* 5880

Como paso inicial para realizar el diseño del lente de Rotman se debe seleccionar un sustrato adecuado. Este sustrato está constituido por un material dieléctrico, El dieléctrico 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.

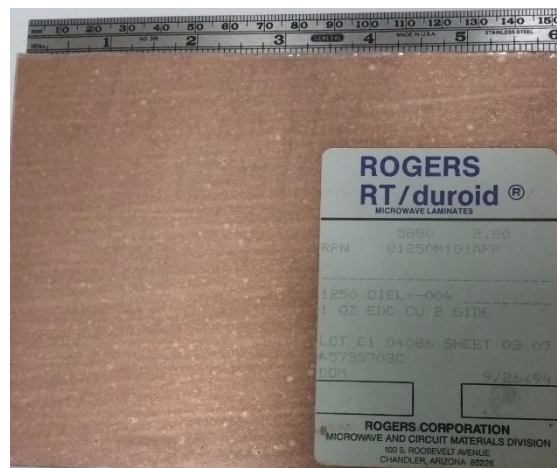
Los compuestos RT/*duroid* 5880 de fibra de vidrio reforzados de PTFE, están diseñados para aplicaciones de circuitos de banda estrecha y de microstrip exigentes, las microfibras orientadas aleatoriamente dan como resultado una uniformidad de constante dieléctrica excepcional. La constante dieléctrica 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 su 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 13.** 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 14.** Láminas de alta frecuencia RT/duroid 5880

Fuente: (Rogerscorp, 2017)

### 3.3.2. 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 determinado.
- 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 del lente a implementarse, debido a su estrecha relación con los resultados a obtenerse en la construcción de la lente se seleccionó este sustrato evaluando propiedades como son frecuencia, constante dieléctrica, factor de dispersión, resistencia en la superficie, resistencia en el volumen.

**Tabla 4*****Propiedades principales de compuesto RT/duroid 5880***

Propiedad	RT/duroid 5880	Dirección	Unidades	Condición
Constante dieléctrica, $\epsilon_r$	2.20	Z	N/A	C24 / 23 / 50
proceso	2.20 $\pm$ 0.02 spec			C24 / 23 / 50
Constante dieléctrica, $\epsilon_r$	2.20	Z	N/A	8 GHz – 40
diseño				GHz
Factor de disipación,	0.0004	Z	N/A	C24 / 23 / 50
$\tan \delta$	0.0009	Z		C24 / 23 / 50
Coefficiente térmico de	-125	Z	Ppm / °C	-50 – 150 °C
$\epsilon_r$				
Resistividad	$2 \times 10^7$	Z	Mohm cm	C96 / 35 / 90
Volumétrica				
Resistividad de	$2 \times 10^7$	Z	Mohm	C/96 / 35 / 90
Superficie				
Conductividad térmica	0.20	Z	W / m / K	80°C
	31	X	ppm / °C	0 – 100 °C
Coefficiente de expansión	48	Y		
térmica	237	Z		
Densidad	2.2	N/A	N/A	N/A

Fuente:(Rogerscorp, 2017)

### 3.3.3. Cables

El cable utilizado para obtener las medidas de la lente de Rotman es de marca Pasternack, este cable cual tiene acoplados a uno de sus extremos un conector tipo N macho y en su otro extremo un conector SMA macho (Pasternack Enterprises, 2016).

El conector tipo N macho se utiliza para conectar el cable con el analizador de redes de dos puertos, mientras que el conector tipo SMA macho se conecta con el conector SMA hembra de la placa PCB implementada.

Las características del cable y sus respectivos conectores están detallados en la Tabla 5, en la Figura 27 se aprecia el cable usado con sus conectores. Teniendo una pérdida por inserción en el cable máxima de 2.1 [dB/m] a 20 GHz, al ser los cables usados de 0.31m se tiene un total de 1.31 dB (dos cables usados) esta pérdida por inserción en el cable se adicionan al momento de la medición del prototipo.

**Tabla 5****Características cable Coaxial 160 Pasternack**

Tipo de cable	Coaxial 160
Conector 1	SMA macho
Conector 2	N macho
Frecuencia	Hasta 28 GHz
Impedancia cable	50Ω
Impedancia por cada conector	50Ω
Protección RF	90 dB
Longitud	30,58 cm
Material de la chaqueta	FEP, Blue
Diámetro de la chaqueta	4.14 mm
Tipo de Dieléctrico	PTFE
Perdidas por inserción	0.66 [db/m] a 3 Ghz
	0.85 [db/m] a 5 Ghz
	1.31 [db/m] a 10 Ghz
	1.9 [db/m] a 18 Ghz
	2.1 [db/m] a 20 Ghz

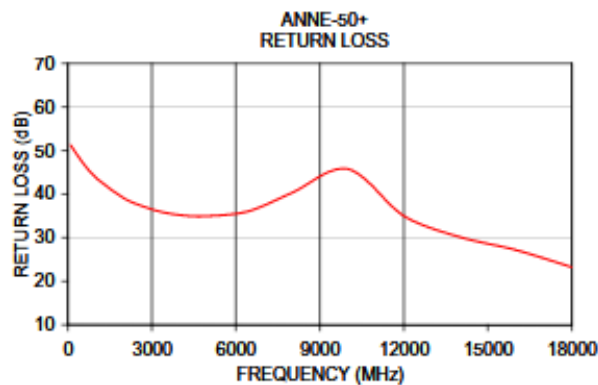
Fuente: (Pasternack Enterprises, 2016)

**Figura 15.** Cables *Pasternak* (hasta 28 GHz)

Fuente: (Pasternack Enterprises, 2016)

**3.3.4. Cargas**

Las cargas modelo ANNE SMA de 50Ω son un producto de la empresa *Minicircuits*. Las características principales de este modelo de carga se detallan en la Tabla 6 y una imagen referencial de las mismas en Figura 16 donde se ve claramente la respuesta de las cargas, perdidas de retorno en el rango de frecuencia desde 0 GHz hasta 28 GHz.



**Figura 16.** Pérdidas de retorno *Minicircuits* ANNE

**Tabla 6**

***Características carga 50Ω***

Conector/Tipo	SMA macho
Modelo	ANNE -50+
Rango de temperatura	-55°C a 100°C
Impedancia	50Ω
Potencia nominal	1W
Material externo	Cobre
Material interno	Plato de oro
Pérdida de retorno	27 dB de 4 a 28.5 GHZ

### 3.4. Analizador Vectorial

Para recopilar los resultados y probar los prototipos de Lente de Rotman diseñados, se utilizó un analizador de redes de dos puertos N9918A de la marca Keysight Technologies, es un equipo que cuenta con la capacidad de 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°C hasta los 55°C.
- Un rango libre de espolones  $\geq 105$ dB.
- Puede trabajar como analizador de espectros, medidor de potencia, voltímetro vectorial, y otras funciones.
- Su peso es de 6.6libras.



**Figura 17.** Analizador vectorial N9918A

Fuente: (KeysightTechnologies, 2016)

**Tabla 7**

**Especificaciones Analizador vectorial**

<b>Función</b>	<b>Descripción</b>
<i>Analizador cable de antena y</i>	<i>Analizador vectorial de redes</i>
Frecuencia	300 KHz hasta 28.5 Ghz
Rango dinámico	Hasta 110dB
Potencia de Salida	4dBm hasta -53 dBm
Ruido de la traza	0.008dB
<i>Analizador de Espectros</i>	
Frecuencia	9 KHz hasta 28.5 Ghz
Displayed Average Noise Level (DANL)	-155 dBm @ 2 GHz; -147 dBm @ 28.5 GHz
Rango dinámico libre de espurios	>105 dB
Ruido de fase	-11 dBc a 10Khz (compensación)
Preamplificador	100 KHz hasta 50 GHz
<i>Analizador de Espectro en Tiempo</i>	
Frecuencia	5 KHz hasta 28.5 GHz
Ancho de banda tiempo real	10 MHz
Vista en display	Densidad, Espectrograma, Espectro
Mínima duración de señal con 100% POI	12.2 $\mu$ s

Fuente: (KeysightTechnologies, 2016)

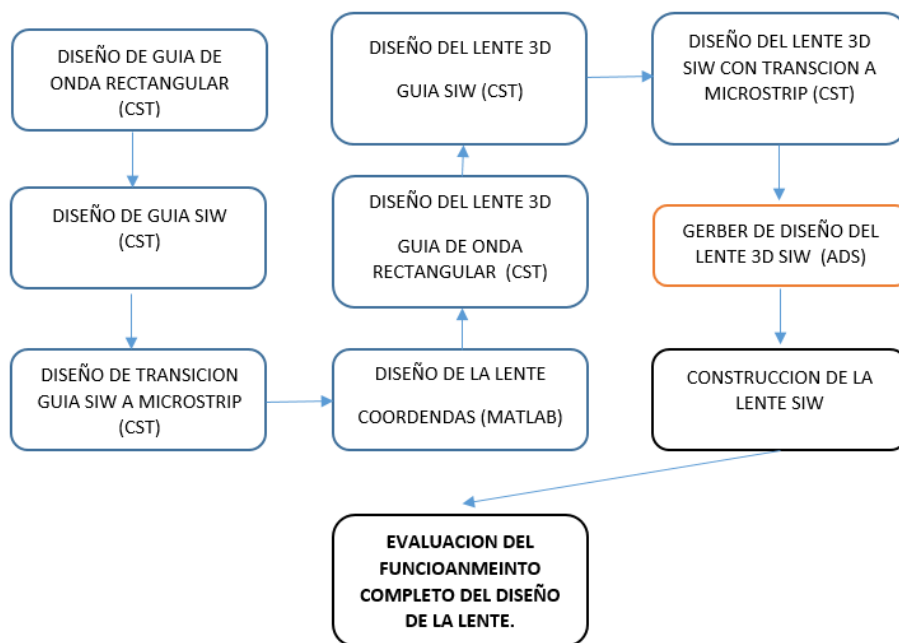


### 3.5. Diagrama de bloques Desarrollo Proyecto de investigación.

En la Figura 18 se detalla el proceso de desarrollo del proyecto de investigación. Este proyecto inicia con el diseño de una guía de onda rectangular (estándar WR) a continuación mediante las formulas antes expuestas se adapta a una guía de onda integrada en substrato *SIW*, esto debido a que la guía *SIW* diseñada no es compatible con la impedancia a usarse con el conector SMA. De esta manera se diseña una transición de *SIW* a microstrip usando el programa CST.

Teniendo como segunda etapa en el desarrollo del proyecto de investigación está el diseño de la lente de Rotman de N entradas y M salidas en tecnología de guía de onda integrada en substrato *SIW*, estableciendo previamente las características físicas y electromagnéticas de la lente. El diseño de la lente se la obtiene mediante la técnica de óptica geométrica con todas sus ecuaciones previamente detalladas en el capítulo 2, usando un programa en Matlab el cual permite la generación del contorno de la lente además de la ubicación mediante las coordenadas de los puertos de entrada salida además de la cavidad resonante mediante la aplicación de las ecuaciones del diseño de lentes de Rotman con la técnica de óptica geométrica adaptando las ecuaciones a la tecnología *SIW*. Una vez encontradas las coordenadas de la lente se realiza el diseño 3D en guía *SIW* usando CST, como paso próximo se añade la transición para acoplar impedancias teniendo así el diseño de la lente listo a implementarse.

Como etapa final del proyecto se tiene la creación del gerber del diseño a implementarse de la lente usando *SIW* incluyendo las transiciones mediante el uso del software ADS, una vez obtenido el gerber se debe implementar usando una prototipadora, el último paso en la construcción es soldar en el prototipo los conectores SMA, quedando listo así el dispositivo para realizar las mediciones y realizar una comparación con lo diseñado, simulado e implementado.



**Figura 18.** Diagrama de bloques del proceso de diseño del Lente de Rotman.

## CAPÍTULO IV

### 4. DISEÑO Y SIMULACION LENTE DE ROTMAN

En el presente capítulo se indican el procedimiento para el diseño y construcción del prototipo de Lente de Rotman en band K; desde los diseños en CST Microwave Studio, ADS, medidas con el analizador vectorial N9918A y resultados usando Matlab y representando en sus gráficas.

#### 4.1. Especificaciones de diseño

Como objetivo de diseño será diseñar un lente de Rotman con una frecuencia de trabajo determinada dentro de la banda K, posterior al diseño se implementará el lente, para así validar el dispositivo y caracterizarlo.

Para el diseño del lente de Rotman, este debe ser diseñado en tecnología SIW y debe cumplir las siguientes especificaciones:

**Tabla 8**

*Especificaciones eléctricas de diseño Lente de Rotman*

Parámetro	Valor	Justificación
Frecuencia de operación	$f = 20 \text{ GHz}$	Banda K
Puertos Beam	5	Común $N \geq 3$
Puertos Array	7	Común $M = N + 2$
Puertos Dummy	2	Mínimo 1
Tecnología	SIW	Guía de onda
Angulo Focal ( $\alpha$ )	$30^\circ$	Entre $30^\circ$ y $60^\circ$ común $30^\circ$
Angulo Scanning ( $\Phi$ )	$30^\circ$	Entre $30^\circ$ y $60^\circ$ común $30^\circ$
Focal radio	0.90	Entre 0.7 y 1
Permitividad $E_r$	2.2	Sustrato Rogers RT 5880

A continuación se describe los pasos necesarios para el diseño óptimo de la lente de Rotman en tecnología SIW.

## 4.2. Procedimiento de Diseño

### 4.2.1. Selección de la guía de onda rectangular estándar

Como paso inicial en el diseño de un dispositivo en tecnología de guía de onda cualquiera sea este, es seleccionar la guía de onda rectangular estándar adecuada. Esta guía de onda estándar debe dejar propagar el primer modo de orden inferior  $TE_{10}$ , utilizando las dimensiones de la guía de onda estándar WR-42. Para este dispositivo y sabiendo que la frecuencia de operación es 20 GHz y a partir de Tabla 1 se selecciona la guía WR-42, siendo el rango de frecuencias el comprendido: (18 GHz hasta 26.5 GHz), teniendo estas dimensiones:

$$a = 10.668 \text{ [mm]}$$

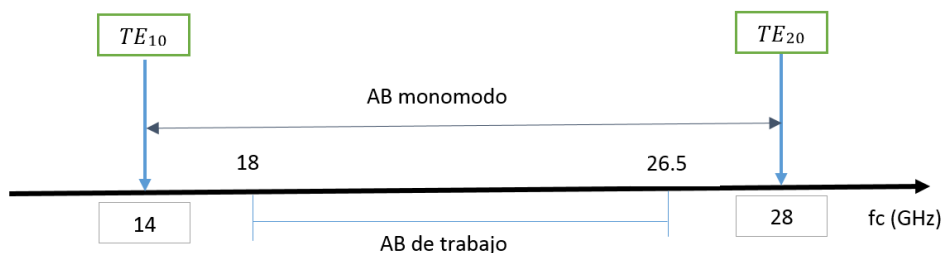
$$b = 4.318 \text{ [mm]}$$

Partiendo de la ecuación (4) se puede calcular la frecuencia de corte de:  $TE_{10}$  y  $TE_{20}$ :

$$f_{c_{TE_{10}(aire)}} = \frac{c}{2a} = \frac{3 \times 10^8}{2(10.668 \times 10^{-3})} = 14.06 \text{ [GHz]}$$

$$f_{c_{TE_{20}(aire)}} = \frac{c}{a} = \frac{3 \times 10^8}{(10.668 \times 10^{-3})} = 28.12 \text{ [GHz]}$$

A partir de estos datos  $f_{c_{TE_{10}(aire)}}$  y  $f_{c_{TE_{20}(aire)}}$  es posible construir una carta de modos mostrada en Figura 19. Esta carta de modos ayuda a apreciar gráficamente el rango de operación de la guía de onda estándar WR-42, 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 19.** Carta modos guía de onda WR42, frecuencias de corte  $TE_{10}$  y  $TE_{20}$

#### 4.2.2. Diseño guía rectangular en tecnología SIW

Una vez seleccionada la guía de onda estándar para este caso WR-42, 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 (6) para el cálculo de  $a_{wr}$ .

$$a_{wr} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{10.668}{\sqrt{2.2}} = 7.194[mm]$$

Al usar un  $\epsilon_r$  mayor a 1 y al ser inversamente proporcional se puede ver como  $a_{wr}$  se 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 (7).

Teniendo en cuenta:

- $\Phi$  diámetro de vías, 0.6 mm
- $p$  espaciamiento entre vías, 1.2 mm

$$a_{siw} = a_{wr} + \frac{\Phi^2}{0.95p} = 7.20 + \frac{0.6^2}{0.95 \times 1.2} = 7.55[mm]$$

Finalmente se puede observar desde y hasta que frecuencia la estructura SIW guía un único modo, para esto se utiliza las ecuaciones (9) y (10).

$$\begin{aligned} f_{c_{TE10}(siw)} &= \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( a_{siw} - \frac{\Phi^2}{0.95p} \right)^{-1} = \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{2.2}} \left( 7.55 - \frac{0.6 \times 10^{-3}{}^2}{0.95 \times (1.2 \times 10^{-3})} \right)^{-1} \\ &= 14.05 [GHz] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_{c_{TE20}(siw)} &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left( a_{siw} - \frac{\Phi^2}{1.1p} - \frac{\Phi^3}{6.6p^2} \right)^{-1} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{2.2}} \left( 7.55 - \frac{(0.6 \times 10^{-3})^2}{1.1 \times (1.2 \times 10^{-3})} - \frac{(0.6 \times 10^{-3})^3}{6.6 \times (1.2 \times 10^{-3})} \right)^{-1} \\ &= 28.03 [GHz] \end{aligned}$$

Al realizar el cálculo de las frecuencias de corte entre una guía de onda rectangular de aire y una guía de onda SIW se puede ver que los valores son similares

con pequeñísimas variaciones, estas variaciones no influyen durante el desarrollo de este proyecto.

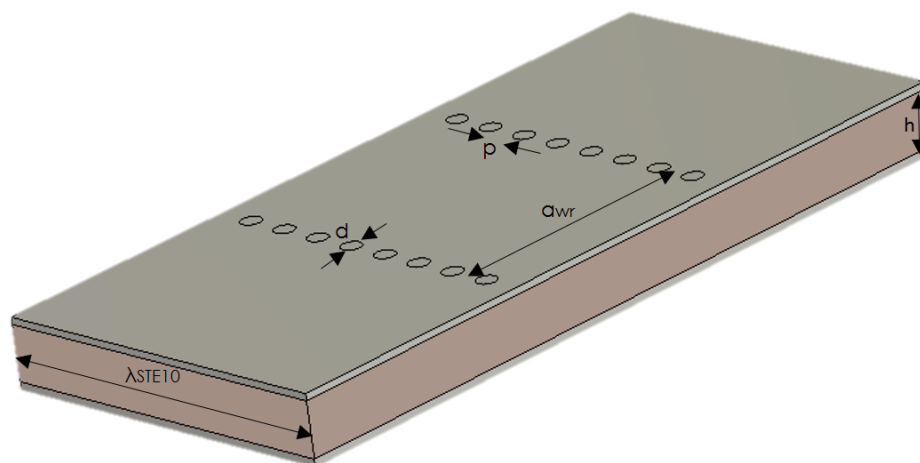
El último parámetro necesario para el diseño de la guía de onda es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de diseño, se encuentra el de la longitud de onda con la siguiente fórmula:

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

Siendo  $f_0$  la frecuencia de diseño y  $\lambda_0$  la longitud de onda correspondiente, en la banda K a 20 GHz, tomando el siguiente valor:

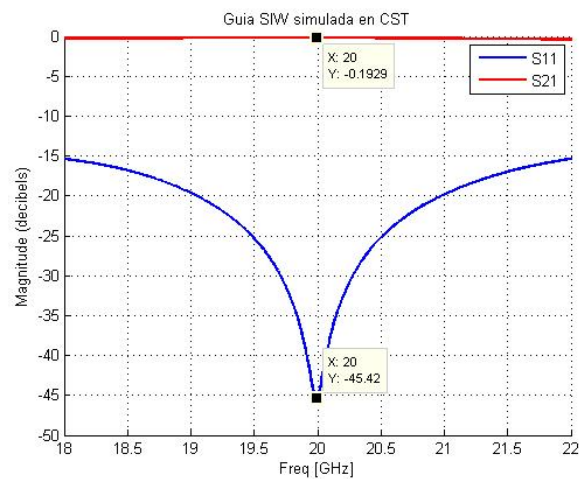
$$\lambda_{sTE10} = 20.262 \text{ mm}$$

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 20.



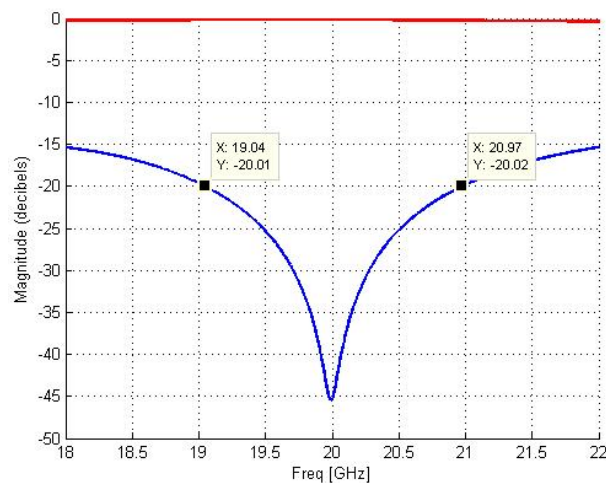
**Figura 20.** Diseño de guía rectangular SIW en CST.

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



**Figura 21.** Parámetros S guía SIW simulada en CST.

En la Figura 21 se muestra los resultados de la guía SIW simulada, donde se encuentran los parámetros S11 pérdidas de retorno y S21 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 -45.42 dB. En la Figura 22 se obtiene el valor del ancho de banda para  $S_{11} < -20$  dB:



**Figura 22.** Ancho de Banda para guía SIW utilizada.

$$BW = f2 - f1$$

$$BW = 20.97 \text{ GHz} - 19.04 \text{ GHz} = 1.93 \text{ GHz}$$

El ancho de banda mostrado de forma porcentual es:

$$\%BW = \frac{f_2 - f_1}{f(\text{trabajo})} \cdot (100\%)$$

$$\%BW = \frac{20.97 \text{ GHz} - 19.04 \text{ GHz}}{20 \text{ GHz}} \cdot (100\%) = 9.65 \%$$

### 4.3. Diseño de la lente de Rotman en tecnología SIW

La lente propuesta por Rotman es utilizada ampliamente en la construcción de sistemas de antenas multihaz usadas en diversas aplicaciones. El modelo original de la lente fue construido utilizando una cavidad de placas paralelas alimentada por antenas de bocina, sin embargo, este mismo enfoque se adapta muy bien a la implementación de la lente en tecnologías planares como microstrip o guía de onda integrada en sustrato (SIW).

Para estos casos, el diseño de la lente de Rotman puede ser realizado en guía de onda utilizando las fórmulas originales propuestas en el diseño original y posteriormente la región con dieléctrico es escalada considerando la constante dieléctrica del sustrato usando la ecuación (24) detalladas en el capítulo 2. Al usar sustratos con constantes dieléctricas altas ( $\epsilon_r > 10$ ), Se disminuye las dimensiones de todo el lente obteniendo lentes más compactos.

Otra posibilidad para el diseño de lentes de Rotman en tecnologías planares es encontrar directamente un conjunto de ecuaciones (23) que tenga en consideración las constantes dieléctricas de los diferentes materiales que constituyen el lente.

**Tabla 9**

*Parámetros de diseño lente de Rotman*

Parámetro	Valor
Frecuencia central $f_o$	20 [GHz]
Angulo Focal ( $\alpha$ )	30°
Angulo Scanning ( $\Phi$ )	30°
Puertos de salida (antenas)	7
Permitividad $\epsilon_r$	2.2
Puertos de entrada (haces)	5

Continua →



Puertos dummy	2
Separación entre elementos	$0.54 \times \lambda_o = 7.9447$ [mm]
Sustrato	Rogers RT5880
$\lambda_{sTE10}$	20.262 mm
Acoplamiento*	Mayor a -8.45 dB
Perdidas de retorno	Menor a 20 dB
Aislamiento*	Menor a -15.45 dB

Cálculo de Aislamiento\* y Acoplamiento\*:

Donde:

- N = Numero de puertos de entrada
- M = Numero de puertos de salida

$$aislamiento = 10 \log\left(\frac{1}{N \times M}\right) = 10 \log\left(\frac{1}{35}\right)$$

$$aislamiento = -15.44 \text{ dB}$$

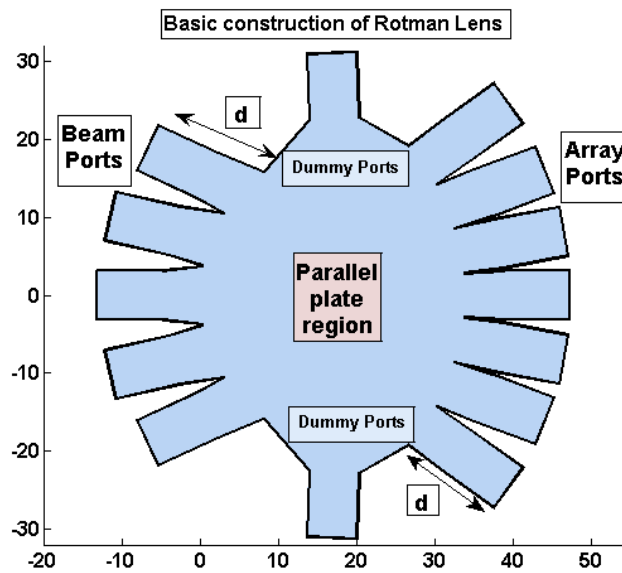
$$acoplamiento = 10 \log\left(\frac{1}{N}\right) = 10 \log\left(\frac{1}{7}\right)$$

$$acoplamiento = -8.45 \text{ dB}$$

#### 4.3.1. Calculo de longitud de puertos del lente.

A partir de los parámetros de diseño, se parte en el diseño del lente en tecnología SIW, dentro de los parámetros más importantes para el diseño están los siguientes: 5 puertos de entrada, 7 puertos de salida, ángulo focal y ángulo Scanning 30°. Uno de los parámetros más importantes es la longitud de onda para la frecuencia de diseño, en la guía SIW ( $\lambda_{sTE10}$ ). Los puertos del Lente de Rotman tendrán en común la medida de su longitud siendo ( $\frac{\lambda_{sTE10}}{2} = 10.131 \text{ mm}$ ).

De esta manera el largo de los puertos tanto de entrada, dummy y salida tendrán una longitud aproximada de 10.131 mm en la Figura 23 se muestra la longitud de los puertos de la lente.



**Figura 23.** Perfil de lente de Rotman, longitud de puertos.

#### 4.3.2. Cálculo de coordenadas de la lente

Para el diseño de esta lente se utilizara un perfil circular para el arco focal usando las formulas presentadas en Analysis and synthesis of Rotman Lenses Peter S. Simon en el año 2004, en el arco focal estarán todos los puertos de entrada. Para seleccionar un valor adecuado para la distancia focal  $F$  se utilizó la expresión de  $F_{min}$  intentando satisfacer la distancia focal mínima:

$$F_{min} = \frac{(N - 1) \times d}{2\eta_{max}}$$

Para elegir el valor de  $\eta_{max}$  utilizamos la ecuación 19 esta ecuación se puede representar los valores del error normalizado  $\Delta l$ . Como se puede ver en la representado en (Cheng, 2015) para tener un error menor al  $2 \times 10^{-4}$  se escoge que tome el valor de 0.7 ( $\eta = 0.7$ ).

Siendo  $N$  el número de elementos de la agrupación y  $d$  la separación entre los mismos.

$$F_{min} = \frac{(N - 1) \times d}{2\eta_{max}} = \frac{6 \times d}{2 \times 0.7}$$

$$F_{min} = \frac{6 \times 7.5 \text{ mm}}{2 \times 0.7}$$

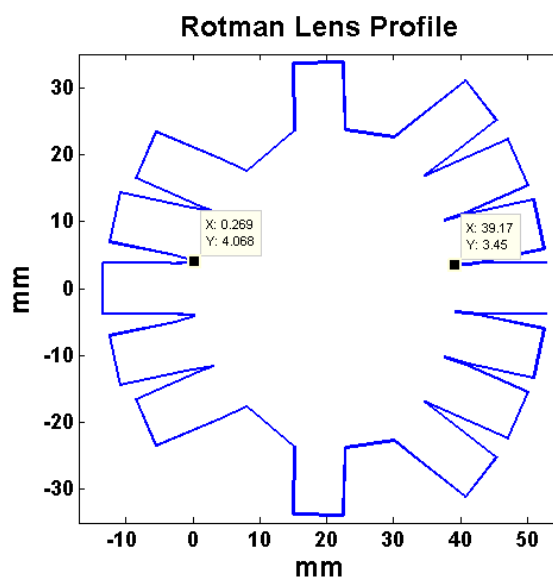
$$F_{min} = 32.1429 \text{ [mm]}$$

Donde:

$$d = 0.5 \times \lambda_{0}$$

$$d = 0.5 \times 0.015 = 0.0075 \text{ [m]} = 7.5 \text{ [mm]}$$

Una vez seleccionado el valor de  $\eta_{max}$ , utilizando los parámetros detallados en: Tabla 8 y Tabla 9 en base al modelo de óptica geométrica, presentado en el capítulo 2, se debe obtener las coordenadas del perfil del Lente de Rotman. La geometría del Lente en 2D se muestra en la Figura 24.



**Figura 24.** Geometría de la lente de Rotman usando Óptica Geométrica.

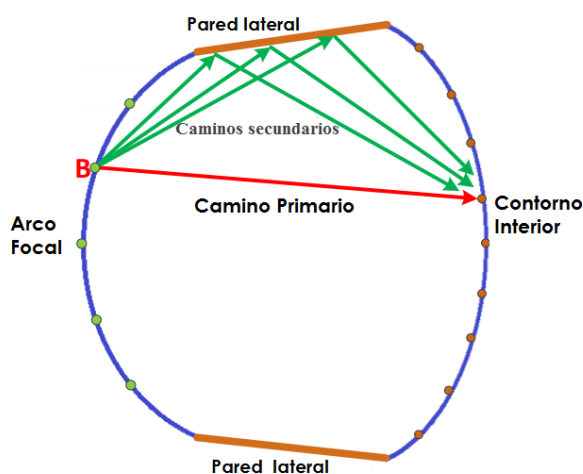
Como se puede observar en la Figura 24 se encuentra marcado el valor de  $F = 38.9 \text{ [mm]}$  este valor es superior al valor de  $F_{min}$  por lo que se garantiza la longitud focal para el diseño del Lente de Rotman

En el diseño del Lente de Rotman, se ha utilizado el substrato dieléctrico Rogers Duroid RT5880 de alta frecuencia hasta 40 GHz cuya permitividad  $E_r$  es 2.2. Este material es ampliamente utilizado para la fabricación de circuitos de microondas

por su buen rendimiento y un costo relativamente bajo comparándolo a otros sustratos de alta frecuencia.

### 4.3.3. Diseño de las paredes laterales

Como se detalló en el apartado 4.2.1, las ecuaciones de diseño de la lente de Rotman permiten calcular las coordenadas de los centros de fase de los elementos del contorno interior de la lente, las coordenadas de los puertos de entrada en el arco focal. Se debe tomar en cuenta que estas ecuaciones no definen la geometría de las paredes laterales que conectan los dos contornos. Paredes internas que se ven reflejadas en la Figura 25.



**Figura 25.** Reflexiones internas en las paredes laterales.

Fuente: (Carrera Suarez, 2015)

En el modelo ideal de lente, toda la potencia transmitida por un puerto de entrada es absorbida completamente por los puertos de salida, por lo tanto no existen señales reflejadas. En la realidad, no toda la potencia es captada por los puertos y una parte se reflejará hacia el interior de la cavidad, lo que afectará su funcionamiento. Además, cierta cantidad de la señal emitida por el puerto de entrada se radiará hacia los espacios laterales de la cavidad de placas paralelas, por lo que será necesario que las paredes laterales absorban esta energía para evitar que se refleje hacia el interior. (Rotman & Turner, 1963) Para cumplir con este cometido se incluye los puertos Dummy en el contorno de del lente.

#### 4.3.4. Perfil de Lente de Rotman 2D

Para encontrar el perfil del Lente de Rotman compuesto por: Arco Focal, Contorno interior, Contorno exterior, Cavidad central, puertos (entrada - salida - dummy). Se utilizó un script en Matlab elaborado por Dr. Michal Pokorny y Prof. Zbynek Raida, profesores de Brno University of Technology en Republica Checa.

Los centros de fase de puerto para el Lente de Rotman se obtienen mediante la evaluación de las ecuaciones publicadas por Peter S. Simons, 2004. Formulas antes descritas en el capítulo 2 comprendidas entre (22) hasta (32). Además todas las dimensiones están en metros y ángulos en radianes.

Este script genera un polígono plano con N vértices definidos por los vectores de coordenadas X y Y. El polígono representa el contorno completo del Lente de Rotman en 2D, en función de los parámetros de entrada definidos por el usuario. El script genera dos vectores que contienen las coordenadas 2D (X - Y) del contorno del Lente, puertos y cavidad central un ejemplo se muestra en la Figura 26 a).

Usando Matlab se crea un archivo .txt, este archivo es importado en CST Microwave Studio obteniendo un modelo en 2D. Un ejemplo de este perfil de Lente se muestra en la Figura 26 b). Para completar la simulación del comportamiento del Lente de Rotman se debe modelar en 3D el diseño del Lente para su posterior simulación.

Los parámetros de entrada definidos para el funcionamiento del script se muestran en la Tabla 10.

**Tabla 10**

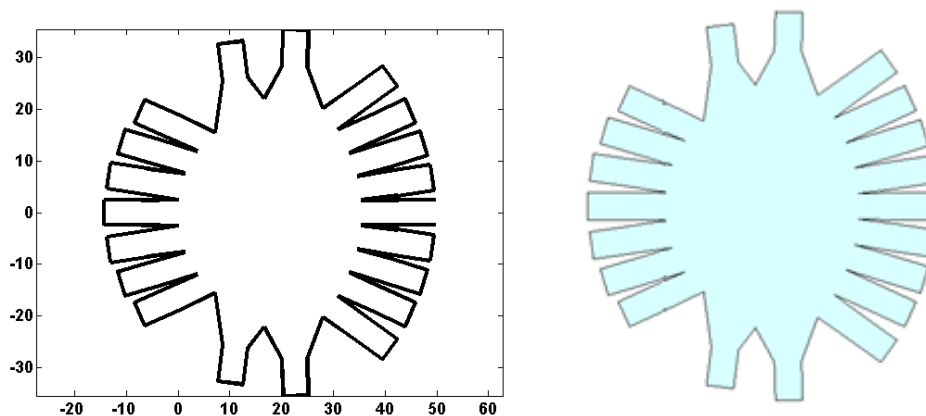
***Parámetros de entrada en Script generador Perfil de Lente***

<b><math>v_0</math></b>	Velocidad de la luz [m/s]
<b>f</b>	Frecuencia de diseño [Hz]
<b><math>\text{Lambda}_0 = \frac{v_0}{f}</math></b>	Longitud de onda en vacío [m]
<b>Er</b>	Permitividad relativa (sustrato dieléctrico)
<b>Nb</b>	Numero puertos de entrada
<b>Na</b>	Numero puertos de salida
<b>Nd</b>	Numero de puertos dummy

Continua →

<b>theta</b>	Ángulo de dirección del arreglo
<b>alpha</b>	Angulo focal
<b>beta</b>	Relación focal
<b>gamma</b>	Factor de expansión
<b>F</b>	$\sin(\phi)/\sin(\alpha)$
	Longitud focal en el eje

En la Figura 26 se muestra un ejemplo de Lente de Rotman obtenido por el Scrip usado para el cálculo del perfil de lentes. Para este ejemplo se creó un lente con 7 puertos de entrada y 9 puertos de salida.  $\epsilon_r = 2.2$ .



**Figura 26.** Perfil lente 2D a) Coord. Matlab b) Coord. Importadas CST.

Para llegar al diseño final de perfil de Lente de Rotman final, se realizaron varias pruebas para entender la geometría del lente, muchos de los diseños no superaron la etapa de diseño geométrico teniendo como limitante el espacio físico para incluir los componentes del lente. De los perfiles de lente que cumplen con el diseño geométrico se simularon usando CST Microwave Studio, donde se comprobó las pérdidas de retorno, los acoplamientos de puertos y los aislamientos entre puertos.

También se obtuvo diseños de Lente de Rotman a 16 GHz y a 18 GHz con 5 puertos de entrada y 7 puertos de salida diseñados con sustrato FR4.

#### 4.3.5. Explicación de los parámetros del Lente.

**Para explicar los parámetros del lente se usa como ejemplo un lente de las siguientes características en la**

Tabla 11. Los últimos cuatro parámetros de la tabla se explicaran cada uno, cual es el efecto en el perfil del Lente y los valores usados.

**Tabla 11*****Ejemplo parámetros Perfil de Lente***

<b>Parámetros</b>	<b>Valores diseño</b>
Puertos entrada	6
Puertos salida	8
Puertos dummy	4
Frecuencia de trabajo	28.5 GHz
Ancho del puerto	5 mm
$\epsilon_r$	2.2
Largo del puerto	13 mm
Beta	Angulo Focal
Gamma	Factor de expansión
F	Longitud focal
Lw	Anchura del lente

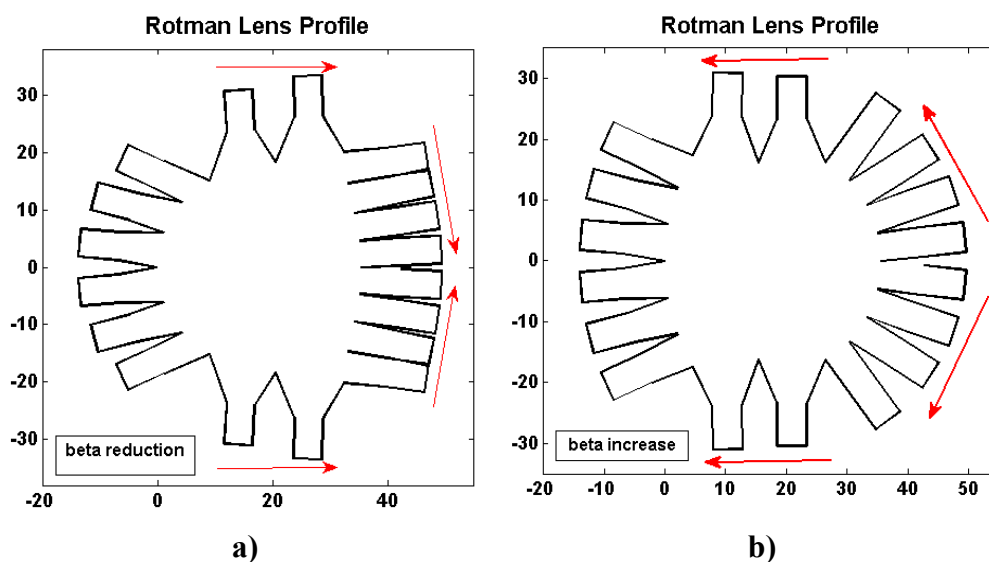
En el diseño del lente como se explicó anteriormente se tiene parámetros de diseño, al modificar estos parámetros se obtiene una geometría diferente. Esta geometría se detallara en las siguientes figuras:

**Relación focal ( $\beta$  beta)**

En la Figura 27 a) se muestra la reducción de la relación focal ( $\beta$ ), al reducir este factor se modifica la geometría en tres de sus componentes principales; los puertos de entrada se abren, los puertos de salida se agrupan en el centro del lente, las salidas están más cerca unas de otras. La principal modificación es en el arco focal un radio más pequeño. El arreglo de salida se modifica y pasa a tener un radio más grande de esta manera el arco es menor al reducir la relación focal.

En la Figura 27 b) se muestra el incremento de la relación focal ( $\beta$ ), al aumentar, se modifica la geometría en sus tres componentes principales; los puertos de salida se expanden hacia los bordes del lente, las salidas están más separadas unas de otras si se separan en exceso se puede producir pérdidas por reflexión en la cavidad

central del lente. Al igual que en la reducción de este factor la principal modificación es en el arco focal teniendo un radio más grande el arco es menor. El arreglo de salida se modifica y pasa a tener un radio más pequeño. Esto al incrementar la relación focal.



**Figura 27.** Modificación relación focal: a) reducción Beta b) incremento Beta.

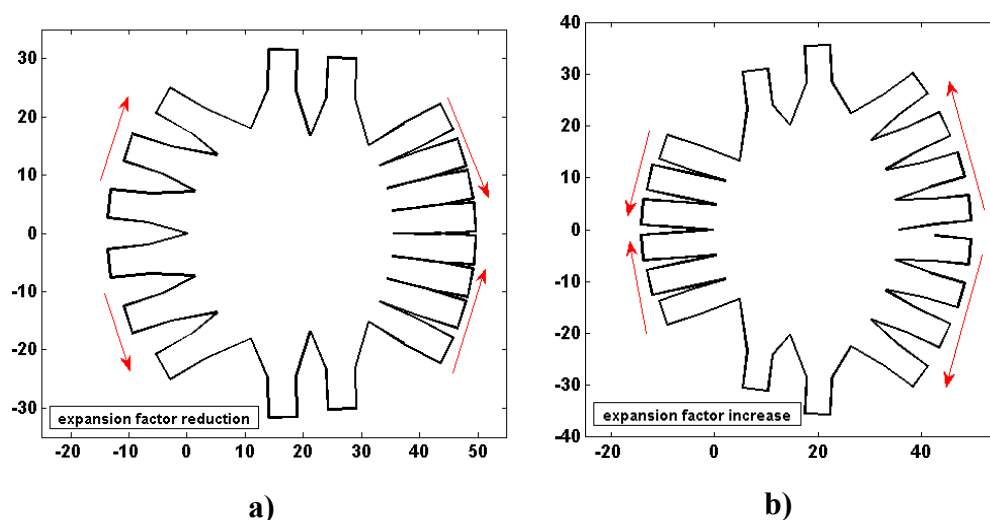
### Factor de expansión $\left(\frac{\sin(\phi)}{\sin(\alpha)}\right)$

En la Figura 28 a) se muestra la reducción del factor de expansión, como se puede observar al reducir este factor se modifica la geometría en sus 4 componentes principales; los puertos de entrada se abren, los puertos dummy se desplazan hacia el arreglo de salida, los puertos de salida se agrupan en el centro del lente, las salidas están más cerca unas de otras produciéndose pérdidas por reflexión en la cavidad central del lente.

En la Figura 28 b) se muestra el incremento del factor de expansión, se puede observar al incrementar este factor se modifica la geometría en sus 4 componentes principales; los puertos de entrada se cierran agrupándose en el centro, los puertos dummy se desplazan hacia el arreglo de entrada, los puertos de salida se expanden hacia los bordes del lente, las salidas están más separadas unas de otras si se separan en exceso se puede producir pérdidas por reflexión en la cavidad central del lente.

La cavidad central varia ligeramente manteniéndose el arco focal y el contorno de salida tanto para la reducción o para el incremento del factor de expansión.





**Figura 28.** Modificación factor de expansión: a) reducción b) incremento.

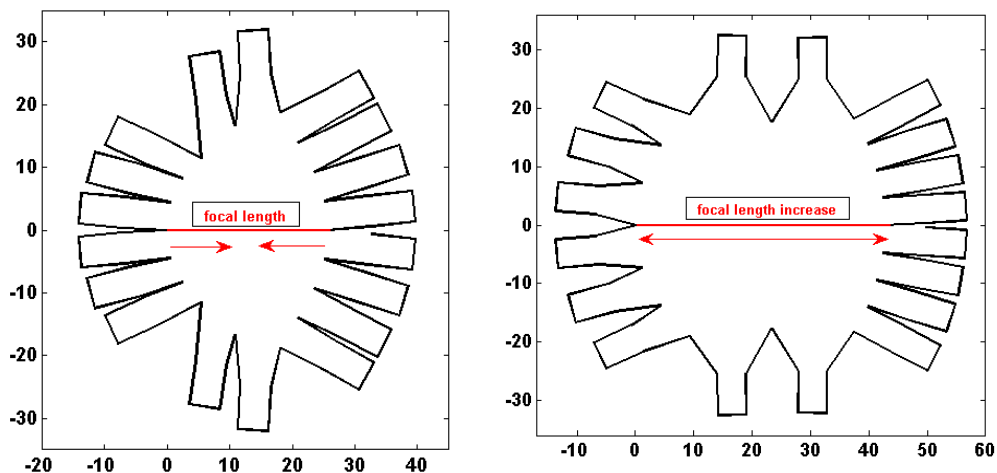
### Longitud Focal (F)

En la Figura 29 a) se muestra la reducción de la longitud focal del lente, como se puede observar al reducir este parámetro modifica la geometría del lente; siendo la cavidad central reducida de manera considerablemente hacia el interior, como se mostró anteriormente los lentes de Rotman debe cumplir la longitud focal, esta debe ser mínimo  $F_{min}$  (longitud focal mínima) como valor de partida.

Para controlar  $F_{min}$  se modifica (longitud focal); este ejemplo al reducir la longitud focal a 22 [mm]. Además se modifican en la posición de los puertos de entrada y salida además de una reubicación de los puertos dummy.

En la Figura 29 b) se muestra el incremento de la longitud focal del lente, como se puede observar al reducir este parámetro modifica la geometría; Siendo la cavidad central la que incrementa de tamaño, como se mostró anteriormente los lentes de Rotman debe cumplir la longitud focal, esta debe ser mínimo  $F_{min}$  (longitud focal mínima) como valor de partida.

Para controlar  $F_{min}$  se modifica (longitud focal); este ejemplo se incrementa la longitud focal a 43 [mm]. Además se modifican la posición de los puertos de entrada y salida además de una reubicación de los puertos dummy.



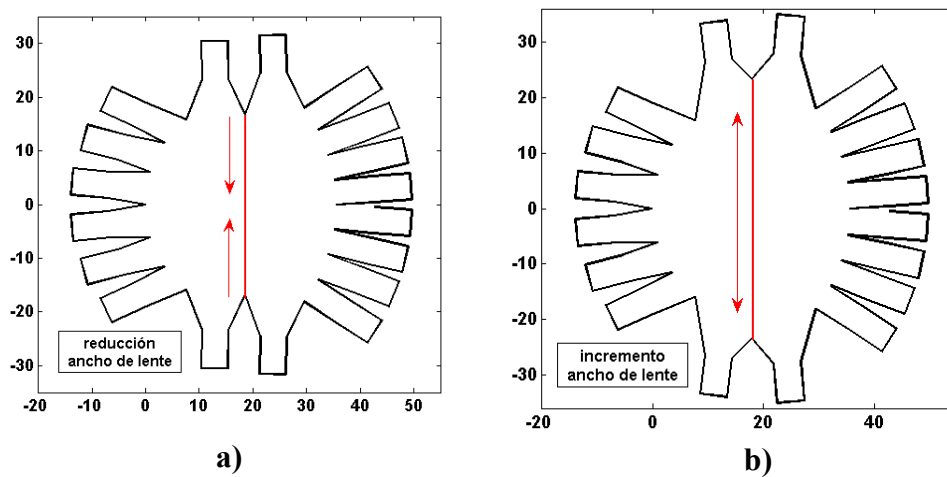
**Figura 29.** Modificación longitud focal: a) reducción b) incremento.

### Ancho del Lente ( $L_w$ )

En la Figura 30 a) se muestra la reducción del ancho del lente, como se puede observar al reducir el ancho del lente se modifica la geometría en dos de sus componentes principales; los puertos dummy se contraen hacia dentro del lente reduciendo la cavidad central. La cavidad reducida en dimensiones puede producir mayor cantidad de pérdidas, esto se produce debido a los que puertos dummy encargados de recoger las reflexiones internas producidas por los caminos secundarios, no pueden trabajar de manera correcta al estar introducidos dentro de la cavidad central.

En la Figura 30 b) se incrementa el ancho del lente, se puede observar que al incrementar el ancho la geometría se modifica; los puertos dummy se expanden hacia afuera del lente trabajando de mejor manera al estar fuera de la cavidad central del lente, pudiendo así recoger las reflexiones internas producidas por los caminos secundarios. La cavidad central tiene una mayor dimensión al tener los puertos dummy en su contorno de paredes laterales.

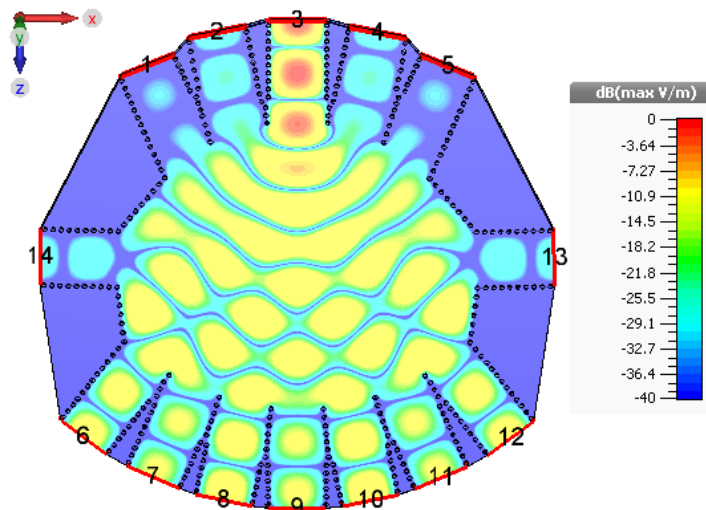
Al modificar el ancho del lente la cavidad central se mantiene el arco focal y el contorno de salida además de los puertos de entrada y puertos de salida tanto para la reducción o incremento de este parámetro.



**Figura 30.** Modificación ancho del lente: a) reducción b) incremento.

#### 4.4. Resultados simulación diseño final de lente de Rotman.

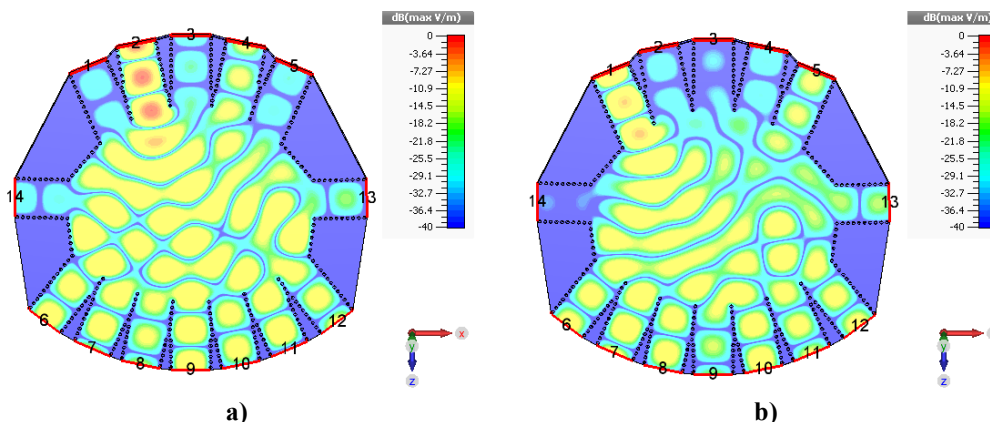
Luego de obtener los parámetros finales del diseño de la lente de Rotman con 5 puertos de entrada, 7 puertos de salida y 2 puertos dummy todos los parámetros para el diseño se especifican en la Tabla 9, Se simulo el diseño final de la lente para la banda K a 20GHz en CST Microwave Studio con un rango de frecuencia comprendido entre 18GHz y 22GHz obteniendo los resultados.



**Figura 31.** Simulación Lente de Rotman 3D CST Microwave Studio

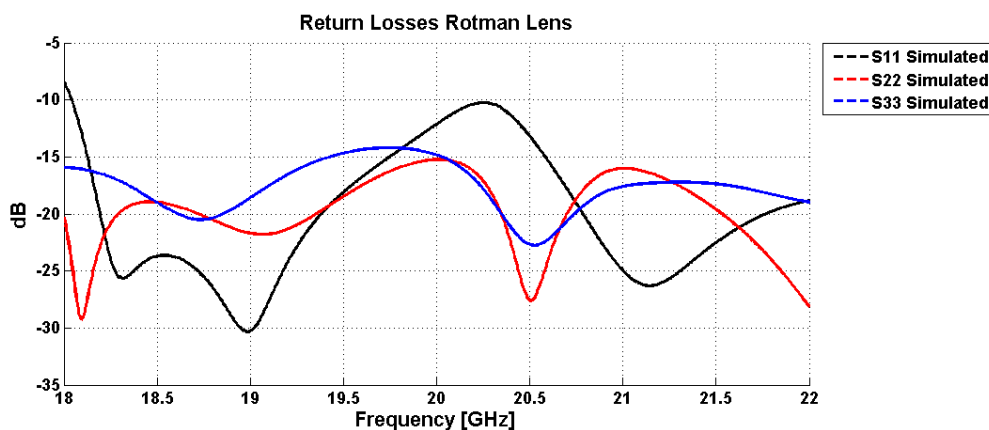
En la Figura 31 se observa la simulación del diseño final del Lente de Rotman. Se observa como la onda ingresa por el puerto 3 y se propaga por la cavidad central hacia los puertos de salida. Se puede ver como el aislamiento se encuentra bajo -20

dB, el acoplamiento se encuentra en el rango (-8dB hasta -13dB), además los Puertos Dummy reciben las flexiones por las paredes laterales ayudando así a tener un mejor funcionamiento del Lente de Rotman.



**Figura 32.** Simulación 3D Lente de Rotman a) Puerto 2 b) Puerto 1

#### 4.4.1. Resultados simulación pérdidas de retorno diseño final

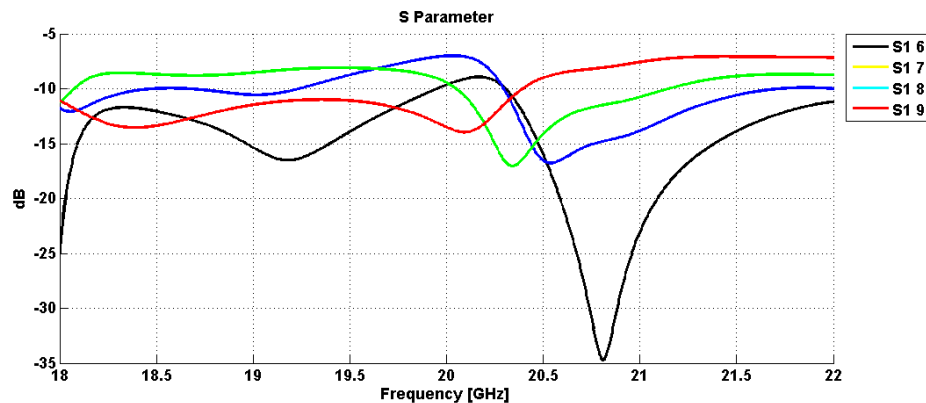


**Figura 33.** Pérdidas de retorno  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  Lente de Rotman tecnología SIW.

En la Figura 33 se puede ver que las pérdidas de retorno el parámetro  $S_{11}$  se encuentra desde -20 dB en casi todo el rango (18 GHz - 19.5 GHz) y en el rango (20GHz – 22 GHz). Además, el parámetro  $S_{22}$  y  $S_{33}$  como se puede observar durante todo el rango de frecuencia se encuentra bajo -15dB cumpliendo las especificaciones de diseño.

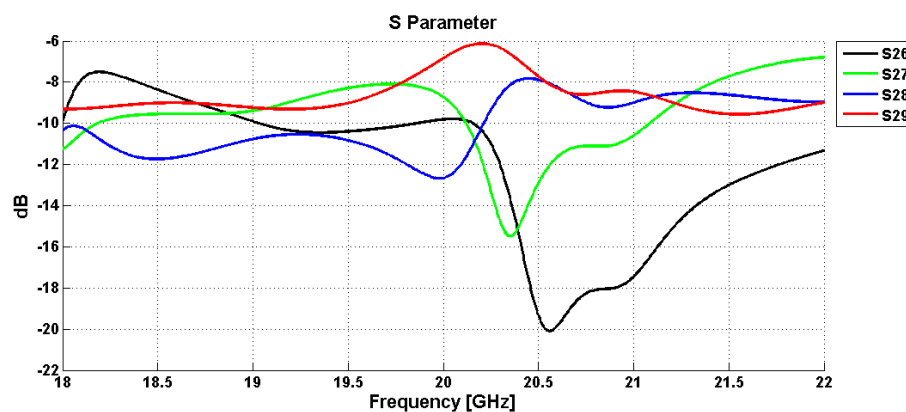
#### 4.4.1.1. Resultados simulación acoplamiento diseño final

Una vez obtenidas las gráficas de la simulación en el programa CST Microwave Studio de los parámetros Scattering correspondientes al acoplamiento del puerto 1, puerto 2 y puerto 3 como se puede ver en la Figura 34, Figura 35 y Figura 36 respectivamente.



**Figura 34.** Acoplamiento Puerto 1 Lente de Rotman tecnología SIW.

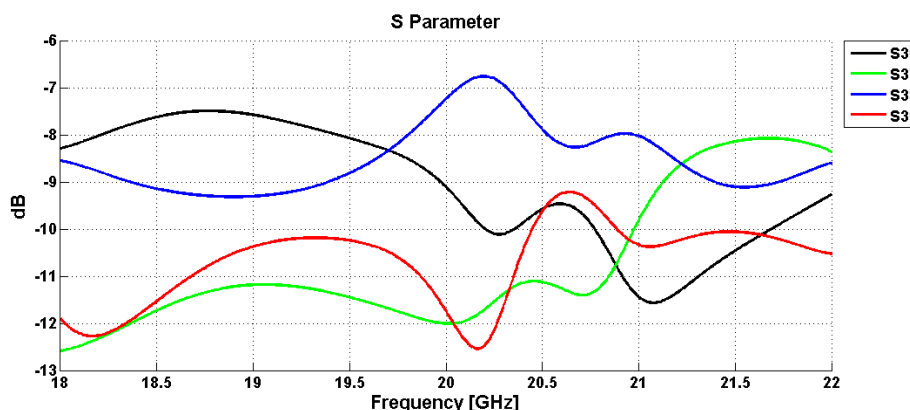
Observando en la Figura 34 el comportamiento del acoplamiento en el puerto 1 parámetros ( $S_{16} - S_{17} - S_{18} - S_{19}$ ) tienen similitud, todos ellos se encuentran en el rango de frecuencia comprendido entre 18 GHz y 22 GHz teniendo un acoplamiento correcto que comprendido entre -6 y -15 dB, de esta forma el dispositivo cumple con los parámetros de diseño planteados y proseguir con la siguiente etapa.



**Figura 35.** Acoplamiento Puerto 2 Lente de Rotman tecnología SIW.

Como se observa en la Figura 35 el comportamiento del acoplamiento en el puerto 2 parámetros ( $S_{26}, S_{27}, S_{28}$  y  $S_{29}$ ) tienen similitud, todos ellos se encuentran en el rango

de frecuencia comprendido entre 18 GHz y 22 GHz teniendo un acoplamiento correcto que comprendido entre -7 y -15 dB.

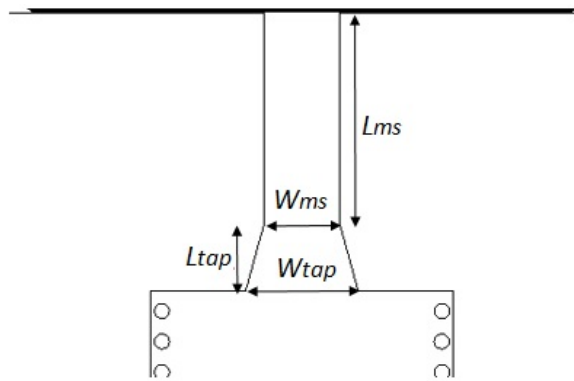


**Figura 36.** Acoplamiento Puerto 3 Lente de Rotman tecnología SIW.

Analizando los resultados de la simulación del Lente de Rotman de 5 puertos de entrada y 7 puertos de salida, en la Figura 36 se puede ver el Puerto 3 correctamente acoplado, todos los parámetros ( $S_{36} - S_{37} - S_{38} - S_{39}$ ) se encuentran en el rango de frecuencia comprendido entre 18 GHz y 22 GHz con valores entre -6 y -13 dB, este puerto otorga los mejores resultados, esto debido a que es el puerto central de entrada, las ondas se propagan de mejor forma siendo su alimentación más precisa obteniendo los mejores resultados en el Lente de Rotman.

#### 4.5. Diseño de la transición SIW-microstrip

Para el diseño de este elemento, se pretende diseñar la transición tipo Taper - Microstrip con una pérdida de retorno mayor a 18dB y pérdida de inserción menor a 1 dB en el rango de frecuencia (18 y 22 GHz). Conforme a lo mencionado en 2.3.5. Siguiendo la siguiente metodología: Para el diseño del taper es necesario calcular  $W_{ms}$  que es el ancho de la línea microstrip, desarrollando las ecuaciones (12) y (13), siendo la impedancia de referencia a usarse  $Z_1$  de valor  $50\Omega$ .



**Figura 37.** Esquema transición SIW tipo taper-microstrip.

$$A = \frac{Z_1}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{2.2 + 1}{2}} + \frac{2.2 - 1}{2} \left( 0.23 + \frac{0.11}{2.2} \right)$$

$$A = 1.222$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_1\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{377\pi}{2(50)\sqrt{2.2}} = 7.985$$

Sabiendo que la relación  $\frac{W_{ms}}{H} > 2$  se cumple, se procede a usar la ecuación (11) se cumple entonces  $W_{ms} = 3.0812 H$

Por lo que se obtiene.

$$W_{ms} = 3.0812 (1.575 \text{ mm}) = 4.8528 [\text{mm}]$$

Continuando con el proceso se determina la constante dieléctrica efectiva del sustrato Rogers RT Duroid 5880 reemplazando  $W_{ms} = 3.0812 H$  en la ecuación (1):

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12H}{W_{ms}} \right)^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{2.2 + 1}{2} + \frac{2.2 - 1}{2} \left( 1 + \frac{12(1.575)}{4.8528} \right)^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = 1.895$$

Partiendo de  $W_{ms}$  y  $\varepsilon_{eff}$  previamente calculados, se procede a calcular las dimensiones del taper y la línea microstrip:  $L_{tap}$  y  $L_{ms}$  usando las ecuaciones (14), (15), (17) y (18):

$$\lambda_{gms} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{20 \times 10^9 \sqrt{1.895}}$$

$$\lambda_{gms} = 10.95 [mm]$$

$$\frac{\lambda_{gms}}{2} < L_{tap} < \lambda_{gms}$$

$$5.45 < L_{tap} < 10.90$$

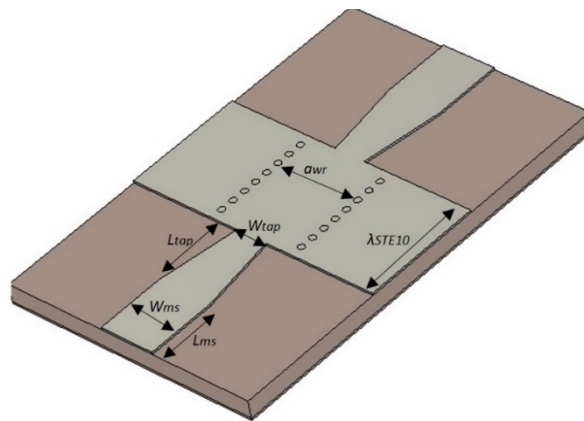
Para el cálculo de  $W_{tap}$  para la transición de la lente de Rotman. Usando la expresión descrita anteriormente (16):

$$W_{tap} = 0.4 (a_{siw} - \phi) = 0.4(7.51 - 0.6)[mm] = 2.764 mm$$

Para el cálculo de  $L_{ms}$  longitud eléctrica de la línea microstrip se asume:  $\theta = \pi [rad]$

$$L_{ms} = \frac{\lambda_{gms}}{2} = 5.45 [mm]$$

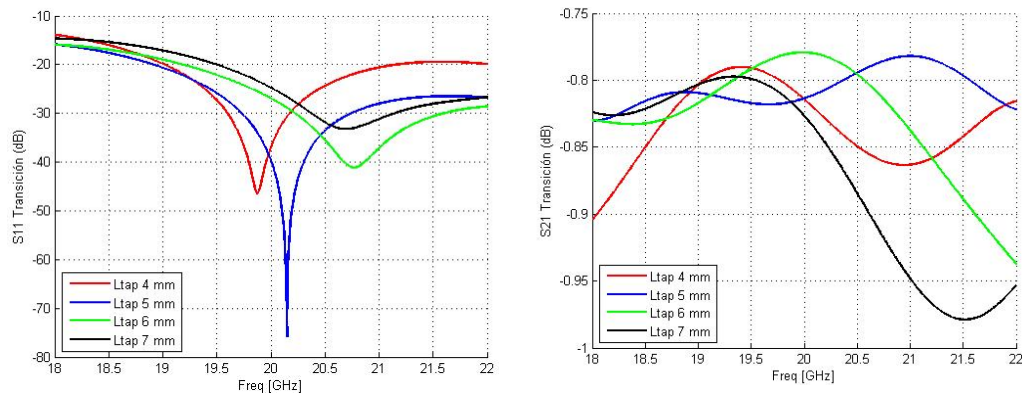
Para el parámetro  $L_{ms}$  existe la posibilidad de realizar una aproximación, ya que este no tiene una influencia sobre el comportamiento de la transición, sin embargo es recomendable escoger un valor adecuado de  $L_{ms}$  para este caso se tomó el valor de 6[mm] tomando en cuenta la dimensión del SMA a colocarse sobre la línea microstrip.



**Figura 38.** Guía de onda SIW con transiciones tipo taper microstrip.

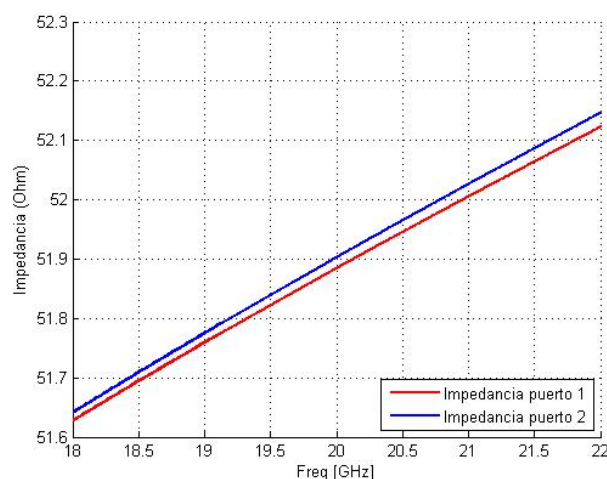


Al no contar con un valor definido para  $L_{tap}$ , se realizan una serie de simulaciones las cuales permiten encontrar los valores de diseño se usa la estructura de la Figura 38 con  $L_{tap}$  variando entre 4mm y 7mm,  $W_{ms} = 4.8528$  [mm].



**Figura 39.** Pérdidas de inserción y retorno transición tipo Taper-Microstrip.

De la Figura 39 se puede observar el valor para el parámetro  $L_{ms}$  de los 4 valores simulados el que entrega mejores resultados es  $L_{tap} = 4, 5$  [mm], ya que proporciona pérdidas de inserción menores a 0.8dB y pérdidas de retorno mayores a 18dB en el rango de trabajo (18GHz a 22GHz), se cumplen los objetivos de diseño para esta transición quedando pendiente verificar el acoplamiento de impedancias.



**Figura 40.** Impedancia de Guía SIW con transición tipo taper microstrip.

Al estar completamente acoplado el diseño de la guía de onda SIW a una impedancia de  $50 \Omega$ , se incluye las transiciones en el diseño del lente de Rotman

diseñado a 20Ghz, se añade una transición en cada uno de los puertos del dispositivo 14 transiciones en total, como se muestra en la Figura 41.

#### 4.6. Diseño a implementarse lente de Rotman (SIW) transición tipo Taper

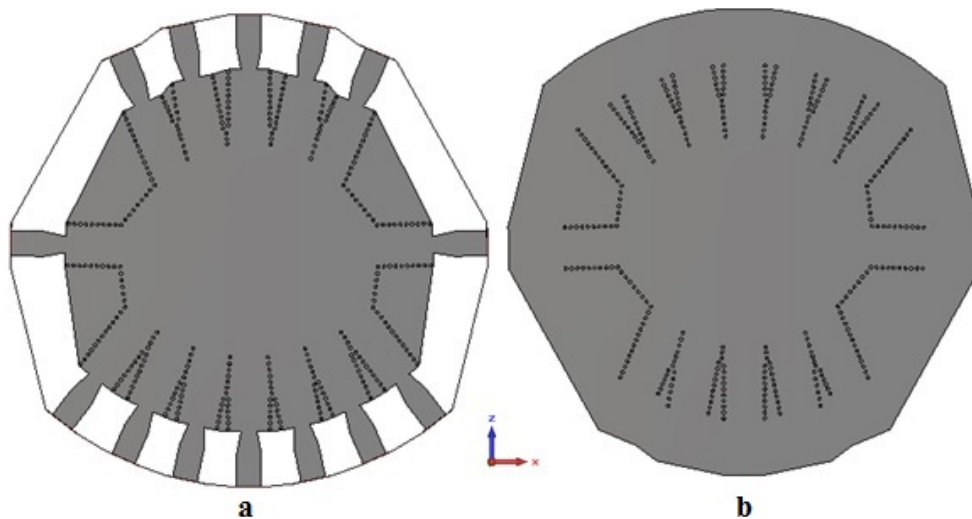
En la Tabla 12 Resume los parámetros adecuados para definir completamente la estructura del lente de Rotman con transiciones añadidas en sus 14 puertos (5 puertos de entrada, 7 puertos de salida, 2 puertos dummy).

**Tabla 12**

*Parámetros finales diseño lente de Rotman (SIW)*

<b>Estructura</b>	<b>Parámetros</b>	<b>Valores finales [mm]</b>
<b>Lente de Rotman</b>	$a_{siw}$	7.55
	$a_{wr}$	7.194
	$\epsilon_r$	2.2
	Metal conductor	0.1
	$H$	1.576
	$\lambda_{sTE10}$	20.262
	Largo de puertos	10.131
<b>Transición SIW-microstrip</b>	$\frac{\lambda_{sTE10}}{2}$	
	$L_{tap}$	4
	$W_{tap}$	2.764
	$L_{ms}$	6
	$W_{ms}$	4.8528

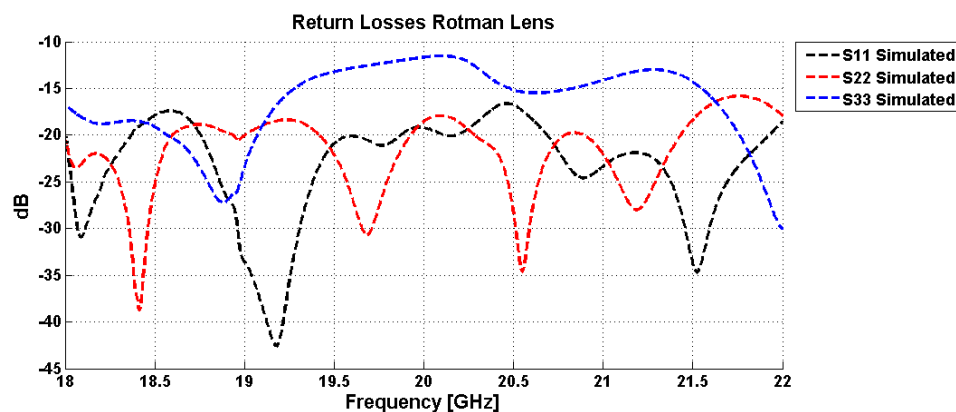
Con los valores antes descritos en la Tabla 12 se crea el diseño definitivo acoplando el lente de Rotman a sus respectivas transiciones SIW – microstrip tipo Taper, tal como se muestra en la Figura 41.



**Figura 41.** Diseño final lente con transiciones a) V. frontal b)V. posterior.

Como último paso previo a la implementación física de la Lente de Rotman y usando los valores encontrados durante el desarrollo de este capítulo se realiza la simulación usando mallado tetraédrico con una frecuencia comprendida entre (18 GHz - 22GHz), obteniendo así los resultados presentados a continuación.

#### 4.6.1. Simulación perdida de Retorno diseño con transición



**Figura 42.** Perdidas de retorno ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ) lente de Rotman con transiciones.

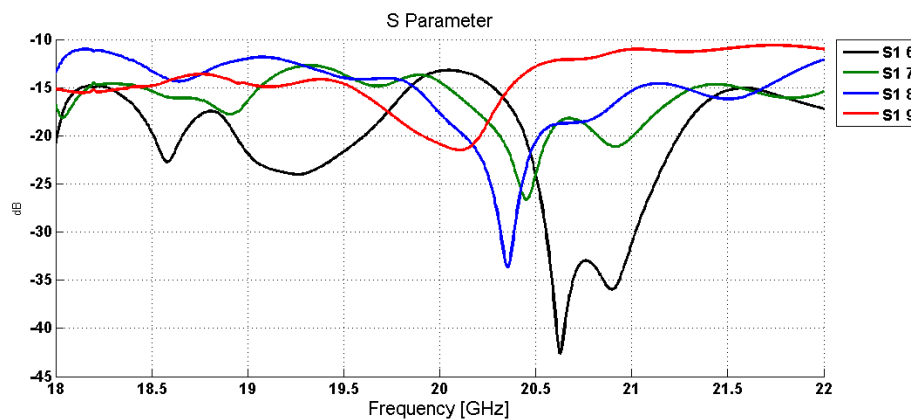
Las pérdidas de retorno  $S_{33}$  se modificaron sus valores como en + 4db, esto se debe a que en el simulador CST Microwave Studio la ubicación de los puertos usando la transición tipo taper microstrip se pierde precisión al tener un dispositivo de forma irregular. Para los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se encuentran en valores inferiores a -17 dB comparando a la Figura 33. Las formas de los parámetros son muy similares por lo que

las transiciones se adaptaron correctamente al Lente, se puede decir que el diseño está listo para implementar físicamente el dispositivo.

#### 4.6.2. Simulación acoplamiento diseño final con transición.

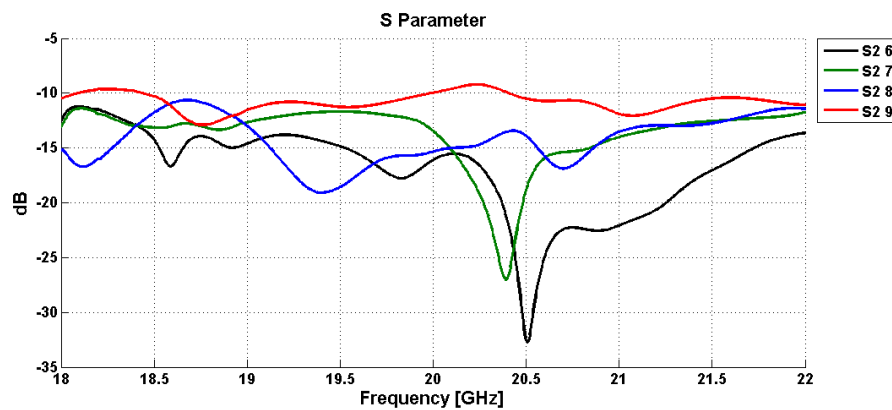
En la Figura 43 se puede observar el comportamiento del acoplamiento en el puerto 1 (parámetros  $S_{16} - S_{17} - S_{18} - S_{19}$ ), estos parámetros se encuentran en el rango de frecuencia comprendido entre 18 GHz y 20.5 GHz teniendo un acoplamiento correcto que comprendido entre -12 y -22 dB. Cumpliendo el dispositivo con los parámetros de diseño planteados y avanzar a la etapa de implementación.

Comparando con la Figura 25 acoplamiento sin transiciones, comparando las dos figuras se puede ver que la forma de los parámetros simulados (con transición y sin transición) es similar, encontrándose una modificación en sus valores de aproximadamente -3dB debido a la inclusión de las transiciones tipo taper microstrip y al no contar con la capacidad en CST Microwave Studio de simular puertos microstrip en figuras irregulares como es el caso de este Lente de Rotman.



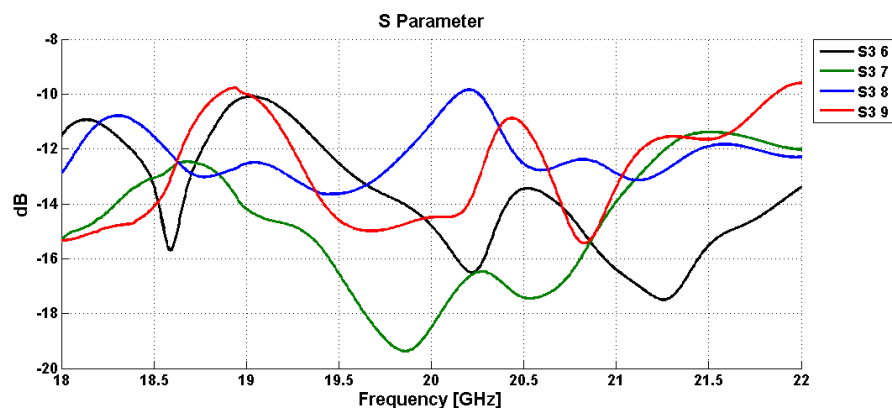
**Figura 43.** Acoplamiento puerto 1 diseño lente de Rotman con transiciones.

Como se observa en la Figura 44 el comportamiento del acoplamiento en el puerto 2 ( $S_{26}$ ,  $S_{27}$ ,  $S_{28}$  y  $S_{29}$ ) tienen similitud, estos parámetros se encuentran en el rango de frecuencia comprendido entre 18 GHz y 20 GHz teniendo un buen acoplamiento comprendido entre -10 y -18 dB. Cumpliendo el dispositivo con los parámetros de diseño planteados y avanzar a la etapa de implementación.



**Figura 44.** Acoplamiento puerto 2 diseño lente de Rotman con transiciones.

Analizando los resultados de la simulación del Lente de Rotman con transición, en la Figura 45 se puede ver el acoplamiento en el Puerto 3, todos los parámetros ( $S_{36}$  -  $S_{37}$  -  $S_{38}$  -  $S_{39}$ ) se encuentran en el rango de frecuencia comprendido entre 18 GHz y 22 GHz con valores entre -9 y -19 dB, en esta figura sigue con la tendencia mostrada en la Figura 36 otorga los mejores resultados comparando a puerto 1 y 2, esto se debe a que es el puerto central de entrada, las ondas se propagan de mejor forma siendo su alimentación más precisa obteniendo los mejores resultados en el Lente de Rotman.

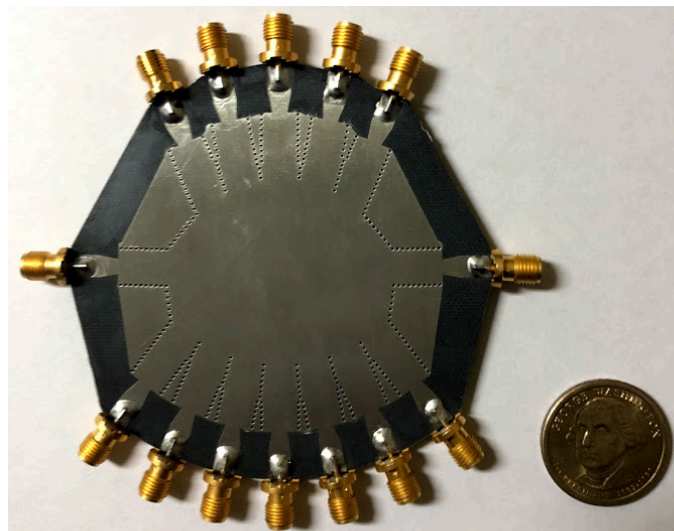


**Figura 45.** Acoplamiento puerto 3 diseño lente de Rotman con transiciones.

#### 4.7. Construcción prototipo Lente de Rotman.

El proceso de construcción de un Lente de Rotman se puede resumir en los siguientes puntos una vez el diseño final en el simulador CST microwave Studio este completo cumpliendo las características necesarias:

- Se parte del diseño final del dispositivo en CST Microwave Studio. Se exportan los archivos DXF del circuito de los planos superior e inferior. El interior de la lámina no contará con presencia de cobre, únicamente contendrá los orificios necesarios para el posterior ingreso de vías.
- En AutoCad se combinan los archivos DXF. Aquí se definen las capas de trabajo que en una etapa posterior se utilizan para fabricar (top, bottom, drill y contour).
- Continuando con el proceso en ADS (Advanced Design System) se obtienen los archivos Gerber necesarios para la construcción en la prototipadora.
- A partir de este paso el proceso se realizará exclusivamente usando una prototipadora. Se importan los archivos Gerber para obtener un archivo LMDR, quedando el prototipo construido.
- Como paso final se realiza la soldadura del dispositivo. Donde se suelda los 14 conectores SMA al circuito en el caso de este Lente de Rotman.



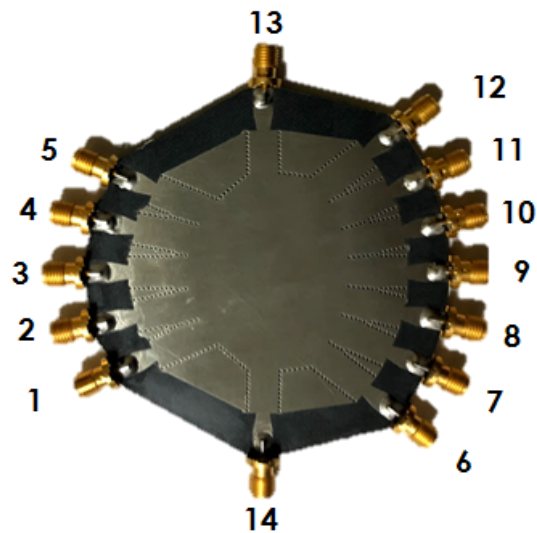
**Figura 46.** Prototipo Lente de Rotman implementado.

**Tabla 13**

***Puertos Lente de Rotman Implementado***

Puertos entrada	1 – 2 – 3 – 4 – 5
Puertos salida	6 – 7 – 8 – 9 – 10 – 11 – 12
Puertos dummy	13 – 14

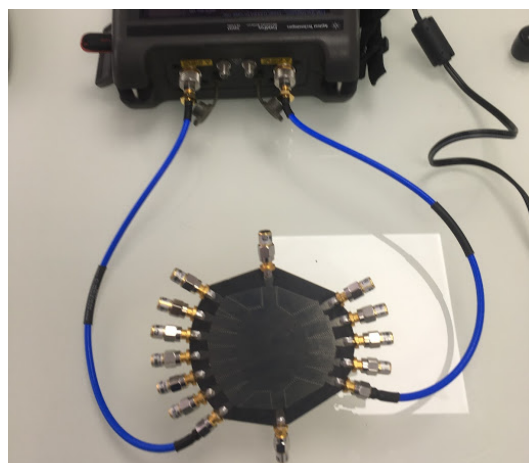
#### 4.7.1. Puertos Lente de Rotman implementado



**Figura 47** .Puertos Lente de Rotman implementado.

#### 4.8. Resultados prototipo Lente de Rotman.

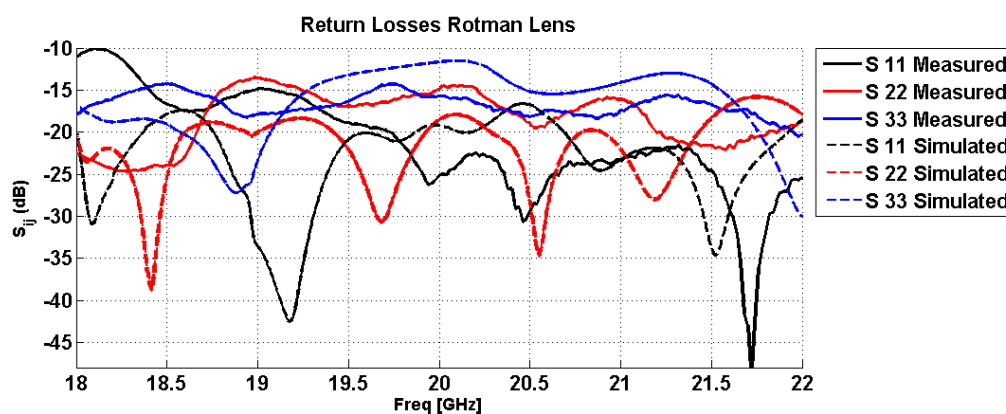
Se realizó las medidas usando el analizador vectorial descrito en el capítulo 3 y que se muestra en la Figura 17, se obtuvieron los parámetros S correspondientes al acoplamiento, pérdidas de retorno y aislamiento. Una vez realizadas las mediciones y con el fin de observar los resultados de las mediciones y simulaciones del Lente de Rotman usando tecnología SIW en banda K, se han separado los gráficos de los parámetros S en cuatro figuras a continuación. Las mediciones se muestran con línea continua mientras que las simulaciones se muestran con línea cortada.



**Figura 48.** Medición prototipo usando Analizador Vectorial.

#### 4.8.1. Resultados pérdidas de Retorno (medido vs simulado)

En la Figura 49 se muestran los resultados de las pérdidas de retorno de las simulaciones y mediciones:  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  y  $S_{33}$  correspondiente al prototipo del Lente de Rotman en tecnología SIW. Se puede observar que en el rango comprendido entre 18.5 GHz hasta 22 GHz las pérdidas de retorno están en valores inferiores a -15 dB cumpliendo las especificaciones de diseño. Además el rango de frecuencia (18GHz - 22 GHz) los resultados se muestran acorde entre lo simulado y lo medido.



**Figura 49.** Pérdidas de retorno  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  (medido vs simulado).

Se procede a calcular el error porcentual de  $S_{11}$ :

$$\varepsilon(\%) = \left| \frac{\text{valor}_{\text{medido}} - \text{valor}_{\text{simulado}}}{\text{valor}_{\text{medido}}} \right| \times 100$$

$$\varepsilon(\%) S_{11} = \left| \frac{-24 - (-21)}{-24} \right| \times 100$$

$$\varepsilon(\%) S_{11} = 12.5 \%$$

Al calcular el error porcentual para  $S_{11}$  se obtuvo un error porcentual igual a 12.5%, en Figura 49 se puede observar que la medición tiene un mejor desempeño que en la simulación de esta forma se puede decir luego de realizar las medidas. El dispositivo implementado obtuvo una mejora en 12.5 % a los valores simulados.

Se procede a calcular el error porcentual de  $S_{22}$ :

$$\varepsilon(\%) = \left| \frac{\text{valor}_{\text{medido}} - \text{valor}_{\text{simulado}}}{\text{valor}_{\text{medido}}} \right| \times 100$$

$$\varepsilon(\%) S_{22} = \left| \frac{-17 - (-15)}{-17} \right| \times 100$$

$$\varepsilon(\%) S_{22} = 11.76 \%$$



Al calcular el error porcentual para  $S_{22}$  se obtuvo un error porcentual igual a 11.76%. En la Figura 49 se puede observar que la medición tiene un mejor desempeño que en la simulación de esta forma se puede decir luego de realizar las medidas. El dispositivo implementado obtuvo una mejora en 11.76 % a los valores simulados.

Se procede a calcular el error porcentual de  $S_{33}$ :

$$\varepsilon(\%) = \left| \frac{\text{valor}_{\text{medido}} - \text{valor}_{\text{simulado}}}{\text{valor}_{\text{medido}}} \right| \times 100$$

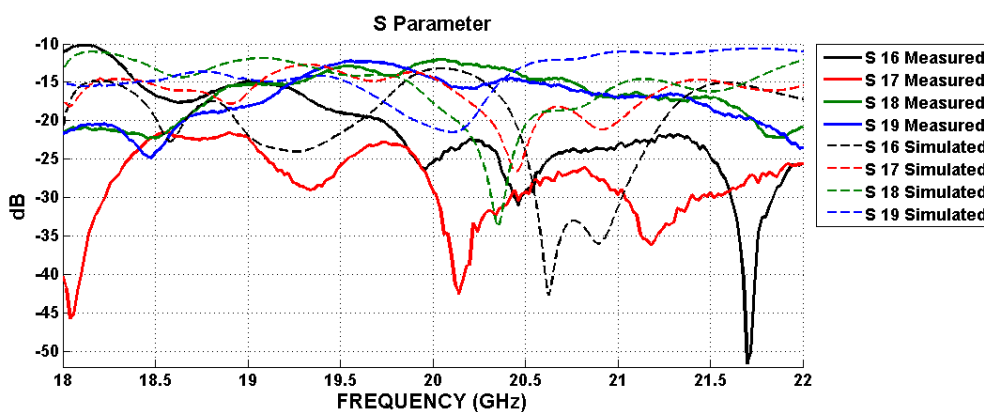
$$\varepsilon(\%) S_{33} = \left| \frac{-16 - (-14)}{-16} \right| \times 100$$

$$\varepsilon(\%) S_{33} = 12.75 \%$$

#### 4.8.2. Resultados acoplamiento puerto 1 (medido vs simulado)

Los resultados (medido vs simulado) del acoplamiento en el puerto 1, se encuentran en la Figura 50, los parámetros ( $S_{16} - S_{17} - S_{18} - S_{19}$ ) tanto simulado como medido se encuentran en el rango de frecuencia comprendido entre 18.5 GHz y 20.2 GHz con valores similares entre -11 y -22 dB, realizando la comparación de los parámetros medido vs simulado se obtiene resultados muy parecidos entre ambos casos.

$$\text{Acoplamiento} = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{N} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{7} \right) = -8.45 \text{ dB}$$



**Figura 50.** Resultados Acoplamiento Puerto 1 Lente de Rotman (SIW).

#### 4.8.3. Resultados acoplamiento puerto 2 (medido vs simulado)

Los resultados (medido vs simulado) del acoplamiento del puerto 2 en el Lente de Rotman de 5 puertos de entrada y 7 puertos de salida, se muestra en la Figura 51, los parámetros ( $S_{26} - S_{27} - S_{28} - S_{29}$ ) tanto simulado como medido se encuentran en el rango de frecuencia comprendido entre 18.5 GHz y 20.2 GHz con valores similares entre -9 y -18 dB, haciendo la comparación medido vs simulado se obtiene resultados muy semejantes entre los parámetros se puede decir que el prototipo implementado es comparable al diseño y posterior simulación.

$$\text{Acoplamiento} = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{N} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{7} \right) = -8.45 \text{ dB}$$

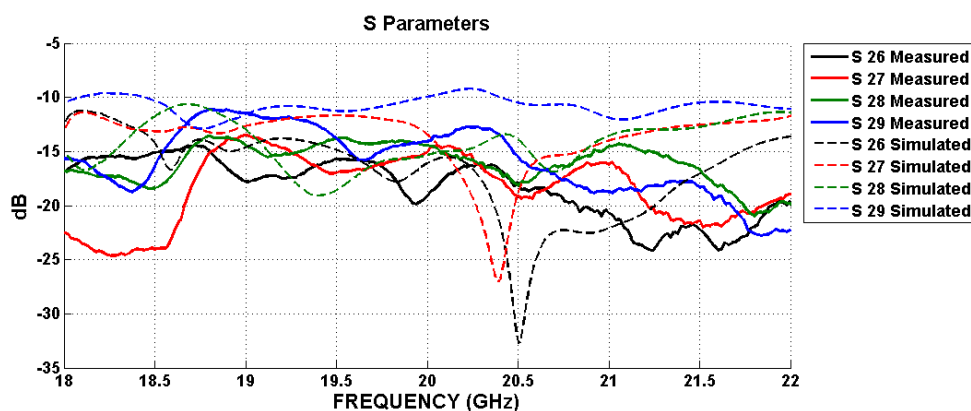


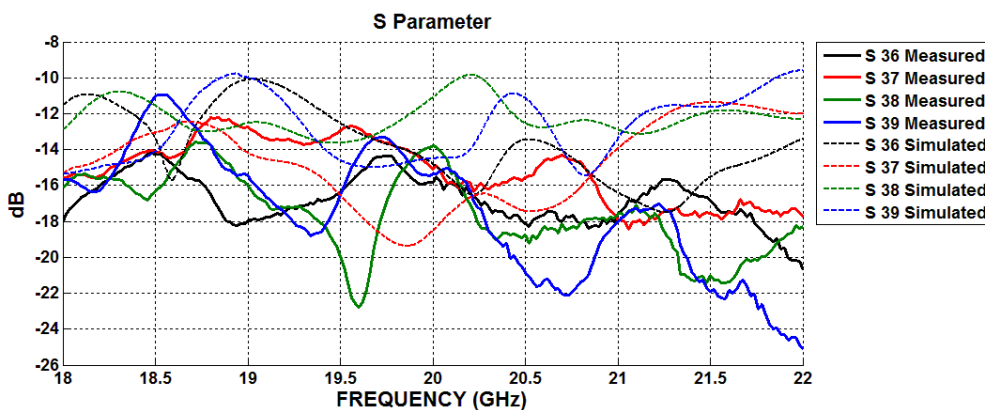
Figura 51. Resultados Acoplamiento Puerto 2 Lente de Rotman (SIW).

#### 4.8.4. Resultados acoplamiento puerto 3 (medido vs simulado)

Los resultados comparativos (medido vs simulado) del Lente de Rotman de 5 puertos de entrada y 7 puertos de salida, se muestra en la Figura 52 el Puerto 3 correctamente acoplado, los parámetros ( $S_{36} - S_{37} - S_{38} - S_{39}$ ) tanto simulado como medido se encuentran en el rango de frecuencia comprendido entre 18 GHz y 22 GHz con valores similares entre -10 y -18 dB, obteniendo resultados muy semejantes entre los parámetros medidos y simulados de esta forma el prototipo implementado es comparable al diseño y posterior simulación. Además el puerto 3 al ser el puerto central de entrada otorga los mejores resultados, de esta forma las ondas se propagan

de mejor forma siendo su alimentación más precisa obteniendo los mejores resultados en el Lente de Rotman.

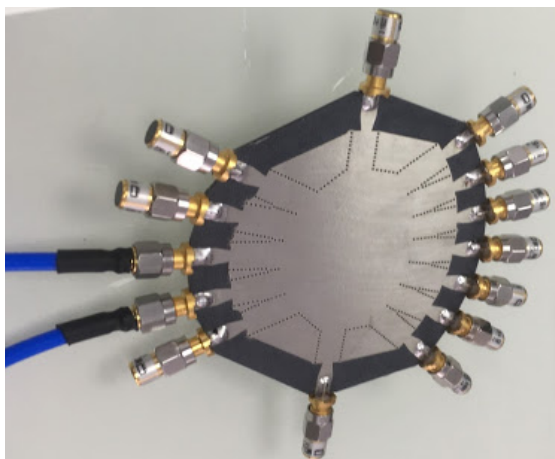
$$\text{Acoplamiento} = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{N} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{7} \right) = -8.45 \text{ dB}$$



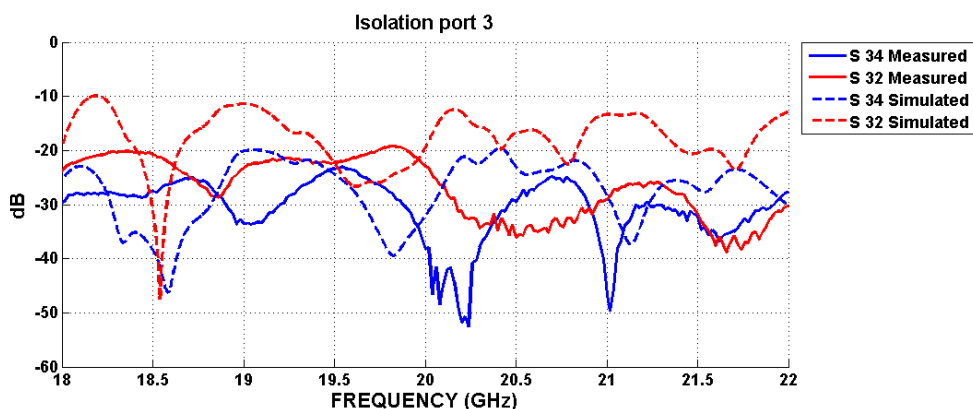
**Figura 52.** Resultados de acoplamiento Puerto 3 Lente de Rotman (SIW).

#### 4.8.5. Resultados aislamiento puerto 3 (medido vs simulado)

Los resultados de la comparación entre medición y simulación del aislamiento en el puerto 3 respecto al puerto 2 y 4 correspondiente al prototipo de Lente de Rotman en tecnología SIW se presenta el proceso de la medición en la y los resultados de los parámetros S en la Figura 54.



**Figura 53.** Medición aislamiento puerto 3 en prototipo Lente de Rotman



**Figura 54.** Aislamiento puerto 3 (medido vs simulado) Lente de Rotman (SIW).

En la Figura 54 se toma como referencia el puerto 3 para realizar la comparación del aislamiento  $S_{34}$  simulado y  $S_{32}$  simulado vs  $S_{34}$  medido y  $S_{32}$  medido, como se puede observar el aislamiento simulado es menor al aislamiento medido, el prototipo implementado trabaja de manera eficiente teniendo el aislamiento por debajo de los -20 dB, esto quiere decir que la señal de entrada es enviada por la cavidad del lente hacia los puertos de salida y no se refleja energía a los puertos vecinos (puerto 2 y puerto 4).

#### 4.8.6. Ejemplo proceso de medición prototipo implementado.

Para recopilar las medidas del prototipo implementado se usó el analizador de microonda marca Keysight modelo FieldFox. Este analizador tiene la capacidad de trabajar hasta 26.5 GHz en un paquete portátil y resistente. Ahora, FieldFox está yendo más allá al agregar capacidad de análisis de espectro en tiempo real (RTSA).

El modelo de analizador base de FieldFox funciona como un probador de cable y antena y se puede configurar para incluir un analizador de espectro, RTSA, un analizador de red completo de más de dos puertos entre algunas opciones más.

En la Figura 55 se observa un ejemplo de medición usando el analizador de microonda. Este ejemplo se está midiendo el aislamiento en el puerto 3 con respecto al puerto 2, como se puede ver del analizador de microonda sale un cable el cual alimenta al prototipo este cable se lo muestra en la figura con el nombre de alimentación. Mientras que se tiene un cable el cual retorna al analizador desde el puerto 2 del prototipo hacia el retorno del analizador.



**Figura 55.** Esquema medición aislamiento Puerto 3 respecto a Puerto 2.



**Figura 56.** Esquema medición aislamiento Puerto 3 respecto a Puerto 4.

#### 4.8.7. Especificaciones de uso lente de Rotman implementado.

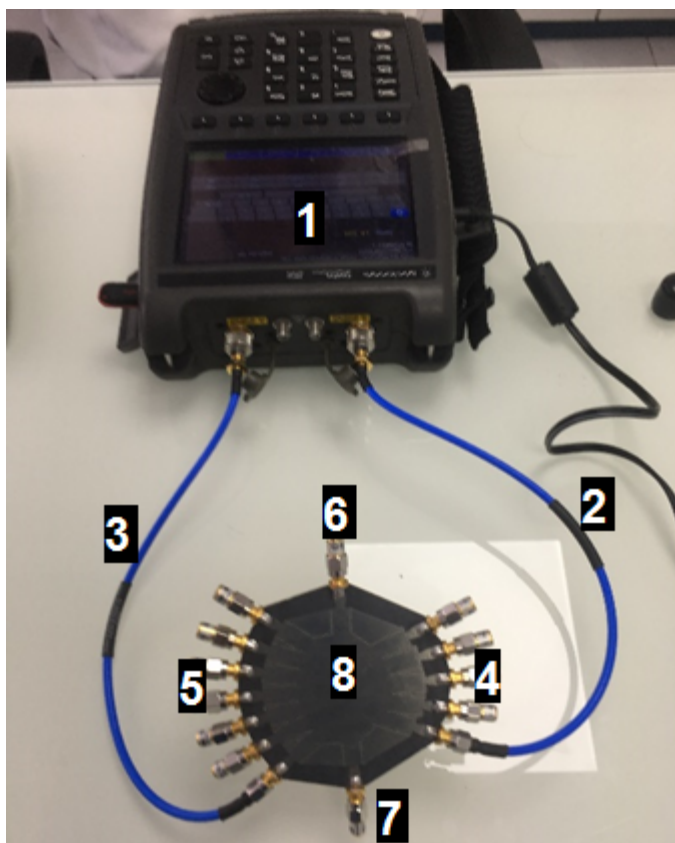
El proceso de medición del Lente de Rotman implementado para recopilar los valores de los parámetros S, pérdidas de retorno, acoplamientos, aislamientos se muestra en la Tabla 14. Las pruebas realizadas se las hicieron usando el analizador vectorial marca Keysight modelo FieldFox capaz de trabajar hasta 26.5 GHz. Como se lo detallo más atrás en 3.4. El analizador vectorial se configuró para que emita una potencia de -15 dBm. Por lo que este Lente de Rotman tiene los resultados usando los siguientes parámetros.

**Tabla 14**

#### *Especificaciones de uso Lente de Rotman*

Parámetros	Descripción
Puertos Entrada	5 (puertos 1, 2, 3, 4, 5)
Puertos Salida	7 (puertos 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12)
Continua →	

Puertos Dummy	2 (puertos 13, 14)
Frecuencia de trabajo	20 GHz
Ancho de banda medido	18 GHz – 22 GHz
Banda de Frecuencia	K
Medidas	Alto 80mm Ancho 70 mm
Elementos	Referencia de Figura 57
Analizador vectorial	1
Cable tipo N-SMA alimentación	2
Cable tipo N-SMA retorno	3
Puertos de Entrada	4
Puertos de Salida	5
Puertos Dummy	6 y 7
Lente de Rotman	8



**Figura 57.** Ejemplo proceso de medición prototipo implementado.

## CAPÍTULO V

### 5. CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En este capítulo del proyecto de investigación se expone las conclusiones y recomendaciones una vez analizado los resultados del prototipo de Lente de Rotman en tecnología SIW. Además, se menciona posibles trabajos futuros para así complementar la investigación de los Lentes de Rotman y de dispositivos que usen tecnología SIW.

#### 5.1. Conclusiones

- Se diseñó e implementó un prototipo de Lente de Rotman, para las bandas de frecuencia K, empleando tecnología SIW, mediante el uso de un software de simulación electromagnético donde una de sus ventajas es tener comportamientos cercanos a la realidad, facilitando el trabajo en altas frecuencias además de ayudar en la creación diseños en diferentes tipos de Sustrato. Así se obtuvo un diseño de bajo costo, facilidad de construcción, menor tamaño y peso reducido en comparación a un diseño en guía de onda.
- Los resultados obtenidos al medir el prototipo comparado con los datos obtenidos en la simulación muestran similitud en sus parámetros. El dispositivo implementado tiene una frecuencia de trabajo de 20 GHz, con un ancho de banda de trabajo de 17%. Este dispositivo es un dispositivo de Banda ancha.
- Durante el proceso de construcción del Lente de Rotman se determinó la longitud focal mínima  $F_{min}$  (32 mm), este valor de partida actúa en los componentes principales del Lente (puertos entrada salida y dummy, cavidad central) mientras se incrementa el valor de  $F$  se asegura el valor mínimo de la cavidad resonante para un correcto desempeño del dispositivo en este dispositivo se usó 39 mm de longitud focal.
- Al modificar los parámetros de diseño en el modelo de óptica geométrica Relación Focal, Factor de expansión y ancho de lente se modifica geoméricamente el diseño del perfil del lente. En el caso de la relación focal

al reducirlo el arco de entrada es más cóncavo, esto en el dispositivo se traduce en un aumento en las pérdidas de retorno, al modificar el factor de expansión se modifican la posición de los puertos entrada salida y dummy, mientras mayor sea la separación de los puertos de entrada mayores son las pérdidas de retorno. Encontrar el equilibrio entre la relación Focal, Factor de expansión y ancho de lente da como resultado un diseño de lente con optimas características.

- Se utilizó el sustrato Roger RT Duroid 5880, para tener menos pérdidas, este sustrato se lo utilizó para la implementación del diseño del Lente de Rotman de 5 entradas y 7 salidas en la banda K, el sustrato FR4, un sustrato mucho más accesible no es adecuado para emplearlo en este proyecto debido a que trabaja en una frecuencia máxima de 10GHz. A frecuencias comprendidas entre 8 GHz y 40 GHz. En la banda K donde se implementó el prototipo se utiliza RT Duroid 5880.
- Mediante las formulas establecidas para el diseño del Lente de Rotman, se obtuvo las coordenadas para el arco focal, contorno interior, contorno exterior y cavidad central, de esta manera se llegó a un diseño aplicable de Lente de Rotman, este diseño permite una distribución homogénea a los puertos de salida, mejorando el flujo de campo eléctrico ingresado por el puerto de entrada. Este diseño ayuda a controlar las pérdidas de inserción y de retorno que se presentarían en dispositivo. Modificando las coordenadas de los puertos de entrada y salida ayudan a mejorar los parámetros Scattering obteniendo pérdidas de retorno y aislamiento bajos.
- El lente de Rotman implementado en este proyecto de investigación es una Red de Distribución de potencias que se utiliza para redes de patrón de radicación conformado, no convencional donde la potencia se distribuye de igual manera entre sus puertos (entrada – dummy - salida) y las fases son iguales dependiendo del puerto de alimentación.
- Una de las ventajas de las guías SIW es que pueden coexistir junto a diferentes tecnologías y materiales manteniendo gran parte de sus características principales. En frecuencias de microondas y ondas milimétricas, este tipo de guía de transmisión puede ser diseñadas directamente sobre sustratos de alta frecuencia comerciales. A frecuencias superiores a 100 GHz, las guías de onda



integrada en sustrato pueden ser fabricadas utilizando la técnica de micromachining.

## **5.2. Recomendaciones**

- Se recomienda usar sustratos de alta frecuencia, antes de escoger una banda de frecuencia se debe tener en cuenta el rango óptimo de trabajo del sustrato. Antes de seleccionar el sustrato Rogers RT Duroid 5880 se probó prototipos usando el sustrato FR-4, este sustrato cuya fortaleza es la disponibilidad inmediata por su bajo costo entrego malos resultados en la banda K, esto porque su rango de operación ideal es hasta 8 GHz pudiendo usarse con pérdidas bajas hasta 10 GHz.
- Es recomendable siempre validar los diseños de guía de onda integrada en sustrato. Analizar el comportamiento de la guía de onda estándar para luego transformarla en guía SIW. A partir de los parámetros de la guía de onda estándar establecer los parámetros de diseño del dispositivo de RF a crearse.

## **5.3. Trabajos Futuros**

- Basándose en el presente trabajo, se puede seguir desarrollando mejoras sobre el diseño propuesto, como por ejemplo: modificar la frecuencia de operación, modificar puertos tanto de entrada y salida.
- Realizar una investigación detallada de las transiciones de SIW – microstrip. De esta forma los dispositivos/prototipos creados en tecnología SIW tendrán una guía elaborada para basarse, de esta manera lograr un acoplamiento de impedancias correcto. Logrando dispositivos con menos perdidas, más fieles al diseño.
- Complementando este trabajo se puede investigar y realizar nuevas estructuras de Lentes de Rotman, esto permitirá mejorar el ancho de banda.
- Implementar el Lente de Rotman en otra tecnología de guiado. Por ejemplo Guía de onda Rectangular.
- Trabajar en dispositivos diseñados en tecnología SIW en la banda Ka, el sustrato RT Rogers 5880 de alta frecuencia (hasta 40GHz).

## 6. BIBLIOGRAFIA

- Boucha, R. (2013). *Coupler, Power Divider and Circulator in V-Band Substrate Integrated Waveguide Technology*. IJCSA International Journal on Computational Sciences & Applications Vol3.
- Cano, J. M. (s.f.). Acoplador Híbrido de Banda .
- Cardama, A. (2002). Antenas. Valencia .
- Carrera Suarez, L. (2015). *Antenas multihaz con Lente de Rotman para las bandas de microondas y milimétricas realizadas en diferentes tecnologías*. Valencia.
- Cheng, H. C. (2015). *Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications*.
- Computer Simulation Technology. (2012). CST microwave studio Workflow & Solver Overview.
- D. Navarro, F. C. (2001). *Guías de Onda Integrada en Substrato 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\\_Substrato\\_para\\_Aplicaciones\\_en\\_las\\_Bandas\\_de\\_Microondas\\_y\\_Ondas\\_Milimetricas](https://www.researchgate.net/publication/267297095_Guias_de_Onda_Integradas_en_Substrato_para_Aplicaciones_en_las_Bandas_de_Microondas_y_Ondas_Milimetricas)
- East, Katehi, & Becker. (2002). Performance of silicone micromachined waveguide at W-band.
- GAM. (s.f.). *Grupo de Aplicaciones de las Microondas*. Obtenido de Universidad Politécnica 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>
- 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.
- García, P. (2012). *Modelos de análisis y diseño de dispositivos en guía de onda integrada en sustrato*. Madrid: Universidad Autónoma de Madrid.
- Guoliang Li, K. S. (12 de Diciembre de 2015). *IEEE Xplore*. Obtenido de <http://ieeexplore.ieee.org/document/7332247/>
- Hernandez, J. (2015). *Análisis de dispositivo pasivos en diferentes tecnologías*. Madrid .
- Javier, G. M. (Julio de 2015). *Slide Doc*. Obtenido de Universidad Carlos III de Madrid: <https://slidedoc.es/disenio-de-un-divisor-de-potencia-en-tecnologia-gap-waveguide-y-su-aplicacion-a-un-array-de-ranuras>
- Ke, X. F., & Feng . (2005). Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.
- 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>
- MathWorks. (2017). *MathWorks MatLab*. Obtenido de <https://es.mathworks.com/products/matlab.html>
- Monzón, V. (2009). *Diseño e implementación de circuitos pasivos de microonda en tecnología CRLH*. Madrid, España: Universidad Carlos III De Madrid.
- Pascual García, 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 Enterprises. (2016). *New Coaxial Test Cables Available from Pasternack*.  
Obtenido de [https://www.pasternack.com/pages/Featured\\_Products/sma-and-type-n-rf-coaxial-test-cables.html](https://www.pasternack.com/pages/Featured_Products/sma-and-type-n-rf-coaxial-test-cables.html)
- Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering*. Massachusetts: John Wiley & Sons Inc.
- 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>
- Rotman, W., & Turner, R. (1963). Wide-angle microwave lens for line source applications. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions vol 11 pp 623-632*.
- Sbarra, E., Marcaccioli, L., Gatti, R., & Sorrentino, R. (2007). A Novel Rotman Lens in SIW Technology.
- Simon, P. S. (2004). *Analysis and synthesis of rotman lenses*. california.
- Smith, N. A. (2010). *Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems*. Quebec, Canada: Thesis for the degree of Master Of Engineering, Department of Electrical & Computer Engineering.
- Volankis, J. L. (2012). *Antenna Engering Handbook*. McGraw-Hill.