



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN  
INGENIERIA**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DESPLAZADOR DE FASE PARA SU UTILIZACIÓN EN  
LA BANDA "V" (50 GHz)**

**TESIS**

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

**MAESTRO EN INGENIERÍA**

INGENIERÍA ELÉCTRICA-TELECOMUNICACIONES

PRESENTA:

**EDUARDO ANDRÉS MARTÍNEZ ESPINO**

TUTOR:

**DR. ALEXANDER E. MARTYNYUK**



2010

## **JURADO ASIGNADO**

Presidente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge  
Secretario: Dr. Gómez Castellanos Javier  
Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr  
1<sup>er.</sup> Suplente: Dr. Moumtadi Fatima  
2<sup>do.</sup> Suplente: Dr. Esaú Vicente Vivas

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:

Ciudad Universitaria, México, D.F.

### **TUTOR DE TESIS**

Dr. Alexander E. Martynyuk

---

**FIRMA**

## DEDICATORIAS

*A mis padres:*

*Manuel Martínez Mora y Horacia Espino Trejo*

*Por brindarme siempre su amistad, cariño y apoyo a lo largo de mi vida, siendo la base fundamental y modelo a seguir para ser una persona mejor y por otorgarme la mayor gracia que un hijo puede tener: “el amor de sus padres”.*

*A mi hermano:*

*Arturo López Espino*

*Por estar siempre a mi lado brindándome su cariño y comprensión convirtiéndose en uno de los pilares fundamentales de la persona que soy.*

*A mis abuelos:*

*Eduardo Espino Contreras, Elodia Trejo Martínez*

*Porfiria Mora Morán y Ofelia Franco Labra*

*Porque a pesar de la distancia, tiempo y parentesco, siempre me entregaron su cariño y comprensión, quedando sus recuerdos grabados en mi mente y corazón.*

*A mis primos:*

*Héctor Espino, Flaviano Espino y Silvia Facio*

*Por brindarme su confianza y apoyo en todos los proyectos personales y académicos que he emprendido y por el recuerdo invaluable que han dejado en mi.*

*A mi amigo:*

*Jesús Ogarrio*

*Por brindarme su amistad, la cual me ha ayudado a sopesar las vicisitudes de mi vida personal y académica.*

## **Agradecimientos**

*A mi alma mater la Universidad Nacional Autónoma de México, la cual me brindó la oportunidad de poder estudiar en sus gloriosas aulas, en un primer momento como estudiante de la Facultad de Ingeniería y posteriormente como alumno del Posgrado de Ingeniería; permitiéndome ser un mejor alumno, profesionalista y ser humano.*

*A la Coordinación de Estudios de Posgrado de la Universidad Nacional Autónoma de México, por el apoyo económico brindado durante mi estancia como estudiante en el Posgrado de Ingeniería.*

*Al Doctor Alexander E. Martynyuk por la gran cantidad de conocimientos, paciencia y aportes que brindo a mi persona y proyecto, y mayormente por el honor de poder haber trabajado con él.*

*Al PAPIIT de la Universidad Nacional Autónoma de México, por los valiosos recursos económicos que me fueron brindados para la consecución de esta tesis.*

# Índice General

Índice de Tablas .....	1
Índice de Figuras .....	2
Resumen .....	7
Objetivos.....	9
Objetivo General.....	9
Objetivos Específicos. ....	9
Introducción.....	10
Capítulo 1. ESTADO DEL ARTE DE DESPLAZADORES DE FASE.....	13
1.1 Desplazador de Fase .....	14
1.1.1 Desplazadores de fase con semiconductores.....	15
1.1.1.1 Desplazadores de fase con diodos PIN.....	15
1.1.1.2 Desplazador de fase con FET .....	16
1.1.1.3 Desplazadores de Fase Paso Altas/Paso Bajas.....	16
1.1.1.4 Desplazadores de Fase basados en líneas conmutadas .....	17
1.1.1.5 Desplazadores de fase basados en las líneas con cargas reactivas .....	18
1.1.1.6 Desplazador de fase de cuadratura (Q) .....	20
1.1.2 Desplazadores de fase de ferrita .....	21
1.1.3 Conmutadores MEMS en los desplazadores de fase .....	23
1.1.4 Desplazadores de fase ferroeléctricos .....	24
1.1.4.1 Desplazador de fase con microcintas acopladas.....	26
1.1.5 Desplazadores de Fase Mecánicos .....	27
Conclusiones .....	28
Referencias.....	29
Capítulo 2. DESPLAZADOR DE FASE BASADO EN EL PRINCIPIO DE ESPIRAFASE DE CAMBIO DE FASE DE FOX .....	30
2.1 Principio de Operación.....	32
2.2 Diseño desplazador de fase.....	35
2.3 Diseño del diafragma de control .....	36
Conclusiones.....	38
Referencias.....	39

<b>Capitulo 3. DISEÑO DE ELEMENTOS PARA DESPLAZADOR DE FASE .....</b>	<b>40</b>
<b>3.1 Determinación de dimensiones del anillo ranurado del diafragma de control.....</b>	<b>42</b>
<b>3.2 Diseño de stub.....</b>	<b>50</b>
<b>3.3 Análisis con Diodo PIN .....</b>	<b>60</b>
<b>3.4 Diseño Final diafragma de control .....</b>	<b>65</b>
<b>3.5 Colocación de tapa del desplazador de fase.....</b>	<b>70</b>
<b>3.6 Diseño de circuito de polarización.....</b>	<b>78</b>
<b>Conclusiones .....</b>	<b>81</b>
<b>Referencias.....</b>	<b>82</b>
<b>Capitulo 4. TECNOLOGÍA DE FABRICACIÓN DEL DESPLAZADOR DE FASE.....</b>	<b>83</b>
<b>4.1 Máscara Uno-Definición de la superficie conductora del diafragma de control....</b>	<b>85</b>
<b>4.2 Máscara Dos-Definición de islas de cyclotene.....</b>	<b>86</b>
<b>4.3 Máscara Tres-Definición de anillo ranurado y stubs.....</b>	<b>88</b>
<b>4.4 Máscara Cuatro-Definición de circuitos de polarización .....</b>	<b>90</b>
<b>4.5 Circuito de Calibración .....</b>	<b>93</b>
<b>4.6 Dispositivo de montaje y circuito corto deslizante .....</b>	<b>114</b>
<b>Conclusiones .....</b>	<b>118</b>
<b>Referencias.....</b>	<b>119</b>
<b>Capitulo5. PRUEBAS DE CALIBRACIÓN DE EQUIPO DE MEDICIÓN .....</b>	<b>120</b>
<b>5.1 Pruebas de calibración de circuito corto y carga acoplada.....</b>	<b>122</b>
<b>5.2 Circuito de Polarización para diodos PIN .....</b>	<b>131</b>
<b>Conclusiones .....</b>	<b>136</b>
<b>Referencias.....</b>	<b>137</b>
<b>Conclusiones Generales .....</b>	<b>138</b>
<b>Referencias .....</b>	<b>140</b>
<b>Referencias Capitulo 1 .....</b>	<b>140</b>
<b>Referencias Capitulo 2 .....</b>	<b>140</b>
<b>Referencias Capitulo 3 .....</b>	<b>141</b>
<b>Referencias Capitulo 4 .....</b>	<b>141</b>
<b>Referencias Capítulo 5 .....</b>	<b>141</b>

# Índice de Tablas

Tabla 3.1. Determinación de radios del anillo ranurado para diafragma de control.....	46
Tabla 3.2. Propiedades físicas de láminas para alta frecuencia de la serie 5870/5880 [3].....	49
Tabla 3.3. Valores de referencia para diseño de Stub [5].....	55
Tabla 3.4. Valores de inicio para diseño de Stub.....	55
Tabla 3.5. Valores de diseño de stub con base en proporción.....	56
Tabla 3.6. Frecuencia de Componente Horizontal obtenida con base en modificación de altura mayor de stub.....	57
Tabla 3.7. Frecuencias correspondientes de Mínimo para Coeficientes de Reflexión Vertical y Paralelo en análisis de diafragma con stub.....	59
Tabla 3.8. Distancia de placa a metal a diafragma de control.....	73
Tabla 3.9. Dimensiones para Filtro de DC.....	79
Tabla 4.1. Magnitud de Variables para obtención de frecuencias de corte.....	94
Tabla 4.2. Frecuencias de corte para modos presentes en guía de onda.....	95
Tabla 4.3. Valores de “offset” y diferencia de fase obtenido en base a frecuencia máxima.....	99
Tabla 4.4. Valores de diferencia de fase y “offset” obtenidos para el caso de análisis con frecuencia mínima.....	100
Tabla 4.5. Valores de diferencia de fase y “offset” obtenidos para el caso de análisis con frecuencia central.....	101
Tabla 4.6. Valores de “offset” para diseño de circuitos de calibración.....	101
Tabla 4.7. Propiedades Eléctricas y Magnéticas de material absorbente para carga a 18 [GHz].....	107
Tabla 4.8. Características dimensionales de adaptador de guía de onda rectangular a guía de onda circular.....	113
Tabla 5.1. Parámetros de circuitos de calibración para pruebas de circuito corto.....	127



# Índice de Figuras

Figura A. Antenas de arreglo de fase.....	10
Figura 1-1. Utilización de diodo PIN en desplazador de fase de línea conmutada.....	16
Figura 1-2. Desplazador de Fase Paso Altas/Paso Bajas.....	17
Figura 1-3. Desplazador de fase basado en líneas conmutadas.....	18
Figura 1-4. Desplazador de fase basado en línea con cargas reactivas.....	19
Figura 1-5. Acoplador de fase de cuadratura.....	20
Figura 1-6. Desplazador de fase de ferrita.....	21
Figura 1-7. Conmutador MEMS Capacitivo para RF [tomada de [3]].....	23
Figura 1-8. Desplazador de fase ferroeléctrico [tomada de [4]].....	25
Figura 1-9. Desplazador de fase híbrido ferroeléctrico/semiconductor [tomada de [3]].....	27
Figura 1-10. Sección de desplazador de fase mecánico.....	27
Figura 2-1. Arreglo reflectivo basado en anillos de metal [tomada de [1]].....	32
Figura 2-2. Resonadores de ranura de anillo cortocircuitados [tomada de [1]].....	33
Figura 2-3. Elemento simple de arreglo reflectivo basado en resonadores de ranura de anillo cortocircuitados [tomada de [1]] .....	33
Figura 2-4. Arreglo reflectivo con elementos reactivos [tomada de [1]].....	34
Figura 2-5. Diafragma de control instalado en guía de onda circular [tomada de [2]].....	35
Figura 2-6. Diafragma de Control del desplazador de Fase de dos bits [tomada de [3]].....	36
Figura 3-1. Esquema de resonador de ranura de anillo para diafragma de control.....	43
Figura 3-2. Circuito Eléctrico equivalente del resonador de ranura de anillo del diafragma de control.....	44
Figura 3-3. Onda incidente transmitiéndose en guía de onda a $\omega_0$ en diafragma de control con resonador anular.....	45
Figura 3-4. Magnitud de Coeficientes de Reflexión $\Gamma_H$ y $\Gamma_V$ en diafragma de control con anillo ranurado.....	47
Figura 3-5. Frecuencia de mínimo para Coeficiente de Reflexión $\Gamma_V$ para análisis de resonador anular.....	48

<b>Figura 3-6. Frecuencia de mínimo para Coeficiente de Reflexión <math>\Gamma_H</math> para análisis de resonador anular.....</b>	<b>48</b>
<b>Figura 3-7. Resonador de ranura de anillo del diafragma de control.....</b>	<b>50</b>
<b>Figura 3-8. Esquema de análisis para Componente Horizontal de Campo Eléctrico de Onda Incidente sobre stub horizontal.....</b>	<b>51</b>
<b>Figura 3-9. Componente Horizontal de Campo Eléctrico de Onda Incidente sobre stub horizontal.....</b>	<b>51</b>
<b>Figura 3-10. Esquema de análisis para Componente Vertical de Campo Eléctrico de Onda Incidente sobre stub horizontal.....</b>	<b>52</b>
<b>Figura 3-11. Circuito Eléctrico Equivalente para análisis de Componente Vertical en diafragma con stub.....</b>	<b>53</b>
<b>Figura 3-12. Geometría y dimensiones de Stub tipo triangular.....</b>	<b>55</b>
<b>Figura 3-13. Magnitud de Coeficientes de Reflexión <math>\Gamma_V</math> y <math>\Gamma_H</math> en diafragma de control con stub.....</b>	<b>57</b>
<b>Figura 3-14. Frecuencia de mínimo para Coeficiente de Reflexión Vertical para análisis de diafragma con stub.....</b>	<b>58</b>
<b>Figura 3-15. Frecuencia de mínimo para Coeficiente de Reflexión Horizontal para análisis de diafragma con stub.....</b>	<b>59</b>
<b>Figura 3-16. Estructura de diafragma de control con resonador de ranura de anillo y stub.....</b>	<b>60</b>
<b>Figura 3-17. Circuito Equivalente de diodo PIN en estado abierto.....</b>	<b>61</b>
<b>Figura 3-18. Circuito Eléctrico Equivalente de diafragma de control con diodo PIN en estado abierto para componente vertical.....</b>	<b>61</b>
<b>Figura 3-19. Componente Vertical de onda incidente reflejada por diafragma de control con diodo PIN en estado abierto.....</b>	<b>62</b>
<b>Figura 3-20. Componente Horizontal de onda incidente transmitiéndose a través de diafragma con diodo en estado abierto.....</b>	<b>63</b>
<b>Figura 3-21. Comportamiento de Coeficientes de Reflexión <math>\Gamma_H</math> y <math>\Gamma_V</math> para análisis de diafragma con diodo.....</b>	<b>64</b>
<b>Figura 3-22. Frecuencia de Máximo para Coeficiente de Reflexión <math>\Gamma_V</math> para análisis de diafragma con diodo.....</b>	<b>64</b>
<b>Figura 3-23. Frecuencia de Mínimo para Coeficiente de Reflexión <math>\Gamma_H</math> para análisis de diafragma con diodo.....</b>	<b>65</b>

Figura 3-24. Circuito equivalente de diodo PIN encendido.....	66
Figura 3-25. Estructura de diafragma de control con la colocación de cuatro diodos PIN.....	66
Figura 3-26. Circuito Eléctrico Equivalente para Componente Horizontal en diafragma de control con cuatro diodos PIN.....	67
Figura 3-27. Circuito Eléctrico Equivalente para Componente Vertical en diafragma de control con cuatro diodos PIN.....	68
Figura 3-28. Frecuencia de Máximo para coeficiente de Reflexión $\Gamma_V$ para análisis de diafragma con cuatro diodos.....	69
Figura 3-29. Frecuencia de Mínimo para Coeficiente de Reflexión $\Gamma_H$ para análisis de diafragma con cuatro diodos.....	69
Figura 3-30. Reflexión de Componente Horizontal de Onda Incidente mediante pared metálica.....	71
Figura 3-31. Esquema de análisis para determinación de pérdidas de inserción del Desplazador de Fase.....	73
Figura 3-32. Gráfica de Pérdidas de Inserción de Desplazador de fase.....	74
Figura 3-33. Ancho de banda Teórico para desplazador de fase.....	75
Figura 3-34. Esquema para análisis de desfaseamiento en onda reflejada por el diafragma de control.....	76
Figura 3-35. Esquema simplificado para análisis de desfaseamiento en onda Reflejada.....	76
Figura 3-36. Geometría y dimensiones de Filtro de DC.....	79
Figura 3-37. Gráfica de Reactancia de Filtro de DC.....	79
Figura 3-38. Filtro de DC con líneas de alimentación.....	80
Figura 3-39. Gráfica de reactancia para circuito de polarización de diodo PIN.....	80
Figura 4-1. Máscara Uno-Definición de superficie conductora.....	85
Figura 4-2. Máscara Dos-Definición de islas de cyclotene.....	87
Figura 4-3. Piezas obtenidas con Islas de cyclotene mediante uso de máscara dos.....	88
Figura 4-4. Máscara Tres-Definición de anillo ranurado, stubs y geometría circular de diafragma de control.....	89
Figura 4-5. Piezas de diafragma de control obtenidas mediante uso de máscara tres.....	90
Figura 4-6. Máscara Cuatro-Definición de circuitos de polarización.....	91

Figura 4-7. Circuitos de polarización colocados en diafragma de control.....	92
Figura 4-8. Esquema de Estructura y Circuito Final del Diafragma de Control.....	93
Figura 4-9. Esquema equivalente para prueba de “offset short” .....	97
Figura 4-10. Esquema de diseño para fabricación de circuito de calibración en corto con $l = 0$ [mm].....	102
Figura 4-11. Esquema de diseño para fabricación de circuito de calibración en corto con $l = 2.7$ [mm].....	103
Figura 4-12. Esquema de diseño para fabricación de circuito de calibración en corto con $l = 1.6$ [mm].....	104
Figura 4-13. Gráfica de Magnitud del coeficiente de reflexión $ \Gamma $ vs $\beta L$ [tomada de [2]].....	105
Figura 4-14. Esquema equivalente para prueba de “carga acoplada” .....	106
Figura 4-15. Esquema de fabricación de Guía de Onda para “Carga Corta” .....	107
Figura 4-16. Magnitud de $ \Gamma $ obtenida en análisis de “Carga Corta” .....	108
Figura 4-17. Esquema de fabricación de Guía de Onda para “Carga Estándar” .....	109
Figura 4-18. Vista superior y lateral de Guía de Onda utilizada para medición con “Carga Estándar” .....	109
Figura 4-19. Magnitud de $ \Gamma $ obtenida en análisis de “Carga Estándar” .....	110
Figura 4-20. Características de adaptador de guía de onda rectangular a guía de onda circular [tomada de [4]].....	111
Figura 4-21. Características de adaptador suave de cable coaxial a guía de onda rectangular [tomada de [5]].....	112
Figura 4-22. Adaptador ACCGOR y adaptador AGORGOC para pruebas de calibración.....	114
Figura 4-23. Esquema de fabricación del circuito de montaje del diafragma de control.....	115
Figura 4-24. Dispositivo de montaje para diafragma de control.....	116
Figura 4-25. Esquema de fabricación de circuito corto deslizante para desplazador de fase.....	117
Figura 5-1. Analizador para redes de microondas [tomada de [1]].....	122
Figura 5-2. Interfaz de dispositivo E8361A para definición de tipo de prueba a realizar [tomada de [1]].....	123
Figura 5-3. Caracterización de modulo específico de calibración [tomada de [1]].....	124

<b>Figura 5-4. Interfaz de dispositivo E8361A para medición de prueba “short” .....</b>	<b>125</b>
<b>Figura 5-5. Medición realizada para prueba de calibración “short” .....</b>	<b>125</b>
<b>Figura 5-6. Medición realizada para prueba de calibración “Offset short long” .....</b>	<b>126</b>
<b>Figura 5-7. Medición de coeficiente de reflexión en prueba con “Carga Estándar” .....</b>	<b>128</b>
<b>Figura 5-8. Gráfica de Magnitud de Coeficiente de Reflexión <math> \Gamma </math> de mediciones para “Carga Estándar” .....</b>	<b>128</b>
<b>Figura 5-9. Gráfica de Fase de Coeficiente de Reflexión <math> \Gamma </math> de mediciones para “Carga Estándar” .....</b>	<b>129</b>
<b>Figura 5-10. Desarrollo de Mediciones con la utilización de “Carga Corta” .....</b>	<b>129</b>
<b>Figura 5-11. Gráfica de Magnitud de Coeficiente de Reflexión <math> \Gamma </math> de mediciones para “Carga Corta” .....</b>	<b>130</b>
<b>Figura 5-12. Gráfica de Fase de Coeficiente de Reflexión <math> \Gamma </math> de mediciones para “carga Corta” .....</b>	<b>130</b>
<b>Figura 5-13. Esquema Eléctrico de circuito de polarización para diodos PIN.....</b>	<b>132</b>
<b>Figura 5-14. Circuito de Polarización para diodos PIN.....</b>	<b>133</b>
<b>Figura 5-15. Elementos de transición entre dispositivo de montaje y cables de polarización.....</b>	<b>134</b>
<b>Figura 5-16. Circuito de montaje de diafragma de control con cables de polarización de diodos PIN.....</b>	<b>135</b>

# Resumen

El propósito de esta tesis es el de diseñar y desarrollar un desplazador de fase de tipo reflectivo para su uso en la banda de frecuencia “V”, el cual posee como elemento fundamental un diafragma de control. El desarrollo de esta tesis toma como base diferentes trabajos realizados sobre desplazadores de fase de tipo reflectivo, en los cuales se han logrado obtener desplazadores con pérdidas de inserción menores a 0.5 dB, en una banda de frecuencias de 9.75-11.25 GHz.

El capítulo 1 describe el estado del arte de los desplazadores de fase. Se presenta la definición de desplazador de fase, la utilización de este dispositivo, así como diferentes elementos que son utilizados en diferentes desplazadores de fase. Se presentan los parámetros más importantes que definen el desarrollo de este dispositivo, así como diferentes desplazadores de fase utilizados en la actualidad.

En el capítulo 2 se muestra la base teórica sobre la cual se fundamenta el desarrollo del desplazador de fase; se describe la función que se realiza en el elemento principal de este dispositivo: el diafragma de control, así como en los diferentes elementos que se encuentran presentes en él.

En el capítulo 3 se determinan las características dimensionales y geométricas que deberán poseer los diferentes elementos que forman parte del desplazador de fase. El objetivo primordial de los elementos a diseñar, es el obtener un desfase de  $180^\circ$  entre los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$ ; con lo cual además de cumplir con el principio de Fox de cambio de Fase que utiliza el desplazador diseñado, permite determinar las pérdidas de inserción que presenta dicho dispositivo.

En el capítulo 4 se muestra el proceso de fabricación del desplazador de fase. El capítulo comienza describiendo las características que presenta cada una de las máscaras a utilizar en el desarrollo de los elementos del desplazador. Posteriormente se presenta el diseño y desarrollo de los circuitos que permitirán realizar la calibración del equipo de medición. Finalmente, pero no menos importante, se muestra el circuito de montaje sobre el cual será colocado el diafragma de control del desplazador.

El capítulo 5 muestra el proceso de calibración realizado al analizador de redes de microondas, instrumento que será utilizado para realizar las mediciones al desplazador de

fase fabricado. Se describen cada una de las pruebas de calibración realizadas, donde son utilizados los diferentes circuitos previamente desarrollados en el capítulo 4. Es presentado el circuito de polarización que será utilizado para obtener los dos posibles estados de los diodos PIN instalados en el diafragma de control, cuya conmutación permitirá obtener diferentes fases en la onda reflejada.

Finalmente se presentan las conclusiones de este trabajo de tesis de maestría, centrándose en las aportaciones originales de la misma. Dentro de las aportaciones se encuentra la topología dimensional y geométrica del diafragma de control del desplazador de fase, así como el proceso de fabricación en donde se muestran las máscaras correspondientes de los diferentes elementos del mismo.

# Objetivos

## Objetivo General.

- Diseñar y desarrollar un desplazador de fase centrado en una tecnología diferente al uso de sistemas microelectromecánicos de radio frecuencia, buscando optimizar los parámetros que debe de cumplir un desplazador de fase para su utilización a una frecuencia de trabajo de 50 GHz.

## Objetivos Específicos.

- Desarrollar un desplazador de fase de tipo reflectivo el cual se centre en el principio de cambio de fase mediante el desarrollo del diafragma de control, en donde el cambio de fase se realizará mediante la simulación electrónica del movimiento mecánico de cambio de fase utilizado en el principio de Fox.
- Optimizar los parámetros que presenta el desplazador de fase, obteniendo las menores pérdidas posibles de inserción, enfocándose en la obtención de un ancho de banda amplio.
- Obtener nuevos conocimientos teóricos y prácticos sobre desplazadores de fase para posteriores trabajos a esta frecuencia o mayor.
- Diseñar y realizar las máscaras a ser utilizadas para la fabricación de los diferentes elementos del desplazador de fase.
- Diseñar y fabricar los circuitos de calibración y de montaje que serán utilizados por el desplazador de fase.



# Introducción

Actualmente se observa que en los sistemas de comunicaciones se comienzan a emplear frecuencias de trabajo cada vez mayores. Esto es consecuencia de la saturación que se está presentando en el espectro de frecuencias actualmente utilizado. Existen dos posibles soluciones para tratar de disminuir esta saturación en los servicios: la primera de ellas es encontrar técnicas que permitan maximizar el uso de las frecuencias actualmente usadas.

El problema de la solución anterior, es que llegará un momento en el cual no será posible aumentar la eficiencia del espectro; esto producirá la misma disyuntiva que se presenta en la actualidad, como disminuir la saturación y aumentar la eficiencia del espectro. La segunda posibilidad, es trabajar en frecuencias que no han sido utilizadas para sistemas o elementos de comunicaciones. Este es el caso del elemento que se desea diseñar y fabricar.

Las antenas de arreglo de fase consisten de múltiples antenas estacionarias, las cuales son mantenidas coherentemente y se usan controles de fase variable o retraso de tiempo en cada elemento para escudriñar un rayo para diferentes ángulos en el espacio. El control de amplitud variable en ocasiones provee figuras patrón. Los arreglos algunas veces son usados en lugar de antenas de apertura fija (reflectores, lentes), porque la multiplicidad de elementos permite un control más preciso de los modelos de radiación, lo cual resulta en lóbulos laterales menores o figuras patrón más exactas.

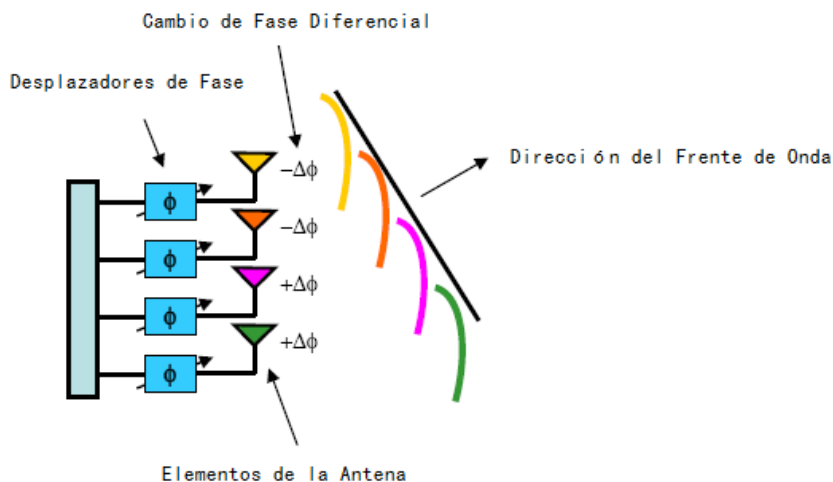


Figura A. Antenas de arreglo de fase

Sin embargo, la razón fundamental para usar los arreglos es el producir un rayo dirigido que puede ser reposicionado electrónicamente. Los diseñadores de radar o sistemas de comunicaciones ven los arreglos de antenas como un componente (con entrada y salida medible) y un conjunto de especificaciones. Los diseñadores de arreglos ven los detalles del arreglo y las limitaciones físicas y eléctricas impuestas por el radar o el sistema de comunicación, y dentro de esas limitantes buscan optimizar el diseño.

Los desplazadores de fase son los elementos básicos de las antenas de arreglo de fase; al ser el elemento básico, se trata de optimizar el ancho de banda que presente el desplazador de fase.

Mientras hay numerosas aplicaciones para desplazadores de fase de microondas en instrumentación y metrología, linearización de amplificadores, etc., el uso predominante es en el escaneado de las antenas de arreglo de fase. Y mientras este mercado continúe dominado por radares militares y plataformas de rastreo, muchas aplicaciones comerciales han emergido en la década pasada hasta hoy.

Estas nuevas y potenciales aplicaciones se encuentran en las constelaciones de satélites de comunicación de órbita terrestre baja (LEO) y advertencias de colisión por radar, y un aspecto de los sistemas de alta velocidad de vehículos inteligentes. En algunos casos, los desplazadores de fase representan una porción considerable del costo total de la antena, con algunas estimaciones aproximadas de 40% para arreglos receptores. Los desplazadores de fase de ferrita continúan siendo el dispositivo de trabajo común en arreglos de fase militares.

Existen diferentes técnicas y elementos que permiten diseñar y fabricar los distintos desplazadores de fase que se encuentran disponibles en la actualidad. Algunos de estos desplazadores hacen uso de los sistemas microelectromecánicos (MEMS) para el diseño de los elementos del desplazador; otros hacen uso de guías de ondas.

Se han diseñado y fabricado desplazadores de fase que trabajan en diferentes bandas de frecuencia, como lo es la banda "X". Estos desplazadores han mostrado un ancho de banda de alrededor de 2.25 GHz.

No obstante, se requiere que dichos dispositivos presenten anchos de banda mayor que permitan tener un mayor número de servicios. Al observar que las bandas existentes no son capaces de proporcionarnos un mayor ancho de banda, es necesario escalar la frecuencia de trabajo a una frecuencia mayor. En dicha frecuencia se podrá obtener un mayor espectro de frecuencia lo cual permitirá que los sistemas de comunicaciones o radar proporcionen servicios de forma adecuada.

La banda comprendida entre un intervalo de frecuencia de 40 a 75 [GHz] se denomina Banda “V” de acuerdo con las microondas totty US, en tanto que para la Radio Society of Great Britain (RSGB) corresponde al rango de frecuencias de 50 a 75 [GHz]. No obstante de la fuente que se tome para determinar el rango de frecuencias que posee la banda “V”, se ha observado un incremento de aplicaciones en el rango de frecuencias desde 40 a 75 [GHz]; esto ha motivado el diseño de dispositivos y sistemas para estas frecuencias.

En la actualidad los arreglos de fase reflectivos han mostrado un crecimiento en el interés por su investigación, debido a su diseño relativamente simple y su bajo costo. No obstante, el punto principal de la investigación de arreglos de fase se centra en la optimización del desplazador de fase.

Un desplazador de fase tiene que cumplir con una serie de parámetros de forma estricta, como lo son:

- Presentar errores de fase pequeños
- Tiempos de conmutación bajos
- Diseño simple
- Un nivel bajo de modulación de amplitud
- Minimizar sus pérdidas de inserción

# Capítulo 1

## ESTADO DEL ARTE DE DESPLAZADORES DE FASE

*“Nunca consideres el estudio  
como una obligación, sino como  
una oportunidad para penetrar  
en el bello y maravilloso mundo  
del saber”.*

***Albert Einstein***

En este capítulo se describe el concepto de desplazador de fase, así como diferentes desplazadores los cuales utilizan distintas técnicas de conmutación; se presenta la forma en que obtienen su desfaseamiento de fase, las pérdidas de inserción que presentan y en su caso las ecuaciones que definen el principio sobre el cual están fundamentados.

De especial interés es el apartado correspondiente a las características de desplazadores de fase utilizando conmutadores MEMS, se presentan las características de pérdidas de inserción y de fase que son obtenidos a través de la utilización de estos elementos; la importancia del estudio de dicho desplazador, es que sirven como punto de referencia para poder comparar los resultados obtenidos entre el desplazador desarrollado en este trabajo de tesis y los obtenidos utilizando conmutadores MMS.

Al haber sido desarrollado desplazadores de fase utilizando conmutadores MEMS en un rango de frecuencias de hasta 60 [GHz], se muestra el porqué no utilizar este elemento para el desarrollo a una frecuencia de 50 GHz; lo anterior es consecuencia de las altas pérdidas que muestra, en comparación con las presentes en los desplazadores de fase de tipo reflectivo que utilizan como elementos de conmutación diodos PIN y el diafragma como elemento de control.

## **1.1 Desplazador de Fase**

Un desplazador de fase es un dispositivo que se utiliza para ajustar la fase de transmisión en un sistema. Los desplazadores de fase ideales presentan pérdidas de inserciones nulas para todos los estados de fase. Las pérdidas del desplazador de fase comúnmente son disminuidas mediante la utilización de una etapa de amplificación, sin embargo, son las pérdidas de potencia las que se tienen que disminuir. La mayoría de los desplazadores de fase son redes recíprocas, lo que hace que efectúen un trabajo efectivo sobre las señales que están recibiendo en cada una de las direcciones.

Los desplazadores de fase pueden ser controlados eléctricamente, magnéticamente o mecánicamente. Los desplazadores de fase de microondas tienen múltiples aplicaciones, sin embargo, la más importante aplicación que presentan se encuentra dentro de los sistemas de antenas de arreglo de fase, en donde la fase de un gran número de elementos de radiación es controlada para forzar que la onda electromagnética se sume en un ángulo particular del arreglo.

La fase de variación de un desplazador de fase requiere ser solo de  $360^\circ$  para controlar un arreglo de antenas de fase que presentan un ancho de banda moderado. Las redes que extienden su fase a más de  $360^\circ$  comúnmente son llamadas líneas alargadas, y su construcción es similar a los desplazadores de fase basados en líneas conmutadas.

Las pérdidas de inserción sobre los desplazadores de fase y la precisión de fase son factores claves que influyen en el desarrollo de arreglos de fase. Los desplazadores de fase típicamente siguen a los amplificadores de bajo ruido en un arreglo receptor y anteceden los amplificadores de potencia en un arreglo transmisor. Desde que las pérdidas de inserción del desplazador de fase dependen del ajuste de fase y desde que su acción de conmutación representa alguna respuesta en el dominio del tiempo finito, su contribución potencial a la degradación de la tasa de error del bit no puede ser ignorada tan fácilmente.

### **1.1.1 Desplazadores de fase con semiconductores**

Los desplazadores de fase con semiconductores, basados principalmente en GaAs, pero también en SiGe e InP, han mostrado un progreso estable en las pasadas dos décadas. El tamaño pequeño que presentan y su relativo bajo consumo de potencia comparado a los dispositivos de ferrita han creado nuevas oportunidades de uso. Los desplazadores de fase con semiconductores usualmente son clasificados como desplazadores de fase con diodo PIN y desplazadores de fase con FET dependiendo de qué elemento de control electrónico sea usado como interruptor electrónico.

#### **1.1.1.1 Desplazadores de fase con diodos PIN**

Un diodo PIN es una unión P-N que tiene una región dopada mínima o intrínseca entre las regiones tipo P y tipo N. La adición de la región intrínseca resulta en varias características: por ejemplo su conductividad puede ser controlada con voltajes directos y la capacitancia puede ser reducida con voltajes en inversa. Los diodos PIN son usados ampliamente en circuitos de microondas para modulación de amplitud, atenuación y también es un excelente conmutador RF, desplazador de fase y limitador.

En los desplazadores de fase, los diodos PIN son empleados como conmutadores electrónicos, permitiendo dirigir la señal o flujo de potencia entre otros componentes. La región intrínseca controla el estado de encendido-apagado del diodo interruptor de tal forma que bajo cierta polarización directa disminuye la impedancia del diodo y bajo polarización inversa ofrece una muy alta impedancia el diodo.

Por ello, los desplazadores de fase con diodo PIN pueden generar desfasamientos de fase mediante la conmutación de las señales entre dos diferentes caminos de longitudes  $l_0$  y  $l_{0+1}$ . La fase corresponde al retraso del camino adicional  $\beta l$ , donde  $\beta$  es la constante de propagación del medio.

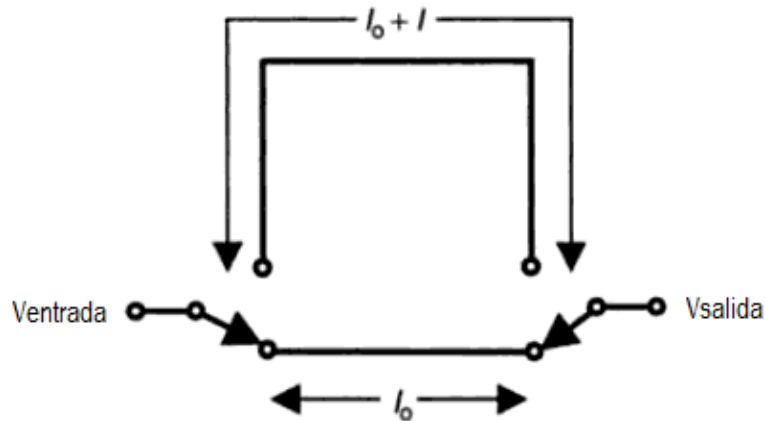


Figura 1-1. Utilización de diodo PIN en desplazador de fase de línea conmutada

### 1.1.1.2 Desplazador de fase con FET

El FET, es usado como un interruptor de dos terminales controlado por la puerta de voltaje de polarización, lo cual presenta diferentes ventajas comparadas con los diodos PIN. Presenta velocidades de conmutación más rápidas (ns), bajos consumos de potencia DC y compatibilidad para integración monolítica. Mientras el desplazador de fase con diodo PIN es un desplazador de fase digital por naturaleza, el desplazador de fase con FET puede ser realizado en ambas formas análogo o digital.

### 1.1.1.3 Desplazadores de Fase Paso Altas/Paso Bajas

En principio, cualquier reactancia en serie o paralelo a través de una línea de transmisión puede ser usada para introducir un desfase de fase. Si un desfase de fase constante es deseado sobre un amplio rango de frecuencia, el desplazador de línea conmutada no es una buena elección. Un desplazador de fase Paso Altas/Paso Bajas puede dar desfases de fase constante cercanas a un octavo o más. El término "Paso Altas/Paso Bajas" se refiere al hecho que una parte del desplazador forma un filtro paso altas mientras la parte opuesta forma un filtro paso bajas.

Una segunda ventaja de la utilización de elementos concentrados es que ofrece un plano muy compacto porque sus elementos son típicamente usados en vez de líneas de retraso. Lo cual es de importancia para diseños a "baja frecuencia", ya que el retraso de las líneas de transmisión puede ser muy grande. La frecuencia de corte de las dos redes de filtros tiene que ser superior a la banda de desfase de fase para el esquema de trabajo.

El esquema de un desplazador de fase Paso Altas/Paso Bajas se muestra en la figura 1-2

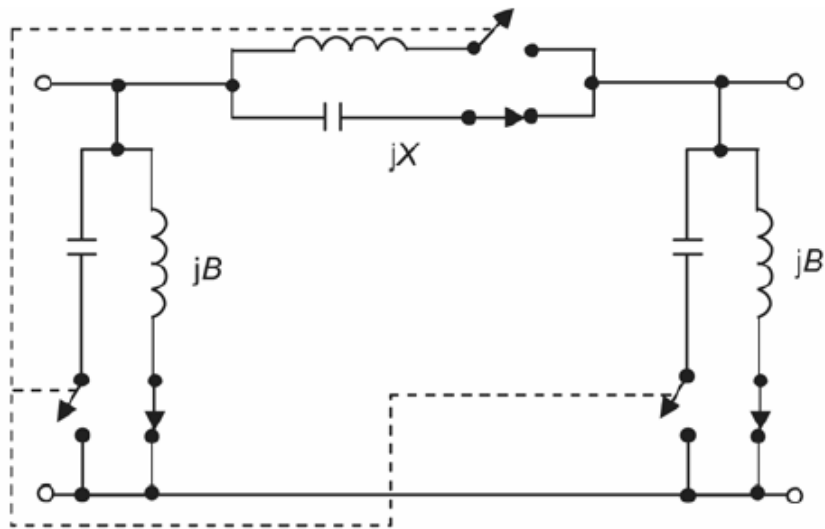


Figura 1-2. Desplazador de Fase Paso Altas/Paso Bajas

El desplazador anterior es un desplazador de fase Paso Altas/Paso Bajas usando una red  $\pi$ , en donde son utilizados inductores y capacitores discretos. En este caso la configuración Paso Altas realiza un retraso relativo; en la configuración opuesta, cuando los conmutadores están cerrados, el circuito Paso Bajas representa una fase relativa de adelanto.

El circuito anterior es acoplado en  $X = 2B/(1+B^2)$  y la fase de inserción que se tiene es  $\tan^{-1}(2B/(B^2-1))$ . En este caso, los conmutadores pueden ser implementados con diodos PIN o MESFETs. Con este desplazador es posible obtener desfases de fase de  $180^\circ$  con un 20% de ancho de banda.

#### 1.1.1.4 Desplazadores de Fase basados en líneas conmutadas

Los desplazadores de fase basados en líneas conmutadas son los desplazadores más comunes. Sirven como interruptor entre líneas de transmisión que presentan diferentes longitudes. El desplazamiento de fase puede ser fácilmente obtenido de la diferencia en las longitudes eléctricas de la línea de referencia ( $L1$ ) y la línea de retraso ( $L2$ ) [Figura 1-3].

Es un elemento que ofrece un retraso de tiempo real, y el cual provee una respuesta de fase ( $\phi$ ) proporcional a la frecuencia ( $\omega$ ). Como  $\phi$  y el retraso de tiempo,  $\tau = -d\phi/d\omega$ , son proporcionales a  $\omega$ ,  $\tau$  es constante sobre el ancho de banda. La diferencia de fase en este caso es igual a [6]:

$$\Delta\phi \approx \beta(L2 - L1) \quad (1.1)$$

De la ecuación anterior,  $\beta$  es la constante de propagación de la línea de transmisión, que se obtiene del cociente entre la frecuencia radial  $\omega$  y la velocidad de fase  $v_p$ . Los



desplazadores de fase basados en líneas conmutadas pueden ser realizados en una amplia variedad de formas, usando FET, diodo, o conmutadores MEM (micro electro mecánicos).

El aislamiento combinado de los dos conmutadores tiene que ser mayor a 20 dB en la banda de frecuencia para el que fue diseñado o la respuesta en amplitud y fase presentará rizados debido a las sensibilidades de los parámetros del FET, etc.

De igual forma, se debe tener especial cuidado en el diseño de este desplazador de fase, con el fin de evitar las pérdidas de inserción altas causadas por la capacitancia de conmutación y la longitud del camino fuera de ruta cuando se utilizan diodos en serie para la conmutación.

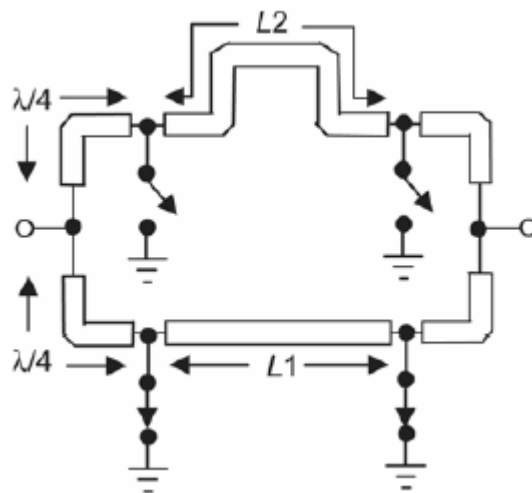


Figura 1-3. Desplazador de fase basado en líneas conmutadas

Para el diseño del desplazador, es de suma importancia escoger la tecnología de conmutación adecuada de acuerdo a la banda de frecuencia de interés.

### 1.1.1.5 Desplazadores de fase basados en líneas con cargas reactivas

Este tipo de desplazadores son utilizados para obtener desfasamientos de fase comprendidos entre  $22.5^\circ$  y  $45^\circ$ . En este dispositivo, las cargas reactivas son colocadas a un cuarto de longitud de onda y son derivadas alrededor de una línea de transmisión para efectuar el desfasamiento de fase, mientras tienen un efecto mínimo sobre la amplitud de la señal [Figura 1-4].

Las cargas deben de tener un alto coeficiente de reflexión para minimizar las pérdidas del desplazador de fase (por ello se puede usar elementos puramente reactivos). Se debe evitar que la impedancia de las cargas reactivas no sea cercana a cero en el ángulo de fase, o el desplazador de fase sufrirá pérdidas grandes.

Cada una de las cargas reactivas tiene un propósito, en el caso de la susceptancia en derivación ( $jB$ ) es el de producir una reflexión, con lo cual se cancelara parcialmente la reflexión de la primer susceptancia de derivación ( $jB$ ).

El análisis de este desplazador se realiza mediante la utilización de una matriz ABCD, utilizando para ello una línea de transmisión de sección equivalente con una longitud eléctrica  $\theta_L$  en radianes y una impedancia característica  $Z$  [ $\Omega$ ], con lo cual resulta la siguiente ecuación:

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & jZ_o \\ \frac{j}{Z_o} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_L) & jZ\sin(\theta_L) \\ \frac{j\sin(\theta_L)}{Z} & \cos(\theta_L) \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

De donde se obtiene que:

$$Z = \frac{Z_o}{[1-(BZ_o)^2]^{1/2}} \quad (1.3)$$

y

$$\theta_L = \cos^{-1}(-BZ_o) \quad (1.4)$$

Dependiendo de las características de la susceptancia se pueden presentar las siguientes características:

- Si la susceptancia es capacitiva, la velocidad de fase disminuye
- Si la susceptancia es inductiva la velocidad de fase se incrementa

Este tipo de desplazadores no son afectados por la banda angosta y producen un desfasamiento de fase constante versus la respuesta en frecuencia. La grafica de fase versus frecuencia es usualmente plana como la del desplazador de fase de líneas conmutadas, pero no llega a ser tan plana como los desplazadores de fase paso altas/paso bajas.

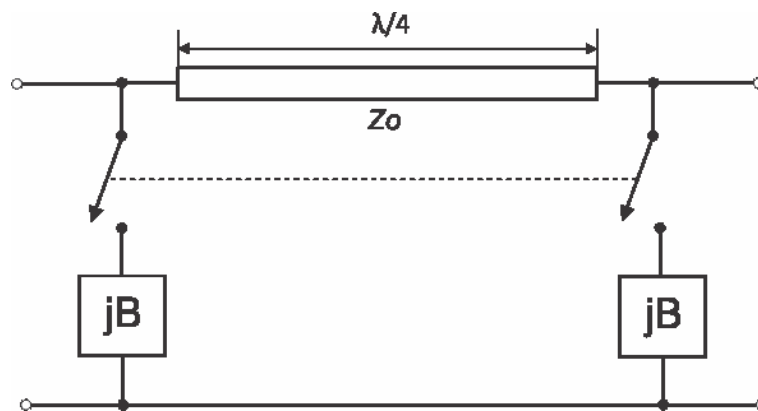


Figura 1-4. Desplazador de fase basado en líneas con cargas reactivas

Generalmente una señal de control es requerida para el desplazador de fase basado en líneas con cargas reactivas, ya que las cargas pueden ser parcialmente simultaneas.

### 1.1.1.6 Desplazador de fase de cuadratura (Q)

Un desplazador de fase de cuadratura divide en dos partes iguales un acoplador de cuadratura [Figura 1-5] dividiendo la señal de entrada en dos señales 90 grados fuera de fase (la definición de "cuadratura" es dos señales desfasadas 90°).

Esas señales se reflejan de un par de cargas de conmutación y se combinan en fase a la salida del desplazador de fase, mientras que las cargas sean idénticas en su coeficiente de reflexión (ambas en magnitud y fase). El desplazador de fase de cuadratura puede ser usado para proveer algún desfasamiento de fase deseado.

En un caso ideal las cargas podrían presentar impedancias reactivas puras, con lo cual pueden dar un rango de un circuito corto a un circuito abierto o cualquier cosa entre ambos. Esta estructura puede proveer un ancho de banda de hasta un octavo, dependiendo del ancho de banda del propio acoplador de cuadratura. El acoplador puede ser una caja hibrida sobre una microcinta, o un acoplador incrustado en un circuito stripline.

El tamaño del desplazador de cuadratura es relacionado directamente a la banda de frecuencia de operación, como el acoplador típicamente usa una o más secciones de cuarto de onda. Sólo una señal de control es requerida para un desplazador de fase de cuadratura, desde que las cargas pueden ser polarizadas simultáneamente.

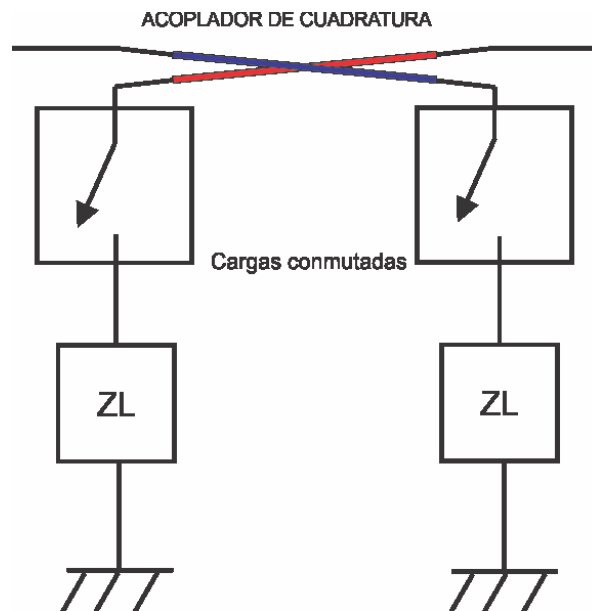


Figura 1-5. Acoplador de fase de cuadratura

## 1.1.2 Desplazadores de fase de ferrita

Los desplazadores de fase de ferrita son usados para variar la longitud eléctrica de una línea de transmisión de microondas. La principal aplicación de estos desplazadores es dirigir y enfocar el rayo en radares de arreglo de fase. Este tipo de desplazadores ofrecen pérdidas bajas y una alta confiabilidad alternativa a los desplazadores de fase de diodos. El desplazador de fase de ferrita funciona cambiando su permeabilidad de microonda y con ello su constante de propagación.

La permeabilidad de microondas es una función de las influencias magnéticas presentadas por la ferrita. En desplazadores de fase fijos como los usados en circuladores de cambio de fase, la influencia magnética es presentada por un conjunto de magnetos permanentes. En desplazadores de fase variable es presentada por un pulso de corriente el cual induce el campo magnético en la ferrita.

La fuente fundamental de las propiedades magnéticas de un material es el momento magnético dipolo asociado que se puede visualizar como un electrón en movimiento sobre su eje. En materiales no magnéticos, el número de electrones de giro y por giro es igual, así el momento de la red magnética es despreciable. En un material magnético, una variedad domina y puede ser alineado por un circuito de campo magnético de DC externo para generar un momento magnético grande, tan grande para que las fluctuaciones magnéticas no sean tan fuertes.

El vector de giro magnético se proyecta sobre el vector de campo  $H$  en una frecuencia angular  $\omega_m = 2\pi f_m$ . El sentido de proyección depende de la dirección de  $H$ . La frecuencia de proyección es proporcional a  $H$  tal que  $f_m = \gamma H$ , donde  $\gamma = 2.8 \text{ MHz/Oe}$  es la constante giromagnética.

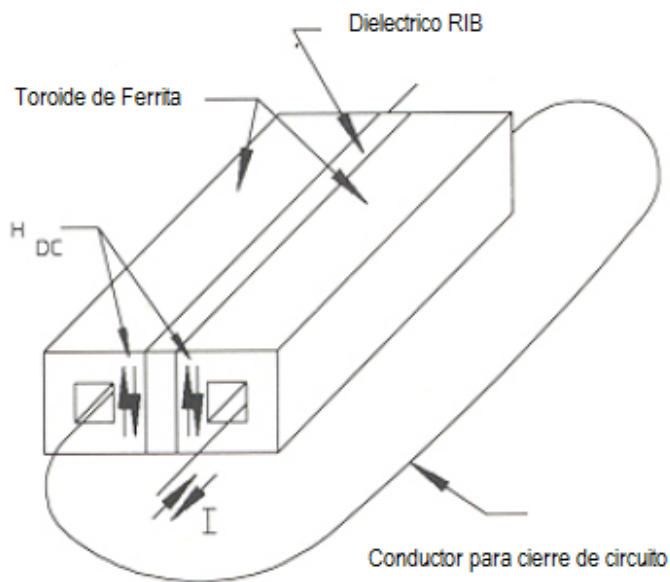


Figura 1-6. Desplazador de fase de ferrita

La constante de propagación ( $\beta$ ) en un medio ferromagnético es:

$$\beta \approx \frac{2\pi\sqrt{\epsilon\mu'}}{\lambda} \quad (1.5)$$

Donde  $\mu'$  es la parte real de la permeabilidad y  $\epsilon$  la constante dieléctrica de la ferrita. Cuando la frecuencia  $f$  de un campo magnético en microondas iguala a  $f_m$ , ocurre la resonancia ferrimagnética. Esta es la causa fundamental para que ondas polarizadas circularmente opuestas experimenten permeabilidades diferentes,  $\mu'_+$  y  $\mu'_-$ . En ausencia de algún mecanismo de pérdida, la susceptibilidad del material podría llegar a ser infinita en la frecuencia de resonancia giromagnética.

La permeabilidad puede ser sintonizada cambiando  $M$ , que es la magnetización o momento magnético. Cuando la fuerza del campo magnético se incrementa,  $M$  lograra un límite superior llamado la magnetización de saturación, denotado como  $M_s$ . Los materiales de ferrita tienden a tener altas perdidas debajo de la saturación en frecuencias de microondas.

La opción de la ferrita para una aplicación particular es determinada mediante la selección de  $\gamma 4\pi M_s$ , suficientemente debajo de la frecuencia de operación  $f$ . Cuando  $f_m$  es pequeña comparada a  $f$ , hay una diferencia significativa entre  $\mu'_+$  y  $\mu'_-$  para los dos sentidos de operación.

Las permeabilidades correspondientes son:

$$\mu'_{\pm} = 1 \mp \frac{\gamma 4\pi M}{f} \quad (1.6)$$

y el correspondiente desfaseamiento de fase

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon}\left[(\mu'_+)^{\frac{1}{2}} - (\mu'_-)^{\frac{1}{2}}\right]L}{\lambda} \quad (1.7)$$

Donde  $L$  es la longitud de la sección de la ferrita. En la práctica, el desfaseamiento de fase es implementado invirtiendo la dirección del vector de magnetización.

En el desplazador de fase de ferrita mostrado un cable conductor pasa a través del centro de la guía de onda, el cual es usado para magnetizar el material. En este punto se convierte a alguno de los dos estados remanentes, dependiendo de la polaridad del circuito. La cantidad del desplazamiento de fase diferencial entre los dos estados es determinado por la longitud del toroide.

### 1.1.3 Conmutadores MEMS en los desplazadores de fase

Los desplazadores de fase convencionales utilizan como elementos de conmutación diodos PIN o FETs; dichos elementos pueden ser sustituidos por los denominados sistemas microelectromecánicos (MEMS) [5]. Un conmutador común está formado por una membrana de metal que forma un puente suspendido a una cierta altura sobre un contacto de metal. La atracción electrostática existente entre la membrana y el contacto es usada como interruptor del conmutador.

En los conmutadores MEMS son utilizadas películas delgadas de un dieléctrico (por ejemplo el nitruro de silicio  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) sobre el contacto con el fin de eliminar un circuito de DC y reducir la denominada "stiction" (fuerza de fricción que se presenta sobre un objeto que está en movimiento cuando está en contacto con otro) o la tendencia a pegarse (conocido como fuerzas de Van der Waals). En los conmutadores MEMS la capacitancia parásita presente se reduce dejando un espaciamiento (gap) mayor entre el puente y el contacto.

La reducción de la capacitancia parasita mediante esta técnica conlleva al incremento del voltaje de abatimiento y contribuye a un mayor debilitamiento de la estructura. Estos tipos de desplazadores poseen voltajes de actuación comprendidos entre 20 y 100 [V]. La utilización de MEMS se basa en que son elementos que no dependen de las características del sustrato, pueden ser fabricadas sobre cualquier material que sea compatible con la tecnología de procesamiento de circuitos integrados.

La figura 1-7 corresponde a la imagen de un conmutador MEMS.

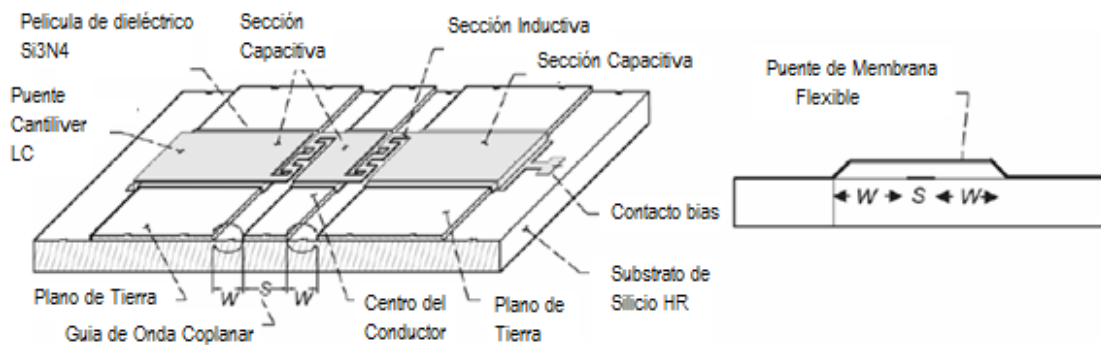


Figura 1-7. Conmutador MEMS Capacitivo para RF [tomada de [3]]

En este conmutador la viga Cantilever desciende y produce una capacitancia paralela entre la membrana de metal y el electrodo inferior,  $C_{on}$ , la cual es grande y conlleva al conmutador a un circuito corto. Las razones típicas de capacitancia en circuito corto y circuito abierto para este conmutador son de  $C_{on}/C_{off} \approx 100$ .

Este tipo de conmutadores basados en MEMS han permitido obtener desplazadores de fase de líneas de transmisión que presentan pérdidas de inserción de 4 dB a 60 GHz (para un desfase de fase completa de 360°) y de 257°/dB a 50 GHz. Dichos resultados fueron encontrados utilizando capacitores MEMS de puente colocados periódicamente a lo largo de una guía de onda coplanar.

El problema encontrado en los desplazadores de fase utilizando MEMS es que las pérdidas de inserción producidas por su empaquetado son mayores que las presentes en tecnologías alternativas.

En los desplazadores de fase basados en MEMS, el desfase de fase es típicamente provisto mediante el uso de una técnica de retraso de línea. La cantidad de desfase de fase es controlada por la cantidad de retraso que se muestra en un circuito. Este retraso es creado utilizando para ello capacitores MEMS con lo cual su rango de valores de capacitancia basado en el movimiento físico de las placas paralelas las cuales forman el capacitor es pequeño.

La capacitancia es producida cargando las placas paralelas y la cantidad de capacitancia es una función del área de las placas paralelas y la distancia que las separa. Proporcionando más capacitancia en la línea de retraso la cantidad de retraso es incrementada y por lo tanto el desfase de fase. Dicha relación se puede ilustrar mediante la siguiente fórmula:

$$\Delta\phi = \omega\sqrt{L(C + C_d)} \quad (1.8)$$

Donde  $\Delta\phi$  es el cambio de fase,  $\omega$  es la frecuencia,  $L$  es la inductancia,  $C$  es la capacitancia fija y  $C_d$  es la capacitancia variable que presentada por los capacitores MEMS. Mediante esta ecuación se observa que el cambio de fase es controlado por la capacitancia variable

#### **1.1.4 Desplazadores de fase ferroeléctricos**

Investigaciones serias sobre desplazadores de fase ferroeléctricos comenzaron en los años 1960s, pero el pobre desarrollo en comparación a los dispositivos de ferrita, acoplados con voltajes de sintonización altos, anticiparon la aceptación industrial de los últimos. Nuevas técnicas de deposición de películas delgadas y nuevos diseños de circuitos en los años de 1990s anunciaron una nueva generación de dispositivos rivalizando con su contraparte semiconductor.

Los materiales ferroeléctricos tiene el potencial de superar todas las limitaciones de desplazadores de fase de ferrita, MEMS y MMIC. Diferentes grupos han investigado la posibilidad de implementar circuitos de desplazadores de fase usando BST (barium

strontium titanate-tritanato estroncio de bario), el cual tiene un constante dieléctrica del campo eléctrico sintonizable. En este tipo de circuitos el material ferroeléctrico (BST) también forma el sustrato total de microondas sobre el cual los conductores son depositados (película gruesa/volumen de cristal) o una fracción del sustrato con una película delgada BST entre el sustrato y los conductores.

Estos circuitos utilizan el principio de que parte de los campos de microondas que pasan a través de la capa ferroeléctrica, la velocidad de fase de las ondas propagadas en esas estructuras pueden ser alteradas mediante el cambio de la permitividad de la capa ferroeléctrica.

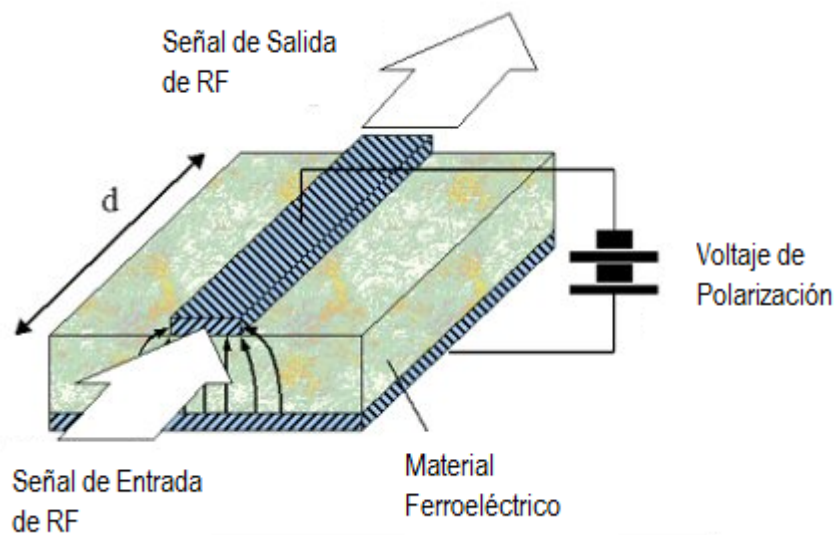


Figura 1-8. Desplazador de fase ferroeléctrico [tomada de [4]]

En un material ferroeléctrico, tal como  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ , aplican un campo eléctrico de DC que cambia la posición del átomo central de Ti en el cristal, resultando en un momento dipolo total en una escala microscópica. Análogo a los materiales ferromagnéticos, los dominios forman en el material donde los dipolos están alineados localmente (polarización orientada). El ion Ti puede mantener el cambio aun cuando el campo aplicado es removido, y los dominios pueden moverse en respuesta a los campos aplicados de AC y DC. Los desplazadores de fase son generalmente operados sobre la temperatura de Curie, en el estado paraeléctrico.

Idealmente, esto significaría la operación sin polarización residual y formación de dominios, de este modo se reduce la histéresis y las pérdidas por el dieléctrico. La temperatura de Curie representa un cambio de fase para una red de cristal cúbica nominal, la cual puede ser adaptada para una temperatura específica de operación



ajustando la composición de  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ (BST), donde  $0 < x < 1$ , y para la temperatura normal de un cuarto  $x \approx 0.60$ .

El interés en circuitos de microondas ligeros basados en materiales ferroeléctricos es basado en su alta capacidad de manejo de potencia, despreciables consumos de potencia DC, y potencial para bajas pérdidas y costo. Este tipo de materiales pertenecen a la familia de cristales perovskite. La constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) de un cristal sencillo de  $SrTiO_3$ , un ferroeléctrico incipiente, puede ser abatido de 20,000 a 2,000 con un campo DC de  $10^4$  V/cm a 4.4 K (el voltaje de ruptura para este caso es  $> 10^5$  V/cm) y la tangente de pérdida mantenida por debajo de 0.1%.

Las películas delgadas de  $SrTiO_3$  muestran  $\tan\delta$  tan bajas como 0.01 con un pico de la constante dieléctrica de  $\approx 5,000$ . Esta constante dieléctrica tiende a mostrar un ancho máximo con temperaturas tan opuestas al volumen del material. Diferentes desplazadores de fase ferroeléctricos han sido desarrollados; un circuito stripline con un capacitor BST otorga desfases de fase diferencial de  $11^\circ$  en la banda X con un campo de polarización de 70 KV/cm.

#### **1.1.4.1 Desplazador de fase con microcintas acopladas**

Otro estilo de desplazador de fase usa microcintas acopladas como electrodos DC para polarizar una película delgada ferroeléctrica ( $\approx 0.4 \mu m$ ). Con electrodos de  $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$  y  $2 \mu m$  de grosor de una película de  $SrTiO_3$ , este desplazador de fase produce figura de merito aproximada de  $120^\circ/dB$  a 40 K.

A temperatura de cuarto, usando electrodos de Au y dispositivos con películas de 400 nm de grosor de  $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$  han demostrado  $\approx 70^\circ/dB$ . Estos desplazadores de fase planos son bastante compactos, con bajas pérdidas, fáciles de fabricar, y pueden otorgar  $360^\circ$  de desfase de fase con voltajes de polarización menores a 350 V.

Estos dispositivos pueden mejorar el desarrollo de los arreglos de fase convencionales o habilitar un nuevo tipo de antena reflectiva. Solo una línea de control es requerida por desplazador de fase, de este modo se simplifica el ensamblaje de los arreglos. Una variación de un desplazador de fase híbrido en la banda X consistente de cuatro líneas de microcintas acopladas en cascada, moldeadas sobre 400 nm de grosor de una película de  $Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$ , seguido de un interruptor.

La sección ferroeléctrica otorga (nominalmente)  $180^\circ$  de desfase de fase analógico. Básicamente para un voltaje de polarización de 0 a 350 V que es aplicado a través de los electrodos de líneas acopladas, la constante dieléctrica relativa de la película se coloca cerca de 2000 a 800, de este modo se modifica la constante de propagación.

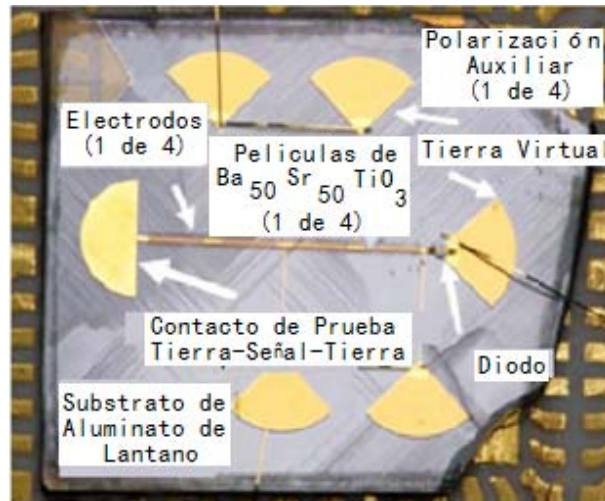


Figura 1-9. Desplazador de fase híbrido ferroeléctrico/semiconductor [tomada de [3]]

### 1.1.5 Desplazadores de Fase Mecánicos

Los desplazadores de fase mecánicos incorporan elementos reactivos de cuadratura híbrida junto con un par de redes L-C para realizar desfasamientos de fase variable. Las redes variables L-C vinculado a los puertos de salida 2 y 3 de cuadratura híbrida actúa como circuitos cortos deslizantes. Colocados en los puertos de salida híbridos, estos circuitos cortos reflejan la energía incidente de regreso hacia la fuente. La energía reflejada aparece en el puerto 4, el puerto aislado, esencialmente sin atenuación.

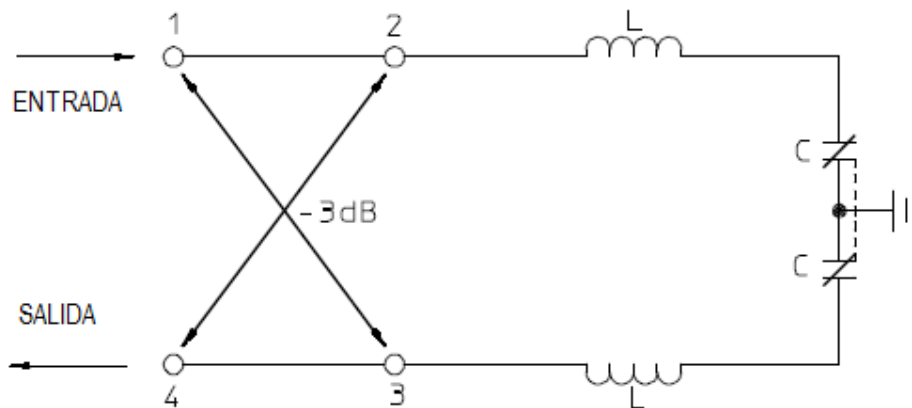


Figura 1-10. Sección de desplazador de fase mecánico

El circuito deslizante es variado de un lado a otro en un rango eléctrico mediante la variación de los capacitores los cuales causan el ángulo de fase de la señal reflejada para variar hasta  $2f$ . Seleccionando adecuadamente los elementos L-C, un rango de fase de  $90^\circ$  puede ser obtenido y un desfasamiento de fase total de  $180^\circ$  es realizado. Los desfasamientos de fase de  $360^\circ$  pueden ser realizados ya sea conectando un conmutador

inversor de fase  $0^\circ/180^\circ$  en saltos de  $180^\circ$  continuamente con un desplazador de fase variable, o bien mediante la conexión de dos tipos variables continuos de  $0^\circ-180^\circ$  junto a un eje común.

## Conclusiones

1. Dos de los parámetros principales que se consideran en el diseño y desarrollo del desplazador de fase son: las pérdidas de inserción y la precisión en la fase. Existen diferentes elementos y técnicas que son utilizadas para el desarrollo de un desplazador de fase, la utilización de los mismos depende de la banda de frecuencia de interés.
2. Aunque algunos desplazadores de fase presentan desfasamientos de  $180^\circ$  con un 20% de Ancho de Banda, como el caso de desplazadores de fase con elementos concentrados, las dimensiones que deberían de presentar tales elementos para el caso de una banda de frecuencia alta como es la banda "V", los hace muy difíciles de obtener debido a su tamaño excesivamente pequeño, aumentando la complejidad del desarrollo del desplazador.
3. Otro punto que afecta al desplazador anterior, es que los elementos concentrados varían su comportamiento conforme la frecuencia comienza a aumentar, presentándose efectos de capacitancia e inductancia parásita que afectan el funcionamiento del desplazador, aumentando con ellos las pérdidas que presenta.
4. Para frecuencias mayores a 40 [GHz], los desplazadores de fase basados en conmutadores MEMS son ampliamente utilizados debido a su relativa fabricación fácil basada en las tecnologías de creación de circuitos integrados. Sin embargo, los requerimientos que presenta de voltajes de actuación comprendidos entre 20 y 100 [V] y pérdidas de inserción de alrededor de 4 [dB] a una frecuencia de 60 [GHz] no compensan la ventaja de su fácil fabricación.
5. Es posible combinar diferentes técnicas de fabricación, con principios de cambio de Fase que permitan obtener desplazadores de fase, los cuales presenten pérdidas de inserción bajas, como es el caso del desplazador de fase basado en el principio de cambio de fase de Fox. En este desplazador, es posible controlar la fase de la onda reflejada, mediante la conmutación de los diodos PIN colocados en la estructura principal que posee este dispositivo.
6. La ventaja principal que presenta este desplazador, comparado a los desplazadores de fase basados en conmutadores MEMS, son las bajas pérdidas de inserción que posee. Debido a que este desplazador de fase utiliza como elementos de conmutación diodos PIN, los cuales no agregan demasiadas pérdidas de inserción, como se presenta en el caso de circuitos MEMS debido a su empaquetado, presenta una ventaja razonable para su fabricación y diseño.

## Referencias

- [1] Martynyuk, Alexander E., Martinez-Lopez, Andrea G., Martinez Lopez, José I. "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits ". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 54, No. 12, December 2006.
- [2] Martynyuk, Alexander E., Martynyuk, Ninel A., khotiaintsev, Sergei N., Vountesmeri, Valeri S., "Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 6, June 1997.
- [3] Romanofsky, Robert R., "Array Phase Shifters: Theory and Technology". *NASA/TM*. 2007-214906, October 2007.
- [4] <http://www.microwaves101.com>
- [5] Varadan, Vijay K., Vinoy, K.J., Jose, K.A., "RF MEMS AND THEIR APPLICATIONS", WILEY, 2003, USA.
- [6] Pozar, David M., "Microwave Engineering", 3<sup>rd</sup> Ed., USA, 2005, John Wiley & Sons, Inc.

# Capítulo 2

## DESPLAZADOR DE FASE BASADO EN EL PRINCIPIO DE ESPIRAFASE DE CAMBIO DE FASE DE FOX

*“Los que se enamoran de la práctica  
sin la teoría son como los pilotos  
sin timón ni brújula,  
que nunca podrán saber a dónde van”.*

*Leonardo Da Vinci*

El desplazador de fase a realizar esta basado en el principio de espirafase de cambio de fase. Este tipo de desplazadores pueden redireccionar una onda incidente polarizada circularmente en una banda de frecuencias con pérdidas de inserción menores a 1 dB. Las configuraciones de arreglos de fase integrados como la antena espirafase han sido propuestas en diferentes trabajos con el fin de reducir costos.

Este tipo de antenas se fabrica de tal forma que la onda incidente polarizada circularmente es dispersada por una estructura que contiene un arreglo periódico de elementos reflectivos teniendo diferentes ángulos de rotación y una tapa de metal situada a una distancia  $d$  detrás del arreglo [1].

El elemento reflectivo es diseñado para proporcionar un desfaseamiento de fase diferencial de  $180^\circ$  entre las componentes ortogonales de la onda polarizada circularmente reflejada. Entonces, la reflexión de una onda polarizada circularmente del arreglo con posiciones angulares uniformes de elementos  $\gamma$  conduce a la aparición del cambio de fase adicional de  $2\gamma$  en la onda polarizada circularmente reflejada.

Este principio fue aplicado por Fox, cuando se desarrollo el cambiador de fase mecánico; en este caso la rotación mecánica de la sección diferencial de fase de  $180^\circ$  resultan en un desfaseamiento de fase en la onda polarizada circularmente que se transmite a través de la sección mencionada.

Sin embargo, para las aplicaciones de sistemas de comunicaciones y sistemas de radar, el uso de elementos mecánicos conlleva a tiempos de conmutación demasiado altos. Esto obliga al uso de otros elementos que presenten tiempos de conmutación menor y que simulen el mismo proceso mecánico usado por Fox.

El objetivo es el utilizar las ventajas que presenta el principio de polarización de fase cambiante como son: pequeños errores de fase y bajos niveles de modulación de amplitud que se presentan. Las simulaciones de tipo electrónico de la rotación mecánica usada por Fox han otorgado diseños satisfactorios para arreglos de fase reflectivos de tipo espirafase [2].

Experimentos y estudios realizados en desplazadores de fase reflectivos con diodos PIN han demostrado que se pueden obtener pérdidas de inserción menores a 1 [dB] en frecuencias de la banda ka; los cuales son basados en secciones terminadas en cortocircuito de una guía de onda circular y un diafragma de control, el cual presenta una geometría especial y que es instalado en la sección transversal de la guía de onda [3].

Los resultados anteriores nos indican que el uso de diodos PIN como elementos electrónicos para su uso como alternativa en lugar de elementos mecánicos es adecuado, además de que presentan tiempos de conmutación bajos y no se ven afectados de forma amplia a frecuencias altas como las cuales se propone su funcionamiento.

## 2.1 Principio de Operación

En este tipo de desplazadores se basa en la operación de las antenas de tipo espirafase, en donde la onda incidente polarizada circularmente es dispersada por la estructura que contiene un arreglo periódico de elementos reflectivos teniendo diferentes ángulos de rotación y una placa de metal situada a una distancia  $d$  detrás del arreglo [Figura 2-1][1]. El objetivo es el diseñar un arreglo con el fin de obtener un desfase de fase de  $180^\circ$  entre los componentes ortogonales de la onda reflejada de la onda polarizada circularmente.

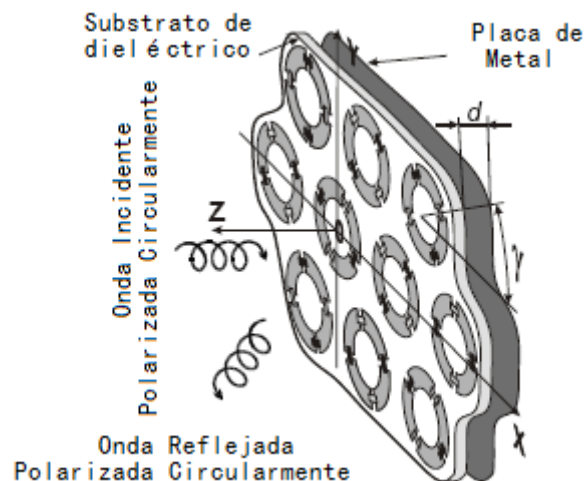


Figura 2-1. Arreglo reflectivo basado en anillos de metal [tomada de [1]]

El resultado es la reflexión de una onda polarizada circularmente del arreglo con posiciones angulares uniformes y de los elementos con lo cual se puede obtener el desfase de fase de  $2\gamma$  en la onda reflejada polarizada circularmente.

No obstante, posiciones angulares no uniformes de los elementos muestran desfases de fase distribuidos linealmente en orden para formar un frente de fase plano en la onda reflejada polarizada circularmente. Con esto, la onda puede ser redireccionada como se desee.

Debido a la presencia de cargas reactivas, este arreglo provee dos coeficientes de reflexión diferentes  $\Gamma_A$  y  $\Gamma_B$  para las dos ondas ortogonales normalmente incidentes linealmente polarizadas con planos de polarización paralelos a los ejes  $AA_1$  y  $BB_1$  respectivamente.

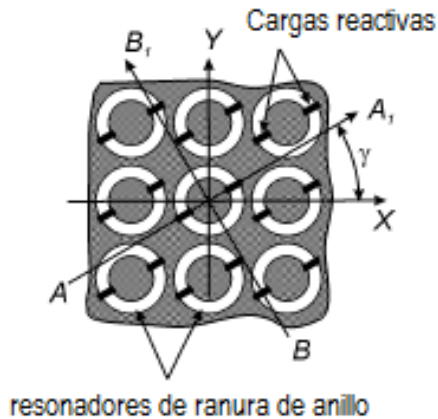


Figura 2-2. Resonadores de ranura de anillo cortocircuitados [tomada de [1]]

De lo anterior se pueden observar dos casos de interés. El primero de ellos, es cuando las cargas son consideradas como circuitos perfectamente conductores. En este caso, a frecuencias de microondas, las inductancias de los cortocircuitos no pueden ser despreciadas, por lo que es necesario definir la configuración geométrica de los cortocircuitos en orden para determinar sus inductancias.

Como consecuencia, la geometría del cortocircuito es definida como un sector del anillo con un tamaño angular de  $\Delta\phi$  para simplificar las expresiones matemáticas correspondientes.

### Cortocircuitos de metal

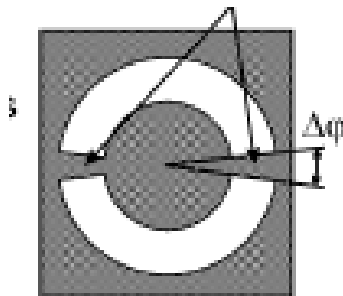


Figura 2-3. Elemento simple de arreglo reflectivo basado en resonadores de ranura de anillo cortocircuitados [tomada de [1]]



En un segundo caso, las cargas son consideradas como vigas que representan cargas reactivas con dimensiones eléctricas despreciables. Los elementos reactivos son caracterizados por sus admitancias y la geometría de la viga es definida como un sector del anillo. Esta aproximación permite tomar en cuenta diferentes tipos de cargas y evaluar las inductancias parásitas debido a la conexión de un elemento reactivo a un resonador de ranura de anillo.

### Elementos reactivos

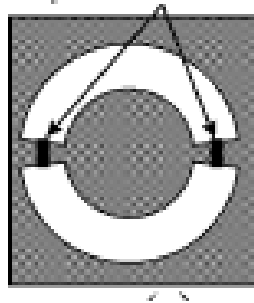


Figura 2-4. Arreglo reflectivo con elementos reactivos [tomada de [1]]

Asumiendo una onda plana normal incidente polarizada circularmente de frecuencia  $\omega$  que se propaga hacia el arreglo en la dirección negativa de  $z$  y considerando una variación armónica en el tiempo  $\exp(j\omega t)$  y nula en el resto de las direcciones, el campo eléctrico de la onda incidente puede ser escrito como:

$$\vec{E}_i = E_o(\bar{a}_x + j\bar{a}_y)e^{jkz} \quad (2.1)$$

En la ecuación anterior  $E_o$  es la magnitud de la onda incidente,  $\bar{a}_x$  y  $\bar{a}_y$  son los vectores unitarios en las direcciones  $x$  y  $y$ , respectivamente, en tanto que  $k$  es el número de onda.

El campo eléctrico de la onda electromagnética reflejada puede ser expresado como la suma de dos ondas polarizadas circularmente que se propagan en la dirección positiva de  $z$  [3]:

$$\vec{E}_r = 0.5E_o e^{2j\gamma}(\Gamma_{\perp} - \Gamma_{\parallel})(\bar{a}_x - j\bar{a}_y)e^{-jkz} + 0.5E_o(\Gamma_{\perp} + \Gamma_{\parallel})(\bar{a}_x + j\bar{a}_y)e^{-jkz} \quad (2.2)$$

El primer elemento presente en la suma de la ecuación (2.2) es la onda polarizada circularmente con la misma dirección de rotación que el vector  $\vec{E}_i$ . La fase correspondiente de esta onda depende de la posición angular y de la carga reactiva. El segundo elemento de la ecuación (2.2) es la onda polarizada circularmente con dirección de rotación opuesta al vector  $\vec{E}_i$ .

La fase de esta onda no depende de la posición angular de la carga. De acuerdo a la ecuación (2.2) el arreglo reflectivo es convertido en un desplazador de fase perfecto el cual controla la fase de la onda reflejada cuando se cumple la siguiente condición [3]:

$$\Gamma_{\perp} = -\Gamma_{\parallel} \quad (2.3)$$

La ecuación (2.3) representa el Principio de Fox de cambio de fase, en donde el signo menos indica un desfase de fase de  $180^{\circ}$  entre los componentes ortogonales de la onda reflejada.

## 2.2 Diseño desplazador de fase

La polarización del desplazador de fase es realizada mediante un diafragma de control especial, instalado en la sección transversal de una guía de onda circular terminada en corto circuito [Figura 2-5] [2]. La presencia del diafragma de control produce la diferencia en las condiciones de reflexión para las dos componentes ortogonales de la onda incidente polarizada circularmente.

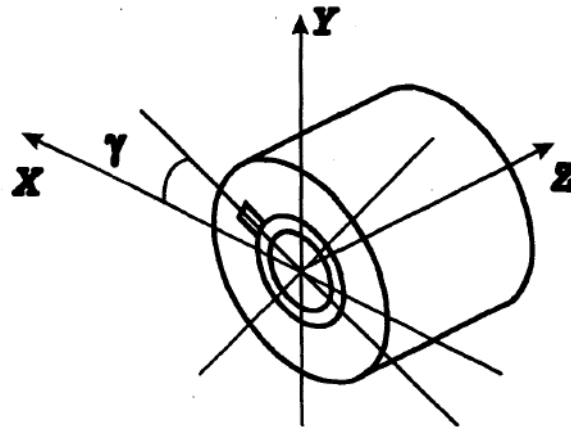


Figura 2-5. Diafragma de control instalado en guía de onda circular [tomada de [2]]

Por lo tanto, las componentes ortogonales de la onda incidente son reflejadas del diafragma de control con dos coeficientes de reflexión diferentes  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$ . Para este caso, el campo eléctrico de la onda incidente ( $\vec{E}_i$ ) y el campo eléctrico de la onda reflejada ( $\vec{E}_r$ ) pueden ser expresados a través de las ecuaciones (2.1) y (2.2).

De la ecuación (2.2) la fase de la onda polarizada circularmente con dirección de rotación opuesta al vector  $\vec{E}_i$ , es imposible de controlar. Cuando se cumple el principio de Fox dado por (2.3), la magnitud de la segunda componente de la onda reflejada es cero. Se puede controlar la fase de la onda reflejada cambiando el ángulo  $\gamma$ .

Por consiguiente, la rotación mecánica del diafragma de control conduce a la aparición del desfaseamiento de fase adicional en la onda reflejada. Este desfaseamiento de fase es igual a  $2\gamma$ .

La velocidad de la rotación mecánica no es suficiente para las aplicaciones de arreglos de fase. Por consiguiente, la simulación electrónica de la rotación mecánica debe ser usada. Se necesita colocar los elementos de conmutación (diodos PIN) sobre la superficie del diafragma de control. La conmutación de estos diodos debe ser equivalente a la rotación mecánica del diafragma de control.

### 2.3 Diseño del diafragma de control

El diafragma de control de un desplazador de dos bits [Figura 2-6] [3] consiste de un resonador de ranura de anillo, cuatro stubs radiales (2-5). Cuatro diodos PIN (6-9) son conectados en paralelo a los stubs. En un momento determinado, uno de los diodos está apagado mientras que los otros tres están encendidos.

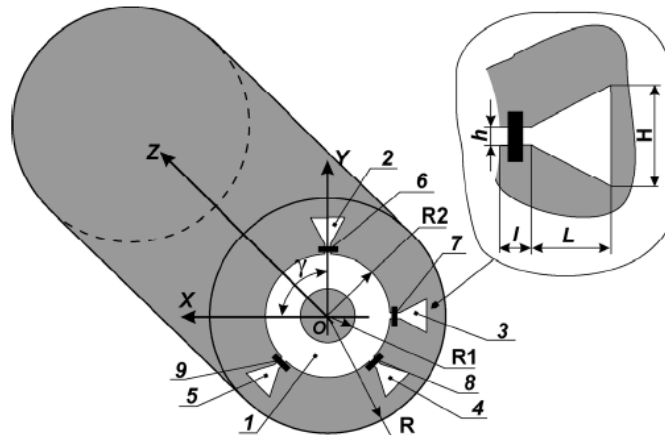


Figura 2-6. Diafragma de Control del desplazador de Fase de dos bits [tomada de [3]]

El diafragma de control opera de la siguiente forma. Considerando que el diodo 6 colocado en el stub 2 se encuentra apagado, el modo incidente  $TE_{11}$  con el plano de polarización paralelo al stub 2 no puede excitar dicho stub mientras los stubs 3-5 estén cortocircuitados por los diodos encendidos.

En este caso, el diafragma de control es equivalente al resonador de ranura de anillo para la componente vertical de la onda incidente debido a que el stub 2 no puede ser excitado por la componente mencionada. La resonancia paralela del diafragma de control se presenta cuando el diámetro promedio del resonador de ranura de anillo es aproximadamente igual a  $\lambda/\pi$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda.

A la frecuencia de resonancia, el diafragma de control es transparente con respecto a la componente vertical de la onda incidente. Por lo tanto, la condición sin carga es asegurada cuando una pared de metal es colocado a una distancia de  $\lambda/4$  del diafragma de control.

En la frecuencia de resonancia paralela  $\omega_p$ , cuando el diámetro promedio del resonador de ranura de anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda  $\lambda$ , el diafragma de control es transparente a la onda incidente con el plano de polarización paralelo al stub 2. Con un circuito corto instalado a la distancia de  $\lambda/4$  del diafragma de control, el coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\perp}$  es cercano a 1 en el plano del diafragma de control.

El diafragma de control refleja una componente horizontal de la onda incidente en una forma diferente. La onda incidente con el plano de polarización perpendicular al stub 2 con el diodo 6 apagado excita este stub. En este caso, la resonancia en serie ocurre de la conexión en serie de la capacitancia del diodo 6 apagado y la inductancia del anillo metálico exterior.

En la frecuencia de resonancia en serie  $\omega_s$ , el diafragma de control refleja la componente horizontal de la onda incidente con el coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\parallel}$  que es aproximadamente igual a -1. Esto ocurre debido a que en la frecuencia de resonancia en serie, el diafragma de control es equivalente a un circuito corto.

La resonancia en serie que presenta el diafragma de control puede ser modificada cambiando la longitud del stub radial o bien incrementando el ancho del resonador de ranura de anillo. Cuando la frecuencia en resonancia en serie llega a ser igual a la frecuencia de resonancia en paralelo: se presenta un desfase de fase adicional de  $180^{\circ}$  entre los componentes ortogonales de la onda reflejada. Lo anterior conlleva al cumplimiento del principio de Fox dado por la relación (2.3), con lo cual las pérdidas de inserción en los diodos PIN son omitidas.

Cuando se realiza un aumento en el ancho de la ranura de anillo para tratar de cumplir con el principio de Fox, se produce un aumento de la magnitud de  $\Gamma_{\perp}$ , obteniendo a su vez un decremento en la magnitud de  $\Gamma_{\parallel}$ .

En el caso de desplazadores de fase de dos bits, en los cuales las posiciones angulares y de los stubs 2-5 de la figura 2.6 son  $90^{\circ}$ ,  $180^{\circ}$ ,  $225^{\circ}$  y  $315^{\circ}$  respectivamente; es posible tener desfases de fase de  $180^{\circ}$ ,  $360^{\circ}$  ( $0^{\circ}$ ),  $450^{\circ}$  ( $90^{\circ}$ ), y  $630^{\circ}$  ( $270^{\circ}$ ) en la onda reflejada polarizada circularmente.

## Conclusiones

1. En el desplazador de fase basado en el principio de espirafase de cambio de fase, se debe obtener que las componentes ortogonales de la onda polarizada circularmente una vez que son reflejadas por el diafragma de control, presenten un desfase entre ambas de  $180^\circ$ . Con este desfase se cumple el principio de Fox al tener que  $\Gamma_H = -\Gamma_V$ , con lo cual podemos controlar la fase de la onda reflejada.
2. El diseño de los elementos dentro del diafragma de control, tiene la finalidad de obtener este desfase; por ello es necesario que el diafragma de control responda de diferente forma para cada una de las componentes de la onda incidente polarizada circularmente.
3. El resonador de ranura de anillo que posee el diafragma de control debe permitir la transmisión de ambas componentes de la onda incidente a su frecuencia de resonancia, la cual corresponde a la frecuencia de trabajo. Por lo cual es necesario encontrar las dimensiones del anillo anular que permitan el cumplimiento de este objetivo.
4. La inserción del stub horizontal, en conjunto con el diodo PIN colocado sobre éste y la estructura del diafragma de control, deben reflejar la componente vertical de la onda polarizada circularmente. En el caso de la componente horizontal, esta debe seguir transmitiéndose a través del diafragma de control.
5. Con la reflexión total que sufre la componente vertical, se obtiene que la fase del coeficiente de reflexión para esta componente ( $\Gamma_V$ ) sea de  $180^\circ$ . Entonces, para cumplir con el principio de Fox, el coeficiente de reflexión para la componente horizontal ( $\Gamma_H$ ) debe de tener una fase de  $0^\circ$ .
6. La reflexión de la componente horizontal es efectuada por una tapa de metal que es instalada detrás del diafragma de control. Esta reflexión hace que el coeficiente de reflexión  $\Gamma_H$  tenga una fase de  $180^\circ$ . El restante desfase necesario para obtener una fase para el coeficiente de reflexión de  $0^\circ$ , es dado por la distancia existente entre el diafragma y la tapa de metal, la cual debe de ser igual a  $\lambda_g/4$ . Esta distancia agrega una fase de  $90^\circ$  respectivamente al coeficiente de reflexión, en la trayectoria de la componente horizontal hacia la tapa de metal y su regreso al diafragma de control.

## Referencias

- [1] Martynyuk, Alexander E., Martinez Lopez, José I., Rodriguez Cuevas, Jorge., Sydoruk, Yuri K., "Wideband Reflective Array Based on Loaded Metal Rings". IEEE. 2005
- [2] Martynyuk, Alexander E., Sydoruk, Yuri K., "Low-Loss Phase Shifters for Ka Band Phase Array". IEEE. 2000.
- [3] Martynyuk, Alexander E., Martinez-Lopez, Andrea G., Martinez Lopez, José I., "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 12, December 2006.
- [4] Martynyuk, Alexander E., Martynyuk, Ninel A., khotiaintsev, Sergei N., Vountesmeri, Valeri S., "Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 6, June 1997.

# Capítulo 3

## DISEÑO DE ELEMENTOS PARA DESPLAZADOR DE FASE

*“¡Actúa en vez de suplicar. Sacrificate  
sin esperanza de gloria ni recompensa!*

*Si quieres conocer los milagros,  
hazlos tú antes. Sólo así podrá  
cumplirse tu peculiar destino”.*

*Ludwing van Beethoven*

El diseño del desplazador de fase comienza con la determinación de las dimensiones y geometría óptimas que deberán tener los diferentes elementos presentes en el diafragma de control de acuerdo a las restricciones de espacio de trabajo disponibles. El objetivo primordial del diafragma de control es el obtener que los coeficientes de reflexión presenten una magnitud cercana a 1, existiendo entre ellos un desfase de  $180^\circ$ . El primer elemento que será determinado será el anillo ranurado presente en el diafragma de control.

Durante este procedimiento se trata de obtener que la frecuencia de resonancia del resonador de ranura de anillo sea de 50 [GHz], con lo cual se produce que la frecuencia del resonador coincida con la frecuencia central de trabajo. A esta frecuencia, el diafragma de control con el resonador anular ranurado se comportará como un circuito abierto permitiendo la transmisión de la onda incidente sobre la estructura.

Una vez que se han determinado las dimensiones del anillo ranurado que permiten obtener la frecuencia de resonancia a 50 [GHz], el siguiente paso es la obtención de las dimensiones que deberán presentar los stubs que formarán parte de la geometría del diafragma de control.

El stub es uno de los elementos más importantes dentro del diafragma de control, en conjunto con el diodo PIN y la tapa de metal, el stub nos provee la existencia de dos diferentes coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$  para la onda de reflexión horizontal y vertical y lo más importante el cumplimiento del principio de Fox al obtener que  $\Gamma_H = -\Gamma_V$ .

La instalación del diodo PIN permite obtener diferentes fases para la onda reflejada, mediante la conmutación que se realiza entre los cuatro diodos colocados sobre la superficie del diafragma de control; para ello sólo basta poner en estado apagado alguno de los diodos PIN colocados en diferentes posiciones angulares, mientras que el resto de los diodos PIN estarán encendidos.

Posteriormente se determinará la distancia idónea de la tapa de metal al diafragma de control que permite obtener un desfase de  $180^\circ$  entre los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$ ; éste desfase será obtenido mediante la reflexión que sufrirá la componente horizontal de la onda incidente por parte de la tapa de metal y el recorrido de  $\lambda_g/4$  que realizará la onda, lo que producirá que esta componente posea una fase de  $-360^\circ$ .

La componente vertical al ser reflejada por el diafragma de control presenta una fase de  $-180^\circ$ , con lo cual se obtiene el desfase deseado. Finalmente se determinan las pérdidas de inserción que presenta el desplazador de fase desarrollado y el diseño del circuito de polarización para los diodos PIN presentes en el diafragma de control.



### 3.1 Determinación de dimensiones del anillo ranurado del diafragma de control

El primer elemento a diseñar del diafragma de control, es el resonador de ranura de anillo. El objetivo principal es el de obtener una frecuencia de resonancia que se encuentre situada a una frecuencia de 50 [GHz]. Con ello, además de hacer coincidir la frecuencia de resonancia con la frecuencia central de trabajo, será posible que ésta onda pueda transmitirse a través de la guía de onda.

Para determinar las dimensiones que deberá presentar la ranura dentro del diafragma de control, se debe considerar que se trabajará con una guía de onda comercial, la cual presenta un diámetro de 4.78 [mm]. Se requiere que las dimensiones obtenidas permitan tener un área de trabajo, dentro de la cual puedan ser colocados de forma adecuada el resto de los elementos del diafragma de control.

La ranura deberá presentar un diámetro promedio determinado por la siguiente expresión [1]:

$$\phi_{prom} = \frac{\lambda}{\pi} \quad (3.1)$$

Donde  $\lambda$  es la longitud de onda a 50 [GHz] propagándose en el vacío. El valor de la longitud de onda que corresponde a este caso es:

$$\lambda = 6 [mm] \quad (3.2)$$

Sustituyendo el valor anterior en la ecuación (3.1), se obtiene que el diámetro promedio  $\phi_{prom}$ , que debe de tener la ranura para la frecuencia de trabajo de 50 [GHz], sea:

$$\phi_{prom} = 1.91 [mm] \quad (3.3)$$

Para obtener la frecuencia de resonancia que presenta el resonador de ranura de anillo, es utilizado un software de análisis, en el que los datos de entrada son los radios interno y externo de la ranura. En este caso el radio promedio de la ranura es:

$$a_{prom} = \frac{\phi_{prom}}{2} = 0.96 [mm] \quad (3.4)$$

El valor de  $a_{prom}$  sirve como base para encontrar las dimensiones de la ranura que permiten obtener la resonancia a la frecuencia deseada. Los valores iniciales para el radio interno y externo de la ranura fueron obtenidos a través de la fórmula de promedio simple:

$$a_{prom} = \frac{a_{externo} + a_{interno}}{2} \quad (3.5)$$

De (3.5) se observa que se tienen dos incógnitas, dichas incógnitas corresponden al radio interno y externo de la ranura. Se considera como dato conocido, además del radio promedio, el radio externo, debido a las restricciones que se tienen en el radio de la guía de onda que es de 2.39 [mm] y el espacio de trabajo dentro del cual se colocarán los stubs.

Por conveniencia de trabajo, se decide que deberá de existir al menos un 1 [mm] entre el radio externo de la ranura y el radio de la guía de onda, esto con la finalidad de asegurar el poder desarrollar y colocar los elementos de aislamiento entre capas conductoras proporcionadas por las islas de cyclotene y el circuito de polarización del diodo PIN. El límite superior elegido para el radio externo de la ranura es de 1.3 [mm].

El criterio anterior toma en cuenta la resolución mínima que posee la técnica de fabricación, la cual es de 70 [ $\mu\text{m}$ ], por lo que se considera que deberá existir esta distancia entre los bordes de los elementos que entran en contacto. Aunque en el diseño de otros elementos se considera otro valor de resolución, el valor descrito asegura poder realizar posibles modificaciones en el desarrollo de los elementos, otorgando con ello un margen de trabajo.

Despejando de la ecuación (3.5) el radio interno de la ranura y considerando un valor de radio externo igual a 1.2 [mm], se encuentra el primer valor para  $a_{interno}$ , es de:

$$a_{interno} = 0.72 [mm] \quad (3.6)$$

Antes de comenzar la simulación del anillo ranurado a realizar al diafragma de control, se analizará el fenómeno que se presenta en éste elemento. Para ello utilizaremos el esquema del diafragma de control con anillo ranurado mostrado en la figura 3-1.

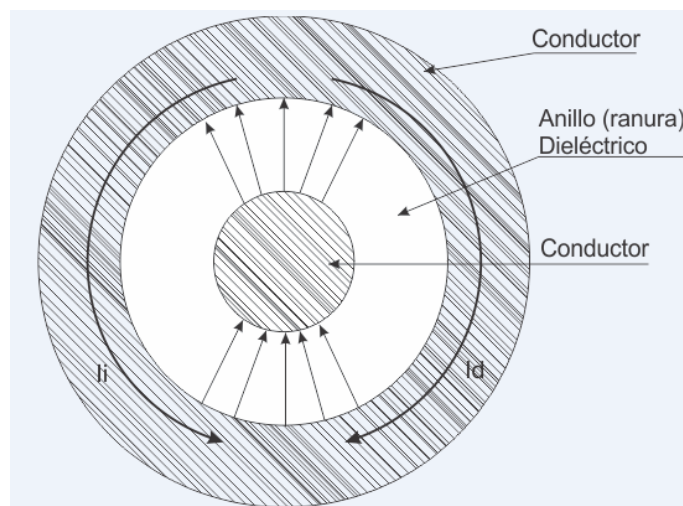


Figura 3-1. Esquema de resonador de ranura de anillo para diafragma de control

De la figura 3-1 se observa que entre los dos elementos conductores, existe una capa de dieléctrico la cual corresponde a la ranura realizada a la capa de metal del diafragma; se sabe que en su definición más simple, un capacitor es un elemento formado por dos superficies conductoras separadas por un material dieléctrico. En este caso, el espacio comprendido entre la ranura forma un capacitor en conjunto con las respectivas capas conductoras.

Observando el esquema de la figura 3-1, se pueden determinar dos corrientes que circulan por el conductor externo del diafragma de control; en este caso dicho conductor forma dos inductores, los cuales se encuentran en paralelo al capacitor formado por las dos capas conductoras y la ranura realizada. De acuerdo con esto, es posible diseñar un circuito eléctrico equivalente, el cual se presenta en la figura 3-2.

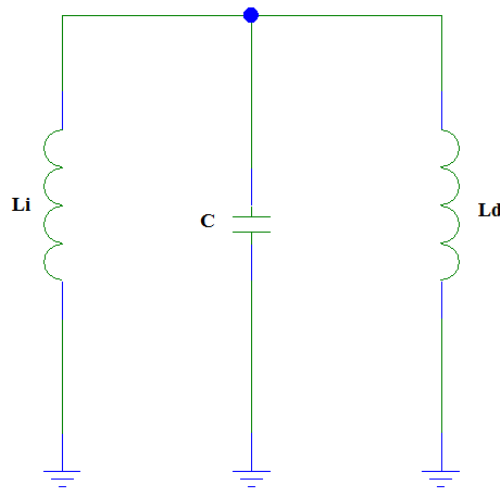


Figura 3-2. Circuito Eléctrico equivalente del resonador de ranura de anillo para diafragma de control

En este caso, se observa que el diafragma de control con anillo ranurado se representa como un circuito resonante paralelo; en este circuito equivalente, los inductores  $L_i$  y  $L_d$  que corresponden a los inductores por donde circulan las respectivas corrientes mostradas en la figura 3-1, son iguales. La frecuencia de resonancia para este elemento está dada por la siguiente expresión [2]:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{2}{LC}} \quad (3.7)$$

Donde  $L = L_i = L_d$ . La expresión (3.7) nos permita determinar el valor de la frecuencia de resonancia que se presenta en el diafragma de control; la impedancia propia del capacitor, así como la impedancia de los inductores, pueden ser representados como un solo valor de impedancia. Para un circuito resonante en paralelo como el mostrado en la figura 3-2, la impedancia de entrada que se tiene es [2]:

$$Z_{in} = \frac{j\omega L}{2 - \omega^2 LC} \quad (3.8)$$

Sustituyendo el valor de frecuencia de resonancia encontrado en (3.7) en la ecuación (3.8), obtenemos la impedancia de entrada que presenta el diafragma de control a la frecuencia de resonancia.

$$Z_{in} \rightarrow \infty \quad (3.9)$$

En este caso, el diafragma de control se comporta como un circuito abierto a la frecuencia de resonancia, por lo anterior la onda incidente polarizada circularmente se transmite a través de la guía de onda. El esquema representativo de la transmisión de la onda para el caso analizado se muestra en la siguiente figura 3-3.

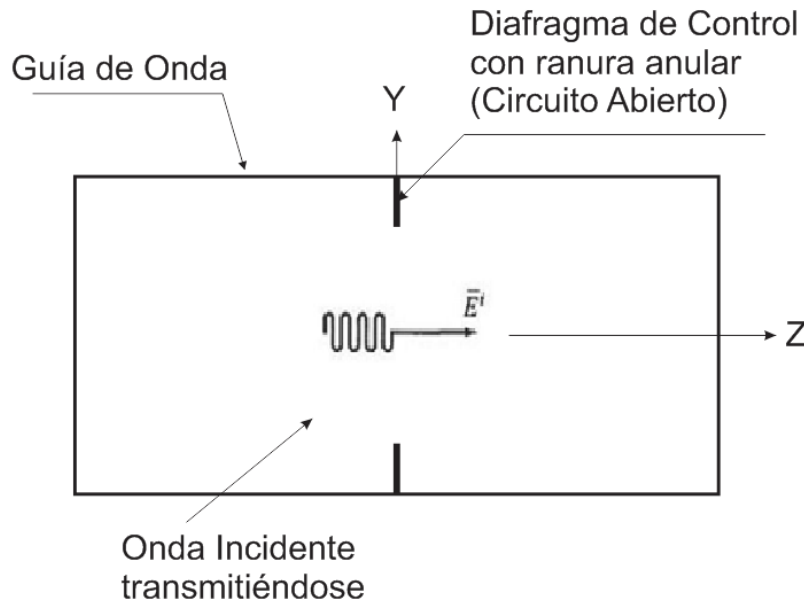


Figura 3-3. Onda incidente transmitiéndose en guía de onda a  $\omega_0$  en diafragma de control con resonador anular

Como a la frecuencia de resonancia el diafragma de control se comporta como un circuito abierto, la onda incidente se transmite completamente sin haber reflexión alguna, esto conlleva a que la magnitud de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$  presente un mínimo en su magnitud a este valor de frecuencia.

De la figura 3-1, se observa que el diafragma de control con anillo ranurado presenta una geometría radial, por lo cual cualquier componente de la onda incidente sobre éste elemento se transmitirá; en este caso la gráfica de magnitud de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$  presentará el mismo valor para diferentes valores de frecuencia, presentándose el mínimo de los mismos en la frecuencia de resonancia.

Una vez que se ha analizado la transmisión de la onda en el diafragma de control, así como la característica que presentarán los coeficientes de reflexión, se procede a la determinación de las dimensiones adecuadas que permitan obtener la frecuencia de resonancia deseada.

Se realizan una serie de simulaciones mediante un software especializado, a través del cual se puede obtener la grafica de magnitud de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$ ; esta gráfica permitirá determinar la frecuencia de resonancia que muestra el diafragma de control con anillo ranurado, la cual es determinada por el valor de frecuencia en donde la magnitud de los coeficientes de reflexión presente un mínimo en su valor.

En la tabla 3.1 se muestran los valores de los radios interno y externo utilizados para cada una de las simulaciones realizadas, indicando en cada caso el respectivo valor del radio promedio del anillo ranurado y la respectiva frecuencia de resonancia obtenida.

**Tabla 3.1. Determinación de radios del anillo ranurado para diafragma de control**

<b>Simulaciones efectuadas y valores correspondientes de frecuencia obtenidos</b>				
Simulación	Radio interno [mm]	Radio externo [mm]	Radio promedio [mm]	Frecuencia [GHz]
1er simulación	0.72	1.2	0.96	50.34
2ª simulación	0.65	1.3	0.98	50.2
3er simulación	0.6	1.3	0.95	48.88
4ª simulación	0.6	1.25	0.93	52.98
5ª simulación	0.66	1.3	0.98	49.88
6ª simulación	0.63	1.3	0.97	50.96
7ª simulación	0.65	1.3	0.98	50

La gráfica 3-4 muestra la respuesta en frecuencia que presentan los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$  para el caso de análisis del diafragma de control con anillo ranurado. Las gráficas que se presentan fueron obtenidas con una mayor exactitud a la utilizada para la obtención de los datos mostrados en la tabla 3.1.

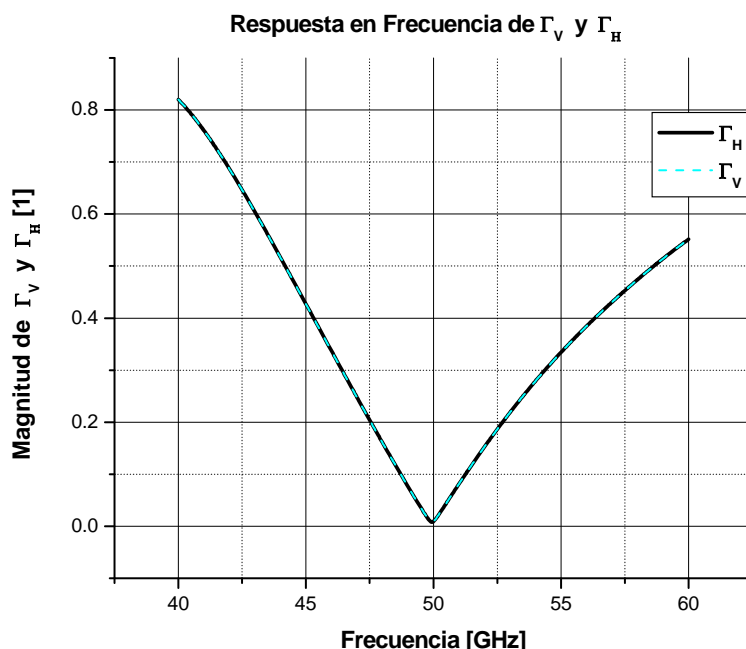


Figura 3-4. Magnitud de Coeficientes de Reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$  en diafragma de control con anillo ranurado

La gráfica 3-4 muestra que a la frecuencia de resonancia, ambos coeficientes de reflexión tienen una magnitud de 0, esto indica que la onda incidente sobre el elemento, se transmite totalmente sin haber reflexión alguna. Esto concuerda con el resultado del análisis realizado previamente para el caso de la propagación de la onda.

Otro punto que permite determinar la gráfica, es que conforme la frecuencia de trabajo se acerca al valor de la frecuencia de resonancia, la magnitud de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$  comienza a decrecer; en cambio, a una frecuencia mayor a 50 [GHz], la magnitud de ambos coeficientes presenta aumento constante.

El comportamiento que presenta la figura 3-4 para ambos coeficientes es el mismo, éste resultado era esperado, debido a la simetría radial que presenta la onda incidente sobre el diafragma de control y que fue analizado anteriormente.

En las gráficas 3-5 y 3-6 se muestra el comportamiento que presentan cada uno de los coeficientes de forma separada. Se pone especial interés, en la frecuencia a la cual la magnitud de los coeficientes de reflexión presenta un mínimo en su valor.

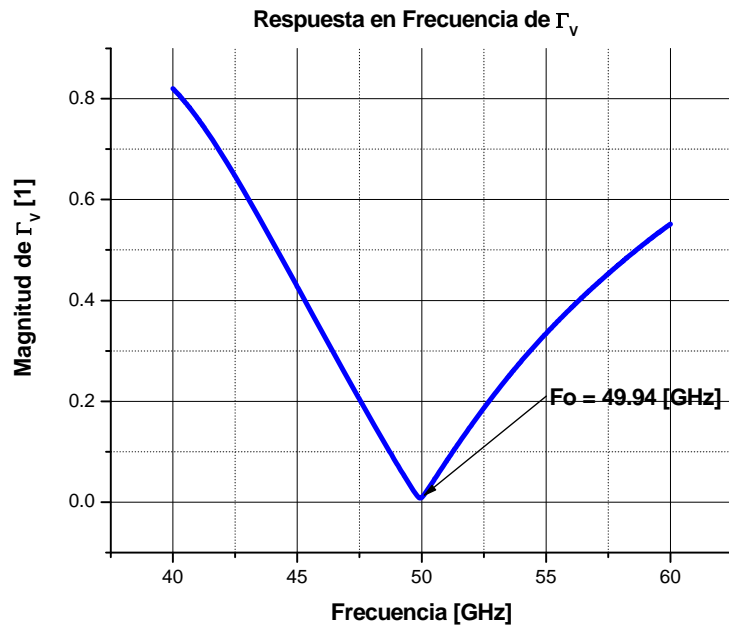


Figura 3-5. Frecuencia de mínimo para Coeficiente de Reflexión  $\Gamma_V$  para análisis de resonador anular

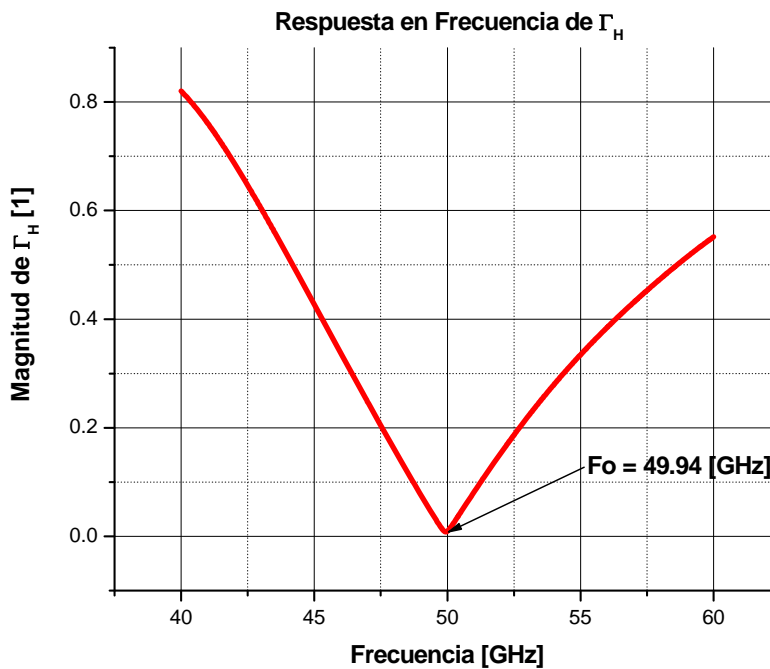


Figura 3-6. Frecuencia de mínimo para Coeficiente de Reflexión  $\Gamma_H$  para análisis de resonador anular

Las gráficas anteriores muestran que ambos coeficientes presentan el mismo valor de frecuencia de resonancia, en donde la magnitud para ambos es mínima.

Para términos prácticos las simulaciones realizadas serán terminadas cuando el error porcentual existente sea menor al 1%; el error correspondiente, es obtenido mediante la fórmula normal para el cálculo del error porcentual:

$$\epsilon = \frac{|Valor_{real}-Valor_{obtenido}|}{|Valor_{real}|} \times 100 \text{ [%]} \quad (3.10)$$

Donde  $\epsilon$  representa el error correspondiente y la magnitud de cada una de las variables a introducir en la ecuación (3.10) son:  $Valor_{real} = 50 \text{ [GHz]}$ ,  $Valor_{obtenido} = 49.94 \text{ [GHz]}$ . Sustituyendo estos valores en la ecuación (3.10), se obtiene que el error correspondiente es de:

$$\epsilon = 0.12\% \quad (3.11)$$

Como el valor del porcentaje de error es menor a 1%, se determinó finalizar las simulaciones y proceder con el diseño de los demás elementos del diafragma de control.

La ranura será efectuada sobre una placa comercial para alta frecuencia de la compañía Rogers Corporation de la serie 5870/5880, estas placas presentan grosores de cobre de 8 a 70  $[\mu\text{m}]$ ; para el desplazador de fase que se desarrolla se utilizará la placa 5880, la cual tendrá un grosor de cobre de 20  $[\mu\text{m}]$ .

En la tabla 3.2 [3] se muestran las características eléctricas más importantes que presentan este tipo de placas.

**Tabla 3.2. Propiedades físicas de láminas para alta frecuencia de la serie 5870/5880 [3]**

Propiedades del dieléctrico para laminas de la serie 5870/5880				
Propiedad	Valor Típico		Unidades	Dirección
	RT/Duroid <sup>®</sup> 5870	RT/Duroid <sup>®</sup> 5880		
Constante Dieléctrica, $\epsilon_r$	2.33	2.20		Z
	$2.33 \pm 0.02 \text{ spec}$	$2.20 \pm 0.02 \text{ spec}$		Z
Factor de disipación, $\tan \delta$	0.0005	0.0004		Z
	0.0012	0.0009		Z
Coeficiente Térmico de $\epsilon_r$	-115	-125	ppm/°C	
Resistividad Volumétrica	$2 \times 10^7$	$2 \times 10^7$	Mohm cm	Z
Resistividad Superficial	$2 \times 10^8$	$3 \times 10^7$	Mohm	Z

En la figura 3-7 se muestra el esquema del anillo ranurado realizado a la capa metálica del diafragma de control, indicando la geometría y posicionamiento que ocupa tal elemento dentro de la configuración total del diafragma.



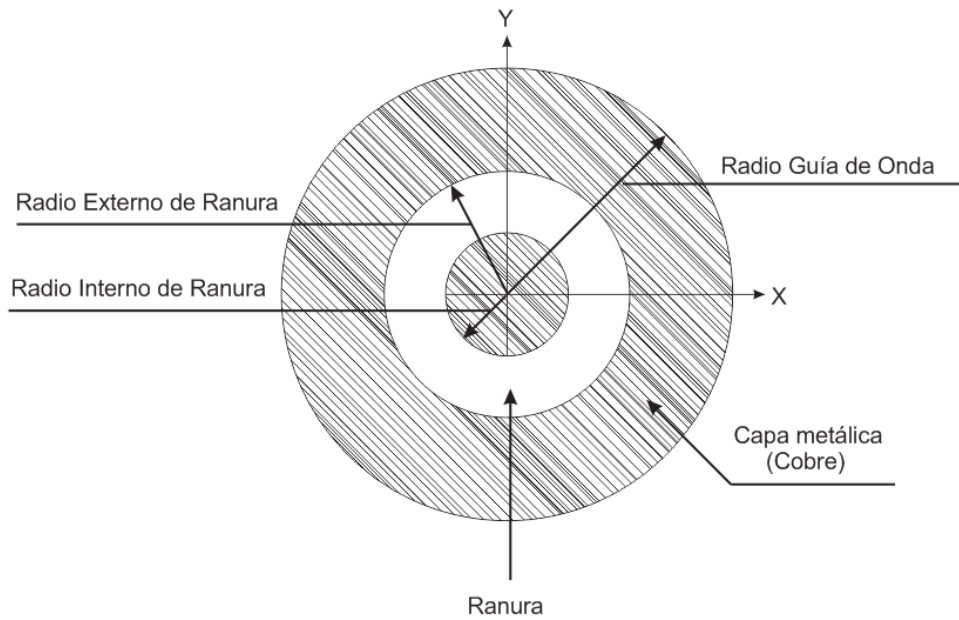


Figura 3-7. Resonador de ranura de anillo del diafragma de control

### 3.2 Diseño de stub

Una vez determinados los radios que deberá tener la ranura que presentará el Diafragma de Control, el siguiente paso es la determinación de las características geométricas y dimensionales que deberán tener cada uno de los stubs presentes dentro de este elemento.

El stub no sólo sirve para la colocación del diodo PIN, en conjunto con éste elemento y la posterior colocación de la tapa de metal a una distancia  $\lambda_g/4$  del diafragma de control, producirá que una de las componentes de la onda polarizada sea reflejada por el diafragma.

Por otro lado, la otra componente podrá transmitirse más allá del plano definido por el diafragma, para posteriormente ser reflejada por la tapa de metal; con la reflexión que sufrirá está última onda, se obtendrá un desfase entre los coeficientes de reflexión presentes, logrando con ello el cumplimiento del objetivo fundamental del diafragma de control, que es el de obtener un desfase de  $180^\circ$  entre los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$ .

Pero antes de explicar el funcionamiento de la estructura total del diafragma de control, es necesario iniciar con el diseño del stub. Para comenzar se verá qué efecto producen sobre las componentes de la onda incidente la inserción del stub. Para ello se analizarán dos componentes de la onda incidente, la componente horizontal y la componente vertical.

El primer análisis a realizar será sobre la componente horizontal del campo eléctrico de la onda incidente, para ello se hará uso de la figura 3-8.

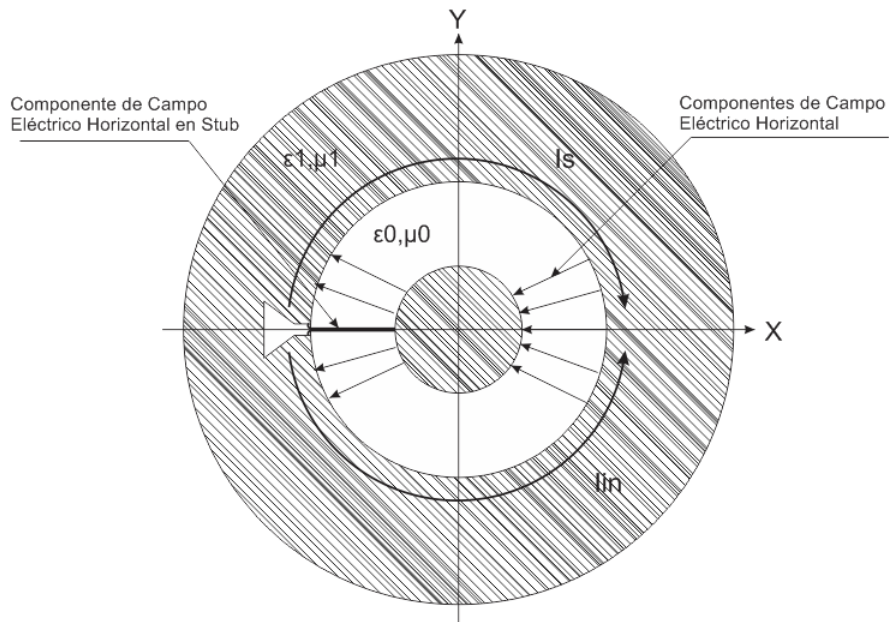


Figura 3-8. Esquema de análisis para Componente Horizontal de Campo Eléctrico de Onda Incidente sobre stub horizontal

Para esta componente de la onda incidente, existen dos corrientes que circulan por el conductor externo del diafragma de control, las cuales se presentan en la figura 3-8; dichas corrientes son denominadas como  $I_s$  e  $I_{in}$ , las cuales circulan por los inductores encontrados durante el análisis previamente realizado.

Se observa, que hay una componente horizontal que incide sobre el espacio vacío del stub, la cual se analizará para determinar qué efecto presenta sobre el diafragma de control. Para ello se utilizará la siguiente figura.

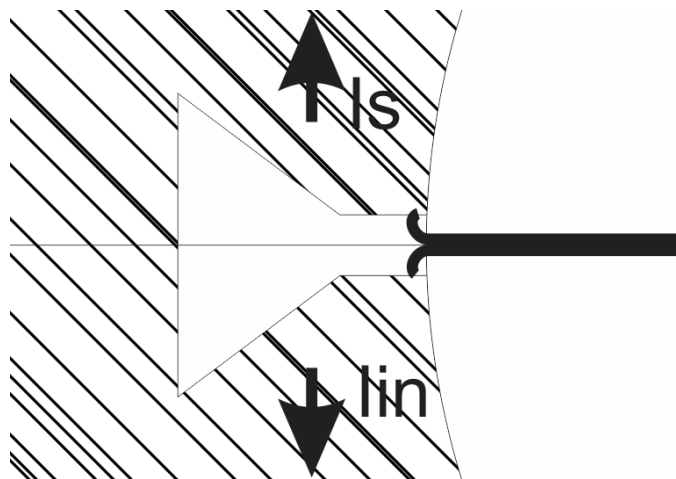


Figura 3-9. Componente Horizontal de Campo Eléctrico de Onda Incidente sobre stub horizontal

La componente horizontal del campo eléctrico, incide tangencialmente sobre el conductor que delimita la frontera del stub. De condiciones de frontera [4], se sabe que:

$$E_t = 0 \quad (3.12)$$

Por lo tanto, el campo eléctrico presente dentro de la región comprendida dentro del stub es cero. Además, debido al espacio tan pequeño que existe en la base menor del stub, el campo eléctrico no se puede transmitir por la estructura completa de este elemento. Por lo tanto, la inserción del stub no presenta efecto alguno sobre la componente horizontal de la onda incidente.

Con base en lo anterior, los resultados obtenidos del análisis realizado al diafragma de control con anillo ranurado son aplicables al caso del diafragma con stub, en donde la frecuencia de resonancia que presenta el diafragma de control con stub, será la misma a la encontrada para el caso del anillo ranurado.

Una vez analizado el efecto que produce el stub sobre la componente horizontal del campo eléctrico de la onda incidente, ahora se procede a analizar la otra componente de esta onda. En este caso, el análisis se centrará sobre la componente vertical del campo eléctrico; para ello utilizaremos como base la siguiente figura.

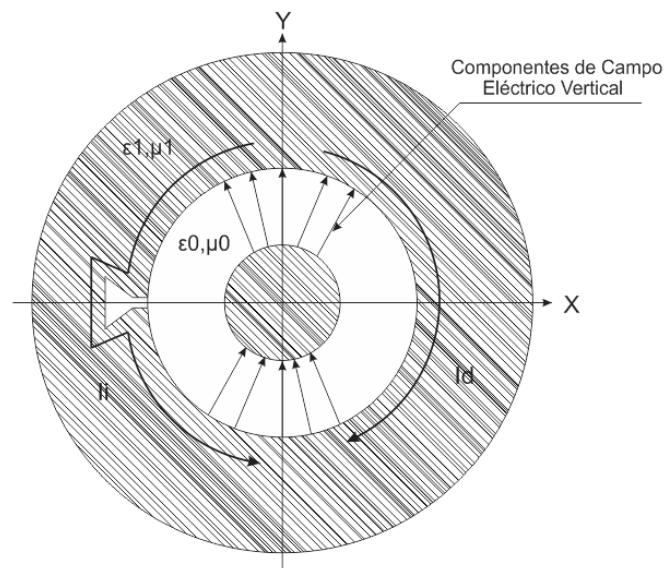


Figura 3-10. Esquema de análisis para Componente Vertical de Campo Eléctrico de Onda Incidente sobre stub horizontal

De la figura 3-10, se observa que la trayectoria que sigue la corriente  $I_i$  dentro del conductor externo del diafragma rodea la región comprendida por el stub. El espacio comprendido dentro del stub, la porción del conductor y considerando la trayectoria que sigue esta corriente forma un inductor ( $L_s$ ), el cual se encuentra en serie con el inductor  $L_i$  obtenido del análisis del diafragma con anillo.

Para el caso de la corriente  $I_d$ , esta sigue la misma trayectoria que la analizada para el caso del diafragma con anillo ranurado; por lo cual, el inductor  $L_d$ , presenta las características encontradas anteriormente. En la figura 3-11, se muestra el circuito eléctrico equivalente para el caso del análisis de diafragma con stub.

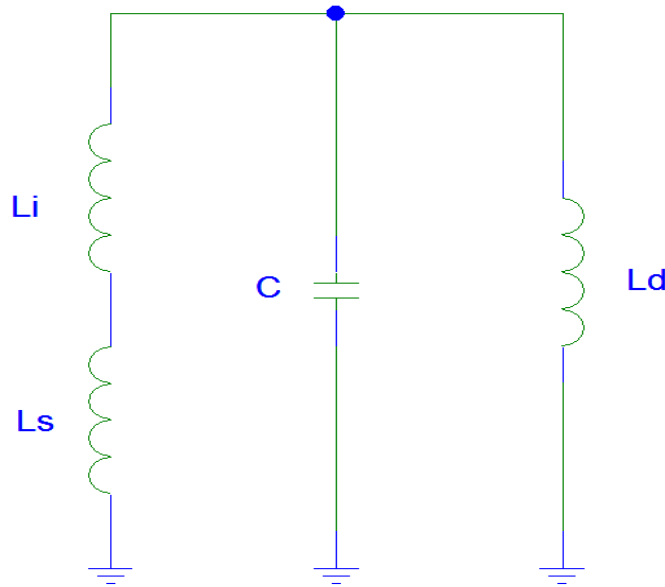


Figura 3-11. Circuito Eléctrico Equivalente para análisis de Componente Vertical diafragma con stub

Se observa que para el caso de análisis de la componente vertical de campo eléctrico, el inductor que se produce por la colocación del stub, agrega un elemento adicional a la impedancia de entrada, respecto a la obtenida durante el análisis del diafragma con anillo ranurado.

Esta impedancia también es diferente a la impedancia que se presenta para la componente horizontal de la onda incidente. La impedancia de entrada para el circuito equivalente mostrado en la figura 3-11.

$$Z_{in} = \frac{j\omega L_d(L_i+L_s)}{L_d+L_i+L_s-\omega^2 CL_d(L_i+L_s)} \quad (3.13)$$

Para este caso, la frecuencia de resonancia que presentará el circuito resonante paralelo mostrado en la figura 3-11 es:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{L_i+L_s+L_d}{CL_d(L_i+L_s)}} \quad (3.14)$$

Si  $L_i \approx L_d$ , la expresión (3.14) puede ser reducida a:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{2L_d + L_s}{C(L_d^2 + L_s L_d)}} \quad (3.15)$$

Como  $L_d \gg L_s$ , la ecuación (3.15) puede ser reducida a:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{2}{C(L_d + L_s)}} \quad (3.16)$$

La ecuación (3.16), muestra que el diafragma de control resonará a una frecuencia menor para la componente vertical de la onda incidente, debido a la adición del inductor que genera la inserción del stub. Sin embargo, a esta frecuencia de resonancia, la impedancia que presenta este circuito  $Z_{in} \rightarrow \infty$ , por lo tanto la componente vertical se transmite más allá del plano definido por el diafragma de control.

Del análisis se desprende que la diferencia fundamental para ambas componentes de la onda incidente con la inserción del stub, es que el mínimo en la magnitud del coeficiente de reflexión para el caso de la componente vertical, se presentará en una frecuencia menor al correspondiente para el caso de la componente horizontal. Una vez que se ha determinado el efecto que produce el stub dentro del diafragma de control, se procede al diseño de este elemento.

El desarrollo del Stub comienza con la determinación de la longitud que deberá presentar éste elemento, para ello hacemos uso de la siguiente desigualdad [1]:

$$L < \frac{\lambda}{4} \quad (3.17)$$

Para este caso se usa el valor de la longitud de onda previamente encontrado, por lo cual sustituyendo dicho valor dentro de (3.17) se obtiene el valor de longitud para el Stub. Por lo cual, el valor de longitud que deberá presentar cada uno de los Stubs dentro del diafragma de control es:

$$L < 1.5 [mm] \quad (3.18)$$

El diseño del stub contará con una geometría de tipo triangular, debido a las restricciones que se tienen en cuanto a espacio de trabajo. En la figura 3-12 se muestra la geometría que tendrá cada uno de los stubs, así como las diferentes dimensiones que presenta este elemento.

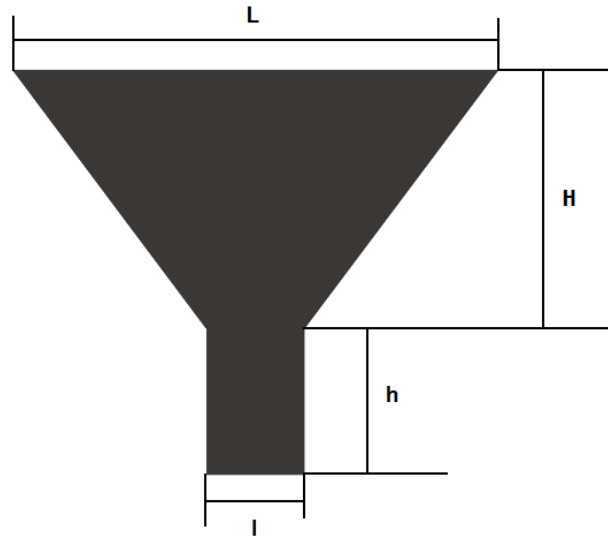


Figura 3-12. Geometría y dimensiones de Stub tipo triangular

Para comenzar el diseño del stub, se tomará como base los valores obtenidos en [5], los cuales son presentados en la tabla 3.3.

**Tabla 3.3. Valores de referencia para diseño de Stub [5]**

Dimensiones de Stub para diafragma de control				
Variable	L	l	H	h
Valor [mm]	3.05	0.6	3.6	0.4

Los valores mostrados en la tabla 3.3 fueron obtenidos dentro de la banda de frecuencia “X”, por lo que para ser utilizados para el caso de la banda “V”, estas dimensiones tienen que ser adecuadas.

Para realizar esto, los valores reportados en la tabla 3.3 son reducidos a una cuarta parte en su longitud y a partir de los valores obtenidos se verificará si es posible realizar las simulaciones correspondientes al diseño del stub. En la tabla 3.4 se muestran los valores obtenidos una vez realizada su reducción.

**Tabla 3.4. Valores de inicio para diseño de Stub**

Dimensiones de Stub para diafragma de control				
Variable	L	l	H	h
Valor [mm]	0.76	0.15	0.9	0.1

De la tabla 3.4 se encuentra que la longitud total del stub con base en estos datos sería de 1 [mm]; éste valor es crítico ya que corresponde a la distancia que se dejó como margen de trabajo entre el radio externo de la ranura y el radio de la guía de onda. Con ello, se presenta el riesgo de que el stub no sea obtenido de forma adecuada durante el proceso de grabado, debido al nulo margen de maniobra que se posee dentro de la superficie de trabajo.

Debido a esta restricción los valores de origen tendrán que ser adaptados nuevamente para evitar trabajar sobre los límites de las dimensiones, de acuerdo a los requerimientos de diseño y fabricación. De los valores de referencia se observa una relación en donde  $l$  es aproximadamente la quinta parte de  $L$ , en tanto que  $h$  es la novena parte de  $H$ .

De igual forma se observa que la suma total de  $L$  y  $l$  es menor a la suma de  $H$  y  $h$ . Debido a esto, se decidió tomar el valor de  $h$  como referencia para la base menor del stub, en tanto que  $l$  se consideró como la altura menor de éste elemento.

Para tratar de guardar las proporciones encontradas, se consideró tomar la proporción de 5 existente entre las bases y aplicarla al valor que se ha decidido tomar como referencia para obtener la base menor del stub.

Con lo anterior solo se trabajará para encontrar el valor de una sola variable, en lugar de trabajar en la búsqueda de cuatro valores. Los datos que fueron tomados con base en las adecuaciones realizadas se muestran en la tabla 3.5.

**Tabla 3.5. Valores de diseño de stub con base en proporción**

<b>Dimensiones de Stub para diafragma de control</b>				
Variable	L	l	H	h
Valor [mm]	0.5	0.1	0.76	0.15

Los valores de la tabla 3.5, sirven como base para realizar las simulaciones correspondientes para el diseño del Stub. Como fue mencionado, sólo una de las variables será considerada dentro de las simulaciones, dejando como constantes el resto de los valores.

Como se desprendió del análisis realizado del diafragma de control con stub, la componente horizontal no se ve afectada por la inserción de este elemento; por lo cual, presentará la misma frecuencia a la que se presenta con el anillo ranurado. Por lo anterior, las simulaciones a realizar serán enfocadas a obtener una frecuencia de resonancia cercana a 50 [GHz] para la componente horizontal.

Esta frecuencia será aquella donde la magnitud del coeficiente de reflexión horizontal presente un mínimo en su valor. En la tabla 3.6 se muestran los diferentes valores que fueron considerados para la altura mayor del stub y la respectiva frecuencia de resonancia, que se presenta para la componente horizontal de la onda incidente en cada una de las simulaciones realizadas.

**Tabla 3.6. Frecuencia de Componente Horizontal obtenida con base en modificación de altura mayor de stub**

Resultados simulaciones Altura Mayor		
Simulación	Valor H [mm]	Frecuencia [GHz]
1er Simulación	0.76	54.58
2ª Simulación	0.39	53.58
3er Simulación	0.36	53.92
4ª Simulación	0.18	54.66
5ª Simulación	0.13	41.14
6ª Simulación	0.23	52.45
7ª Simulación	0.24	51.32
9ª Simulación	0.25	50.65
10ª Simulación	0.26	50

En la figura 3-13 se muestra la respuesta en frecuencia que tienen los coeficientes de reflexión  $\Gamma_V$  y  $\Gamma_H$  para el caso de análisis del diafragma de control con stub.

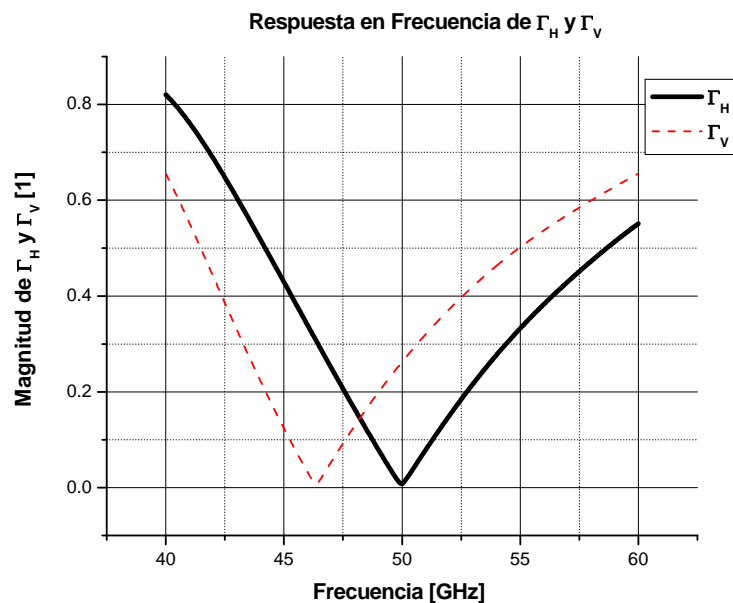


Figura 3-13. Magnitud de Coeficientes de Reflexión  $\Gamma_V$  y  $\Gamma_H$  en diafragma de control con stub



De la gráfica 3-13, se observa que a diferencia de la gráfica obtenida para el caso del diseño del anillo ranurado, en donde ambos coeficientes estaban totalmente superpuestos, la inserción del stub modifico dicho comportamiento. Para observar de forma más clara lo sucedido, en las gráficas 3-14 y 3-15 se muestra por separado el comportamiento para cada uno de los coeficientes de reflexión.

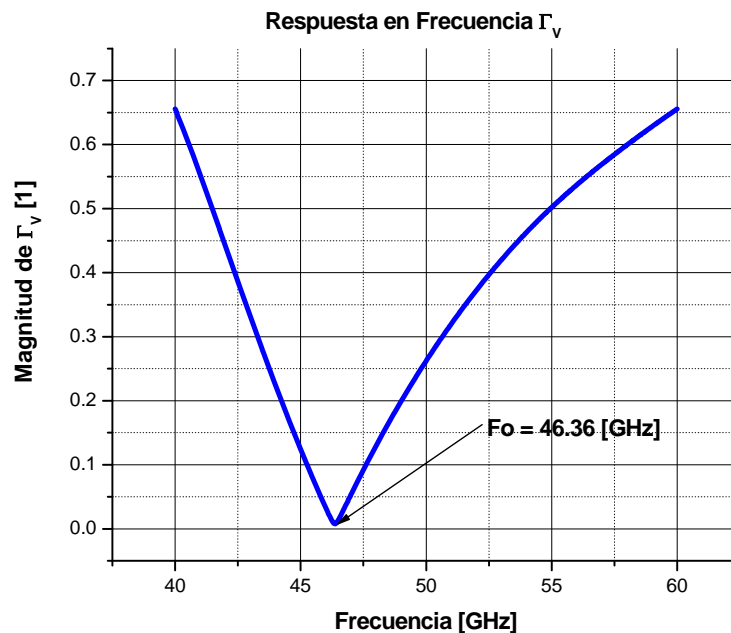


Figura 3-14. Frecuencia de mínimo para Coeficiente de Reflexión Vertical para análisis de diafragma con stub

La gráfica 3-14 muestra una reducción en la frecuencia para la cual el coeficiente de reflexión vertical ( $\Gamma_v$ ) presenta una magnitud cercana a 0. Siendo este el coeficiente de reflexión que más afectación sufre por la inserción del Stub dentro del diafragma de control.

Este resultado era de esperarse debido al análisis previo desarrollado, en donde la inserción del stub adicionaba un inductor, el cual generaba la reducción de la frecuencia de resonancia del diafragma y por ende la frecuencia a la cual se encontraría el mínimo en la magnitud para la componente vertical del campo eléctrico incidente.

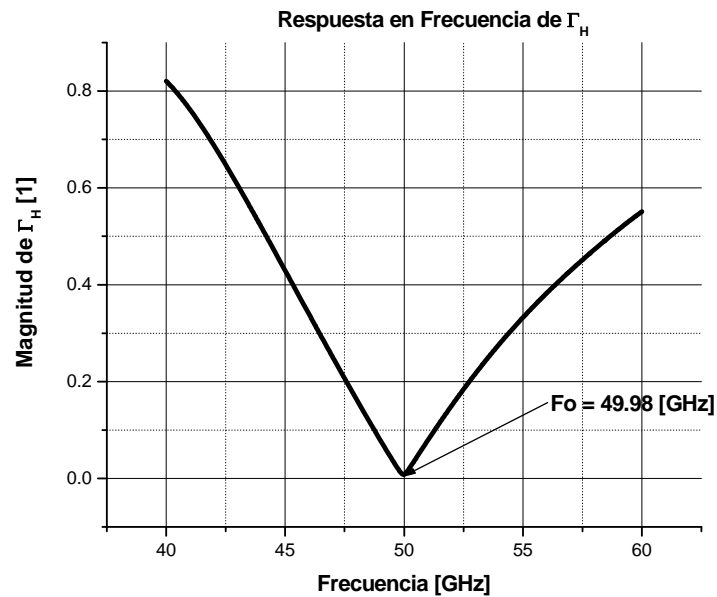


Figura 3-15. Frecuencia de mínimo para Coeficiente de Reflexión Horizontal para análisis de diafragma con stub

En la gráfica 3-15, se observa que hay un pequeño cambio en la frecuencia para la cual se presenta el mínimo del coeficiente de reflexión horizontal ( $\Gamma_H$ ) respecto al anillo ranurado; no obstante, la frecuencia de resonancia para esta componente sigue estando cercana a la frecuencia de trabajo de 50 [GHz].

Se determina que el stub, no afecta en demasía las características que presenta esta componente respecto al caso del diseño del anillo ranurado. Esto concuerda con los resultados esperados del análisis realizado para la componente horizontal del campo eléctrico incidente.

En la tabla 3.7 se presentan las respectivas frecuencias para las cuales se presentan el valor mínimo de magnitud para cada uno de los coeficientes de reflexión.

**Tabla 3.7. Frecuencias correspondientes de Mínimo para Coeficientes de Reflexión Vertical y Paralelo en análisis de diafragma con stub**

Resultados simulaciones Altura Mayor		
Coeficiente de Reflexión	Vertical ( $\Gamma_V$ )	Horizontal ( $\Gamma_H$ )
Frecuencia de Mínimo de Coeficiente de Reflexión [GHz]	46.36	49.98

La estructura del diafragma de control analizada con anillo ranurado y la anexión del stub se muestran en la figura 3-16. El resto de los stubs que deberá poseer el diafragma de control, será analizado una vez que se coloquen el total de diodos PIN sobre el diafragma y la tapa de metal dentro de la guía de onda.

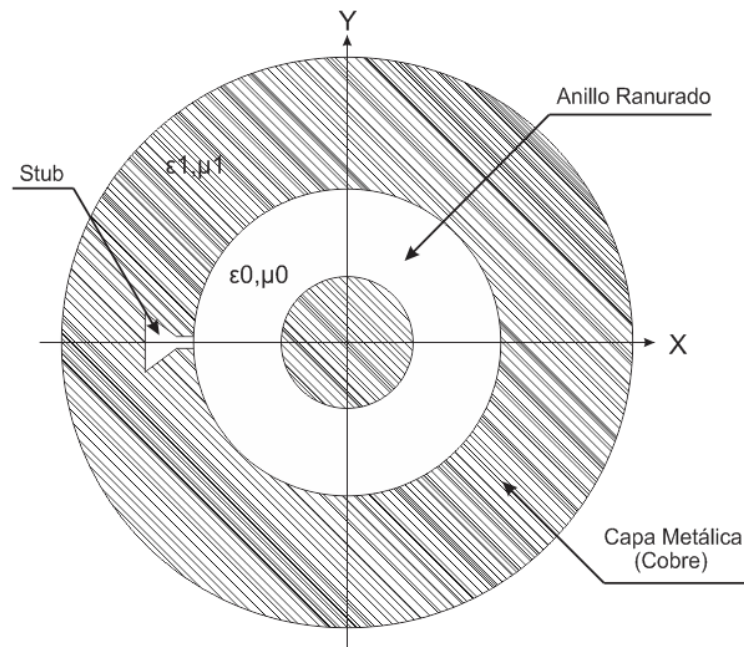


Figura 3-16. Estructura de diafragma de control con resonador de ranura de anillo y stub

### 3.3 Análisis con Diodo PIN

Con la determinación de las dimensiones que deberá presentar el stub, el siguiente paso en el diseño del diafragma de control para el desplazador de fase, es la colocación del diodo PIN.

El diodo PIN se utilizará como elemento de conmutación, a través del cual podremos obtener diferentes valores de fase en la onda reflejada. Pero antes de mostrar cómo este elemento produce tal desfase, es necesario primero analizar el efecto que tiene sobre la estructura ya diseñada del diafragma de control; para un primer análisis del efecto que produce la inserción del diodo PIN sobre el diafragma, se analizará el caso para el cual el diodo PIN se encuentra apagado (estado abierto).

Para ello se hará uso de su circuito abierto equivalente. Dicho circuito es un arreglo en paralelo de resistencia y capacitor; el elemento a utilizar es un diodo PIN-4005 tipo viga de capacitancia baja, cuyos valores de resistencia [1] y capacitancia [6] para su circuito equivalente en estado abierto se muestran en la figura 3-17.

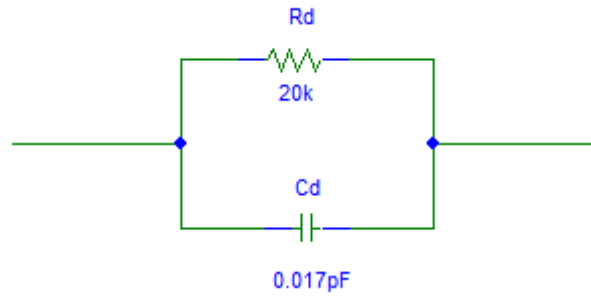


Figura 3-17. Circuito Equivalente de diodo PIN en estado abierto

Al igual que se ha analizado el efecto que tiene la inserción de un nuevo elemento sobre el diafragma de control, ahora corresponde al análisis del efecto del diodo PIN sobre las diferentes componentes de la onda polarizada circularmente. Para comenzar el análisis, se verá el comportamiento que presenta el diafragma de control ante la componente vertical de la onda incidente.

El diodo PIN es colocado en paralelo al stub, por lo cual el circuito eléctrico equivalente que se presenta para el caso de la componente vertical de la onda incidente se muestra en la figura 3-18.

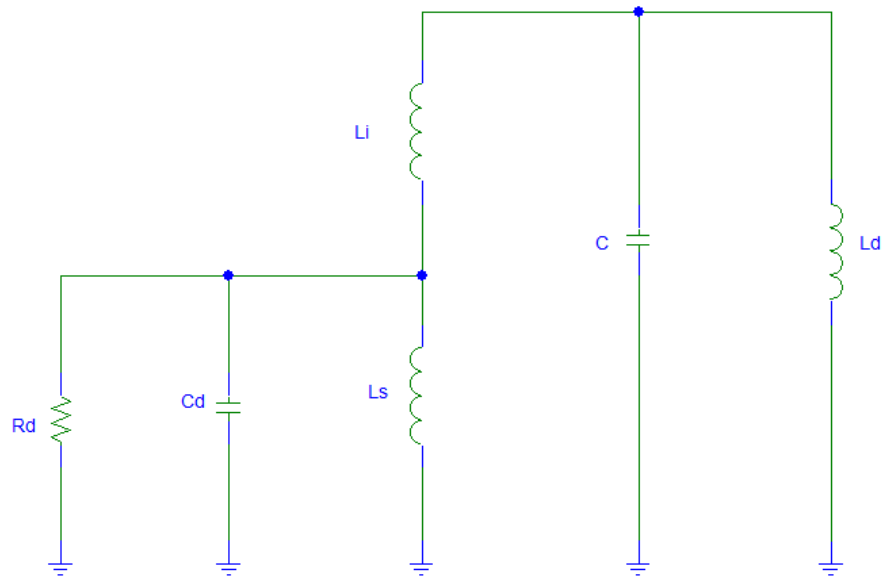


Figura 3-18. Circuito Equivalente de diafragma de control con diodo PIN en estado abierto para componente vertical

El circuito eléctrico equivalente en la figura 3-18 presenta un circuito resonante paralelo, el cual se encuentra conectado en serie con el inductor  $L_i$  formado por el conductor externo del diafragma de control. En el diafragma de control circulan dos corrientes,  $I_i$  e  $I_d$ , pero sólo la corriente  $I_i$  es afectada por la colocación de los diferentes elementos en el diafragma de control.

La frecuencia de resonancia que presenta este circuito, cuando  $R_d \gg j\omega L_s$  y  $R_d \gg 1/(j\omega C_d)$  es:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{L_s + L_i}{L_s L_i C_d}} \quad (3.19)$$

Como  $L_i \gg L_s$ , la frecuencia de resonancia que se obtiene es:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_s C_d}} \quad (3.20)$$

Con este valor de frecuencia, la impedancia equivalente del diafragma de control para la componente vertical, se comporta como una pequeña resistencia, por lo cual la onda incidente es reflejada por el diafragma. Por lo tanto, a la frecuencia de resonancia, el coeficiente de reflexión vertical presentará una magnitud cercana a 1.

En la figura 3-19, se muestra el efecto que tiene el diafragma de control sobre la componente vertical de la onda incidente.

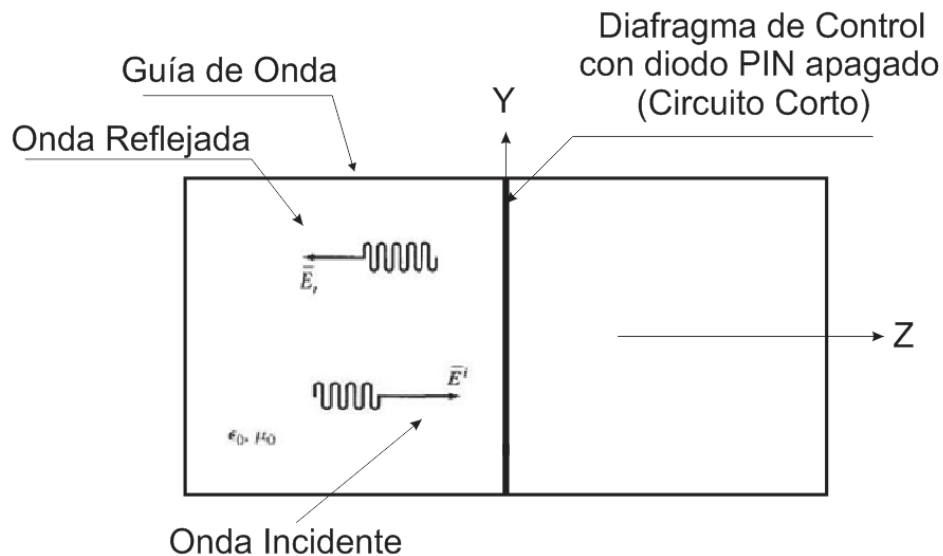


Figura 3-19. Componente Vertical de onda incidente reflejada por diafragma de control con diodo PIN en estado abierto

En el caso de la componente horizontal, se determinó que en el espacio que comprende el stub no hay componente de campo eléctrico presente, por ende, el capacitor no es capaz de almacenar carga eléctrica, por lo cual no presenta efecto alguno sobre la componente horizontal de la onda incidente.

Respecto a la resistencia  $R_d$ , no circula corriente alguna por ella, esto es debido a que no existe una diferencia de potencial entre sus terminales al no haber presencia de campo

eléctrico en la región comprendida dentro del stub; en este caso, el circuito eléctrico equivalente es igual al obtenido para el caso del diafragma de control con anillo ranurado. Por lo tanto, el coeficiente de reflexión horizontal, presentará un mínimo en la frecuencia central de trabajo por no haber reflexión alguna.

La figura 3-20 muestra la transmisión de la componente horizontal de la onda incidente para el caso de diafragma de control con diodo PIN en estado apagado.

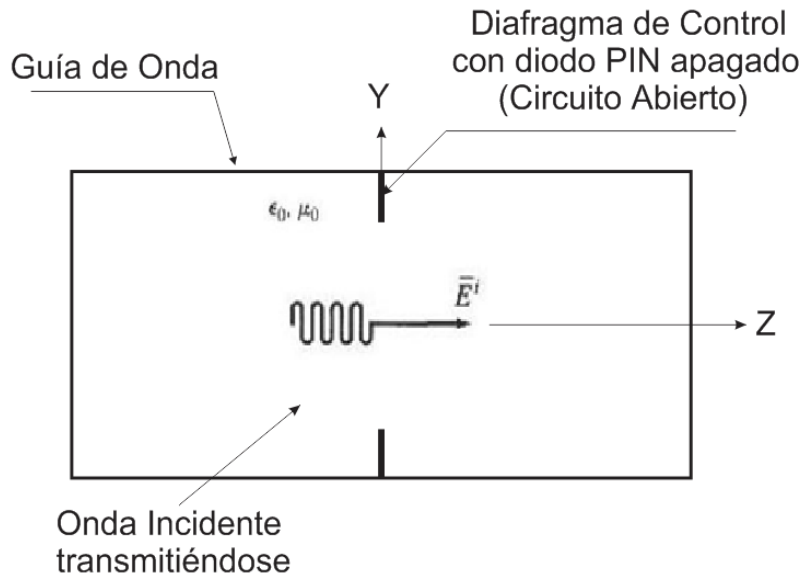


Figura 3-20. Componente Horizontal de onda incidente transmitiéndose a través de diafragma con diodo en estado abierto.

Una vez analizado el efecto que tiene la inserción del diodo PIN en estado abierto, se procede a obtener los resultados para el caso en estudio. En las gráficas 3-21, 3-22 y 3-23 se muestran los resultados obtenidos para los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$ .

En la figura 3-21 se muestra la tendencia para ambos coeficientes de reflexión, se observa que el coeficiente de reflexión Vertical ( $\Gamma_V$ ) presenta un máximo cercano a la frecuencia de 50 [GHz]; mientras que el coeficiente de reflexión Horizontal ( $\Gamma_H$ ) continúa presentando un mínimo a este valor de frecuencia.

Los resultados que presentan la gráfica, concuerdan con los resultados esperados desprendidos del análisis realizado previamente.

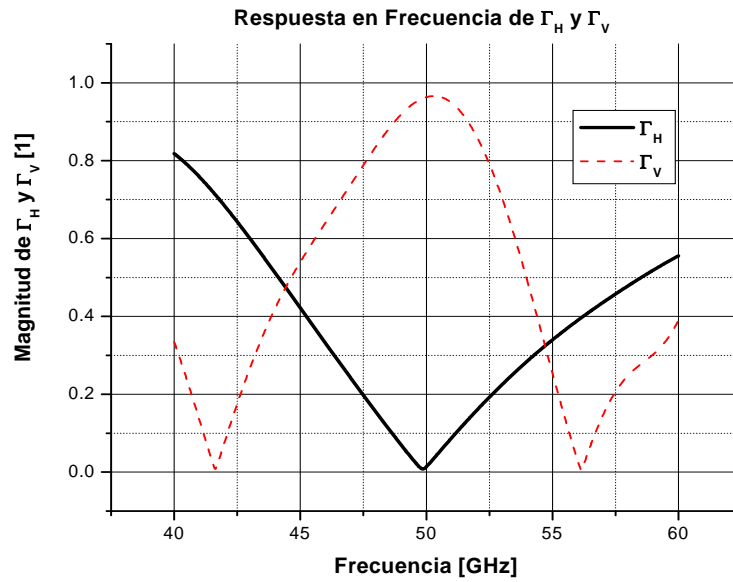


Figura 3-21. Comportamiento de Coeficientes de Reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$  para análisis de diafragma con diodo

La gráfica 3-22 presenta la tendencia que muestra el coeficiente de reflexión vertical; se observa que el diodo PIN produce que la componente vertical de la onda incidente sea reflejada por el diafragma de control, por lo cual a la frecuencia de trabajo, el coeficiente de reflexión para esta componente mostrará un máximo.

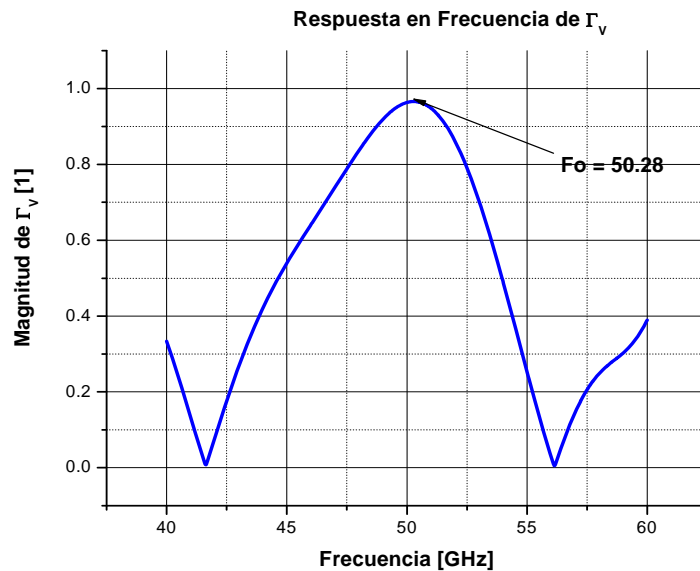


Figura 3-22. frecuencia de Máximo para Coeficiente de Reflexión  $\Gamma_V$  para análisis de diafragma con diodo

La gráfica 3-23 corresponde al comportamiento del coeficiente de reflexión horizontal. Se observa un pequeño decremento en la frecuencia en donde se presenta el mínimo para este coeficiente; sin embargo, la tendencia que ha presentado el coeficiente de reflexión horizontal durante el análisis con anillo ranurado y stub sigue conservándose.

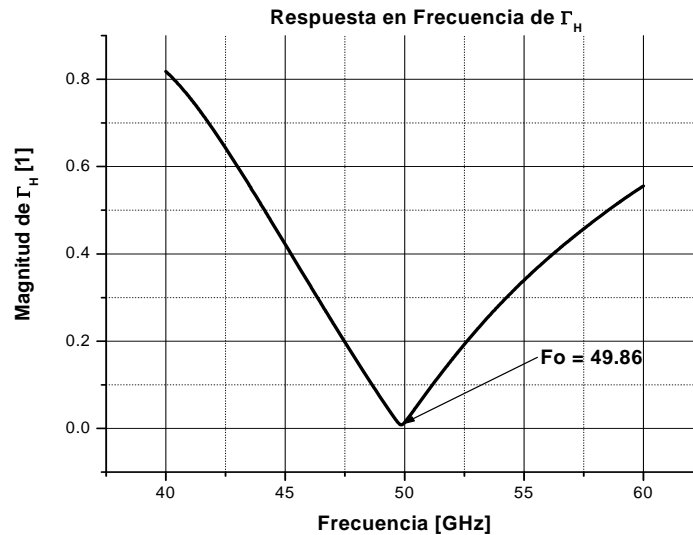


Figura 3-23. Frecuencia de Mínimo para Coeficiente de Reflexión  $\Gamma_H$  para análisis de diafragma con diodo

La colocación de un diodo PIN modifica las características de transmisión mostradas anteriormente por la componente vertical de la onda incidente; cuando el diodo PIN en estado abierto interactúa con la estructura del diafragma de control desarrollado, produce que esta componente sea reflejada totalmente.

Para el caso de la componente horizontal, la inserción del diodo PIN no presenta efecto mayor, salvo un pequeño decremento en la frecuencia donde se encuentra su mínimo, mostrando la misma transmisión que para el caso analizado con anillo ranurado y stub.

### 3.4 Diseño Final diafragma de control

La estructura final que presentará el diafragma de control del desplazador de fase deberá contener cuatro diodos PIN, tres de ellos estarán en estado encendido y uno en estado apagado; por esto, el diafragma de control deberá de poseer un total de 4 stubs, en donde serán colocados cada uno de los diodos PIN.

Para analizar los tres diodos PIN que estarán encendidos, utilizamos el circuito equivalente del diodo para cuando presenta éste estado; a diferencia del circuito abierto del diodo PIN para su estado apagado, el cual consta de un arreglo en paralelo de capacitor y



resistencia, el circuito equivalente del diodo PIN encendido consta de arreglo en serie resistencia e inductor.

Éste circuito equivalente para el diodo PIN encendido se muestra en la figura 3-24, en donde se presenta el circuito eléctrico equivalente del arreglo en serie de resistencia [1] (cuyo valor es indicado en la figura) e inductor.



Figura 3-24. Circuito equivalente de diodo PIN encendido

En la figura 3-25, se muestra el circuito utilizado para realizar el análisis del diafragma de control, con la colocación de todos los elementos que formarán parte del mismo. Los stubs que forman parte del diafragma de control, presentan una distancia angular de múltiplos de  $45^\circ$  entre ellos.

El estado que presentan cada uno de los diodos PIN es simulado a través de su circuito eléctrico equivalente, indicando en la figura el estado que guarda cada uno de ellos.

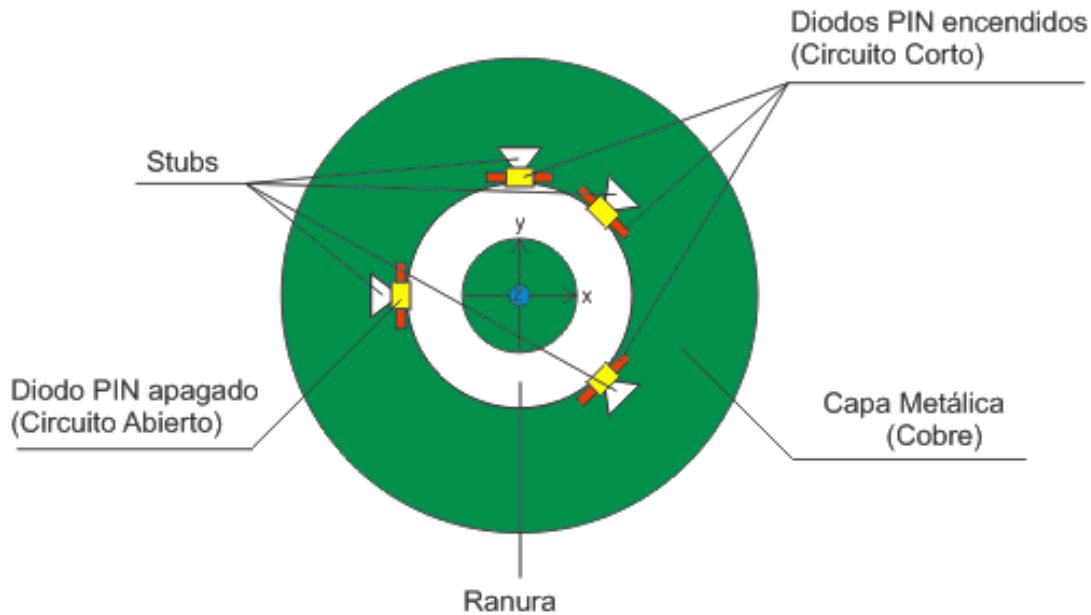


Figura 3-25. Estructura de diafragma de control con la colocación de cuatro diodos PIN

Para este caso, al igual que se hizo con el diodo PIN en estado apagado, los restantes diodos PIN son colocados en paralelo a los stubs. Para el caso de la componente horizontal, se puede formar el siguiente circuito eléctrico equivalente [1].

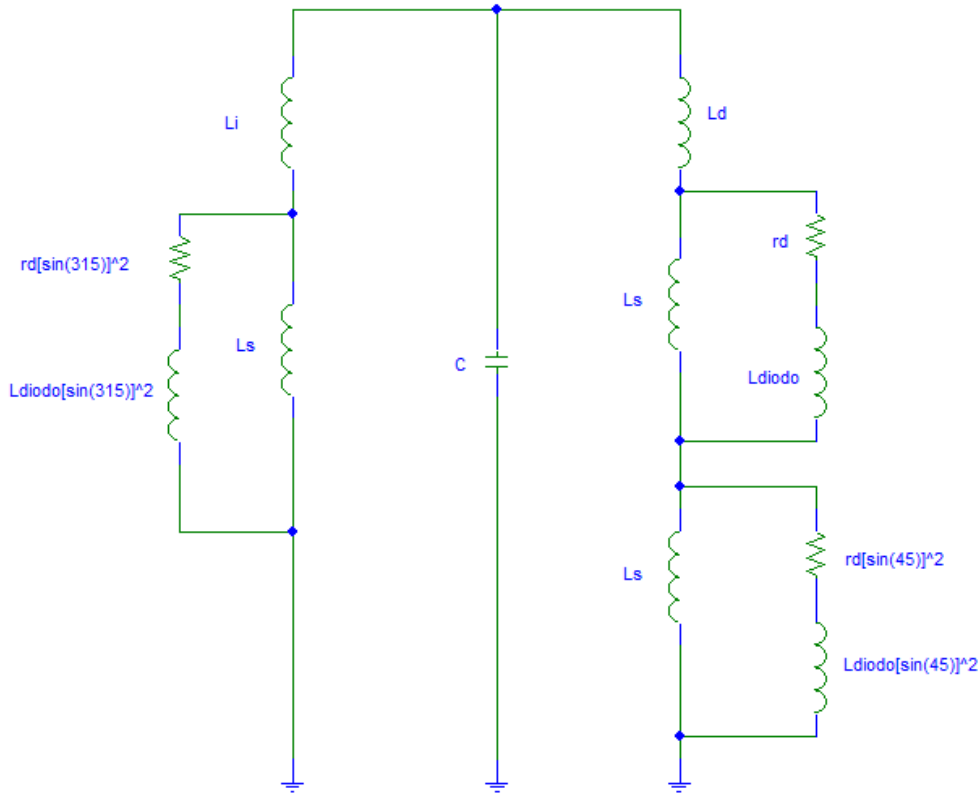


Figura 3-26. Circuito Eléctrico Equivalente para Componente Horizontal en diafragma de control con cuatro diodos PIN

Para la obtención de la reactancia de entrada, se considerara que la impedancia del diodo PIN en estado encendido es pequeña comparada a la impedancia de entrada del stub terminado en circuito corto, así como que la potencia RF disipada en el diodo encendido es proporcional a  $\sin^2\theta$  [1].

Con lo anterior, la reactancia de entrada aproximada para el circuito eléctrico equivalente para la componente horizontal de la onda incidente mostrado en la figura 3-25 es:

$$X_{in} \approx \frac{-j\omega[3L_{diodo}+2L_d]}{\omega^2 C[4L_d L_i + 2L_d L_{diodo} + 6L_{diodo} L_i + 3L_{diodo}^2] - 4[L_i + L_d + 2L_{diodo}]} \quad (3.21)$$

En donde la frecuencia de resonancia correspondiente es:

$$\omega_o \approx \sqrt{\frac{4[L_i + L_d + 2L_{diodo}]}{C[4L_d L_i + 2L_d L_{diodo} + 6L_{diodo} L_i + 3L_{diodo}^2]}} \quad (3.22)$$

A esta frecuencia de resonancia, el diafragma de control se comporta como un circuito abierto, permitiendo la transmisión de la componente horizontal de la onda incidente.

Para el caso de la componente vertical de la onda incidente, el circuito eléctrico equivalente [1] que se forma por la adición de los cuatro stubs y cuatro diodos se muestra en la figura 3-27.

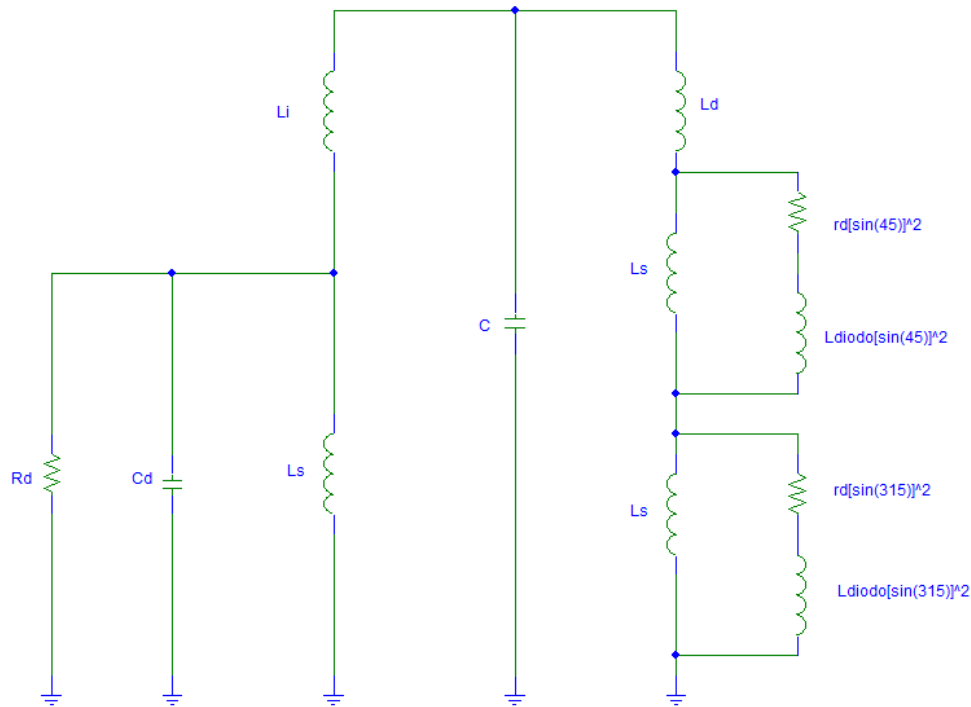


Figura 3-27. Circuito Eléctrico Equivalente para Componente Vertical en diafragma de control con cuatro diodos PIN

Como la longitud de los stubs fue escogida para obtener que la frecuencia de resonancia del diafragma de control sea la misma que la frecuencia que posee la componente vertical de la onda incidente, la reactancia  $X_L$  de los inductores conectados en serie con la reactancia  $-X_C$  que presenta el circuito equivalente del diodo PIN apagado, hacen que el diafragma de control se comporte como un circuito corto el cual refleja la componente vertical de la onda incidente.

Por ello, la anexión de más elementos no modifica las características que presenta el diafragma de control para la reflexión que sufre esta componente; razón por la cual el análisis y resultados obtenidos para la transmisión de esta componente de la onda polarizada circularmente para el caso analizado de un solo stub con diodo PIN, son aplicables a esta estructura del diafragma de control.

En las figuras 3-28 y 3-29 se presenta el comportamiento de los coeficientes de reflexión para el caso de la estructura mostrada en la figura 3-24. Se indican en cada caso las frecuencias del mínimo y máximo que presentan los coeficientes de reflexión  $\Gamma_H$  y  $\Gamma_V$  respectivamente.

Para el caso del coeficiente de reflexión vertical  $\Gamma_V$ , la frecuencia a la cual se presenta el máximo se encuentra localizada a una frecuencia de 50.36 [GHz].

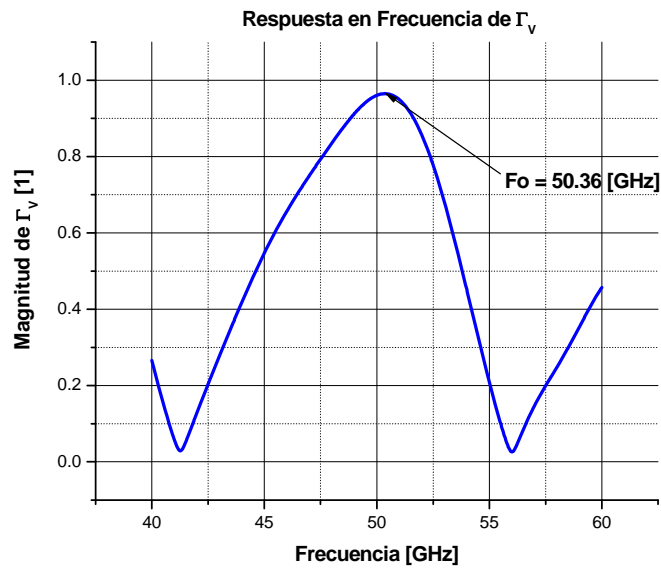


Figura 3-28. Frecuencia de Máximo para Coeficiente de Reflexión  $\Gamma_V$  para análisis de diafragma con cuatro diodos

La figura 3-29 corresponde a los resultados obtenidos para el coeficiente de reflexión horizontal  $\Gamma_H$ . Para este coeficiente, su mínimo correspondiente se encuentra a una frecuencia de 49.26 [GHz].

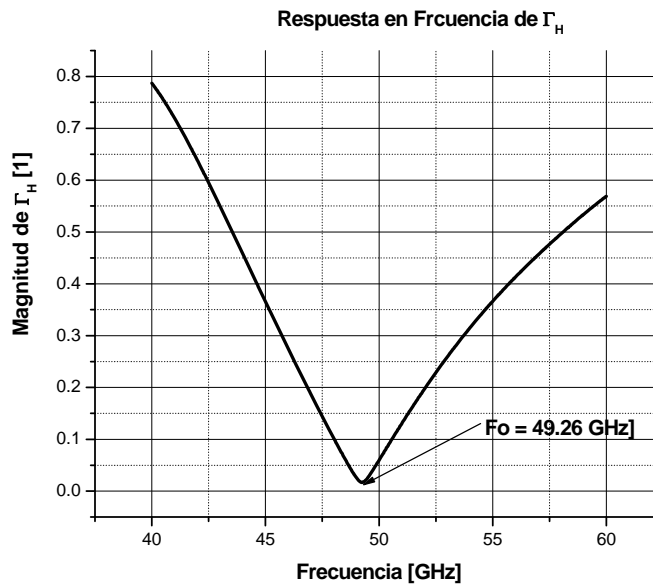


Figura 3-29. Frecuencia de Mínimo para Coeficiente de Reflexión  $\Gamma_H$  para análisis de diafragma con cuatro diodos

Las gráficas anteriores muestran que la colocación de los restantes diodos PIN, produce un ligero aumento en la frecuencia en donde se encuentra el máximo para el coeficiente de reflexión vertical; en tanto que para el caso del coeficiente de reflexión horizontal, produce una disminución de la frecuencia en donde presenta su mínimo respecto a la obtenida durante el análisis previo.

No obstante, la componente vertical continua siendo reflejada por el diafragma de control, en tanto la componente horizontal se sigue transmitiendo más allá del plano definido por el diafragma de control.

### 3.5 Colocación de tapa del desplazador de fase

Una vez que se tiene completado el diafragma de control, el siguiente paso es el tener el desplazador de fase en sí; para ello es necesario colocar una tapa de metal dentro de la guía de onda, a una distancia idónea con la cual se tratará de obtener el desfaseamiento existente entre los coeficientes de reflexión que nos permita cumplir el principio de Fox.

Para determinar el efecto que produce la colocación de este muro de metal sobre las componentes de la onda incidente polarizada circularmente, se hace uso de los análisis previos realizados a la estructura del diafragma de control.

En ellos, se determinó que el diafragma de control produce que la componente vertical de la onda incidente se refleje a partir del plano definido por este elemento, con un desfaseamiento de  $-180^\circ$  o  $-\pi$ .

En tanto que para la componente horizontal, el diafragma de control se comporta como un circuito abierto, permitiendo la transmisión de esta componente más allá del plano definido del diafragma a lo largo de la guía de onda.

En este caso, la pared metálica colocada a una distancia  $\frac{\lambda_g}{4}$ , no presenta interacción alguna con la componente vertical, pero si con la componente horizontal de la onda incidente. Para observar el efecto que presenta el muro de metal sobre la componente horizontal, haremos hace del esquema presentado en la figura 3-30.

De la figura 3-30 se observa que la componente horizontal de la onda incidente se propaga más allá del plano definido por el diafragma de control una distancia  $\frac{\lambda_g}{4}$ , hasta llegar al muro de metal.

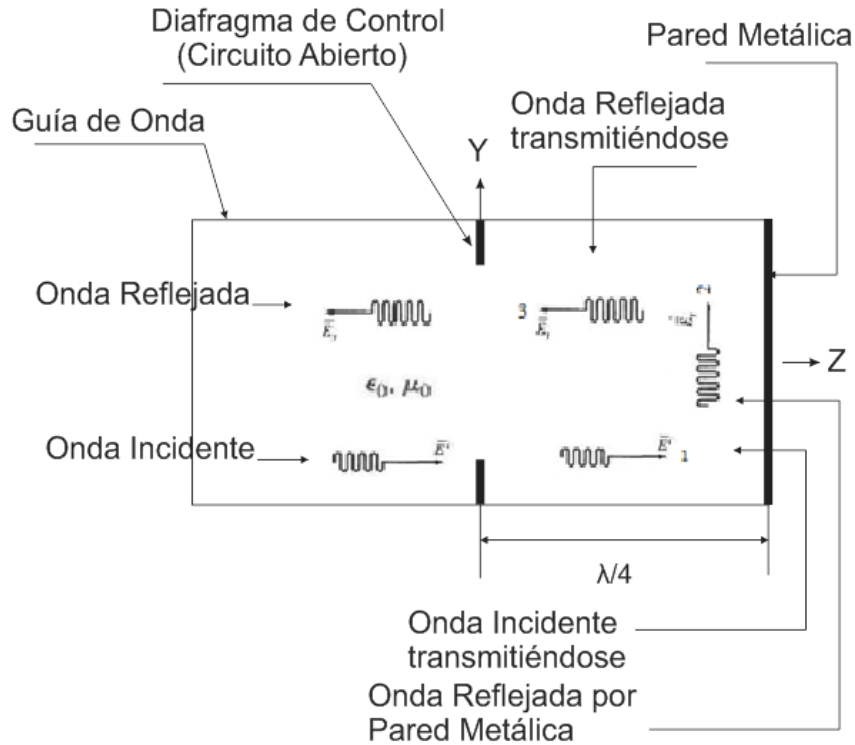


Figura 3-30. Reflexión de Componente Horizontal de Onda Incidente mediante pared metálica

En este caso, dicha componente presenta un desfase de:

$$\phi = -\beta Z \quad (3.23)$$

Donde  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$  y  $Z = \frac{\lambda_g}{4}$ ; por lo tanto el desfase que muestra la onda definida con el índice 1 es de  $\phi = \frac{-\pi}{2}$ . Posteriormente esta onda incide sobre la pared metálica, la cual produce un desfase de  $\phi = -\pi$ . El cual corresponde a la onda reflejada con el índice 2.

Por último, la onda reflejada por la tapa metálica se transmite una distancia  $\frac{\lambda_g}{4}$ , teniendo un desfase de  $\phi = \frac{-\pi}{2}$ . Desfase que muestra la onda con índice 3. Finalmente la onda incidente de la componente horizontal es reflejada con un desfase igual a  $\phi = -\frac{\pi}{2} - \pi - \frac{\pi}{2} = -2\pi$ .

Como se determinó del análisis, la componente vertical incidente es reflejada por el diafragma de control con una fase de  $-\pi$  radianes, mientras que la componente horizontal es reflejada con una fase de  $-2\pi$  radianes; por lo anterior, los coeficientes de reflexión guardan la siguiente relación  $\Gamma_H = -\Gamma_v$ , en donde el signo menos indica un desfase de  $\pi$  radianes.

Con el análisis realizado al efecto que produce la colocación de la tapa de metal sobre las componentes horizontal y vertical de la onda incidente, ahora se procede a la determinación de las pérdidas que presenta el desplazador de fase; para ellos se hace uso de la fórmula para onda controlada.

$$CC = 20 * \log \left[ \frac{\Gamma_H - \Gamma_V}{2} \right] [dB] \quad (3.24)$$

Las pérdidas que presenta el desplazador de fase están en función de la distancia a la cual se encuentre posicionada la tapa de metal. Para encontrar la distancia óptima a través de la cual se obtiene el mayor ancho de banda, se efectuaron una serie de simulaciones, en donde la fórmula para onda controlada fue introducida dentro del software de análisis para poder obtener la gráfica representativa del ancho de banda presente.

El criterio para la selección del ancho de banda, es el proporcionado por el rango de frecuencias cuyas pérdidas se encuentran comprendidas a un valor menor de -0.6 dB. Para la determinación de la primera distancia a la cual será colocada la tapa de metal, se utiliza el siguiente criterio de diseño [1] dado por la siguiente ecuación:

$$d \approx \frac{\lambda_g}{4} \quad (3.25)$$

En este caso  $\lambda_g$  se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (3.26)$$

Para este caso  $\lambda_o$  es la longitud de onda en el vacío, en donde para el caso de la banda “V”, la frecuencia de trabajo ( $f$ ) que se está empleando es de 50 [GHz] y  $f_c$  es igual a 36.77 [GHz]; de estas premisas, el valor que se tiene de la longitud de onda es de 8.85 [mm].

Sustituyendo este valor de longitud de onda dentro de la ecuación (3.25), se obtiene el primer valor que será utilizado para realizar las diferentes simulaciones; en donde el objetivo a seguir, es el obtener aquella distancia a través de la cual se obtenga el mayor ancho de banda, respecto al límite de pérdidas de inserción preestablecido.

$$d \approx \frac{\lambda_g}{4} = \frac{8.85 [mm]}{4} = 2.21 [mm] \quad (3.27)$$

$$d \approx 2.21 [mm] \quad (3.28)$$

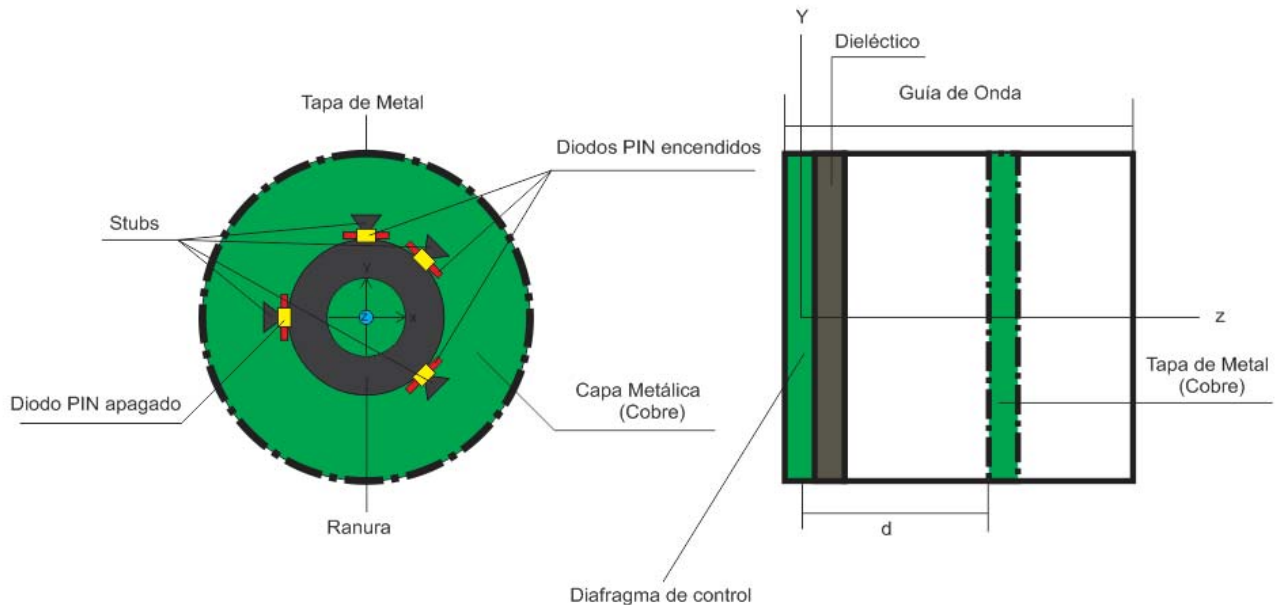
Los resultados obtenidos para cada uno de las simulaciones realizadas se presentan en la tabla 3.8, en donde se muestra el ancho de banda obtenido para cada una de las distancias utilizadas.

Durante algunas simulaciones no fue posible determinar el ancho de banda presente, más adelante se describirá la problemática que se presentó para la determinación del ancho de banda.

**Tabla 3.8. Distancia de placa de metal a diafragma de control**

Datos obtenido para desplazador de fase	
Distancia de colocación de tapa [mm]	Ancho de banda BW [GHz]
1.5	1.1133
1.8	No se puede determinar
2.0	9.7032
2.1	9.7554
2.2	9.7287
2.15	9.7403
2.13	9.7781

En la figura 3-31 se muestra el esquema utilizado para la determinación del circuito a utilizar por el software de análisis; dicho circuito será utilizado para determinar las pérdidas de inserción que presenta el desplazador de fase diseñado. La tapa metálica fue colocada a una distancia de 2.13 [mm] respecto al diafragma de control, valor de distancia a la cual se obtuvo el mayor ancho de banda respecto a las pérdidas de inserción permisibles.



**Figura 3-31. Esquema de análisis para determinación de pérdidas de inserción del Desplazador de Fase**



Los resultados obtenidos utilizando la ecuación para onda controlada se presentan en la figura 3-32. En la figura se observa que existen dos valles, los cuales afectan la determinación del ancho de banda; durante el desarrollo de las simulaciones hubo ocasiones en que alguno de dichos valles se encontraba por debajo del nivel requerido de pérdidas de -0.6 dB, ocasionando con ello la reducción del ancho de banda obtenido o la imposibilidad de poder determinarlo.

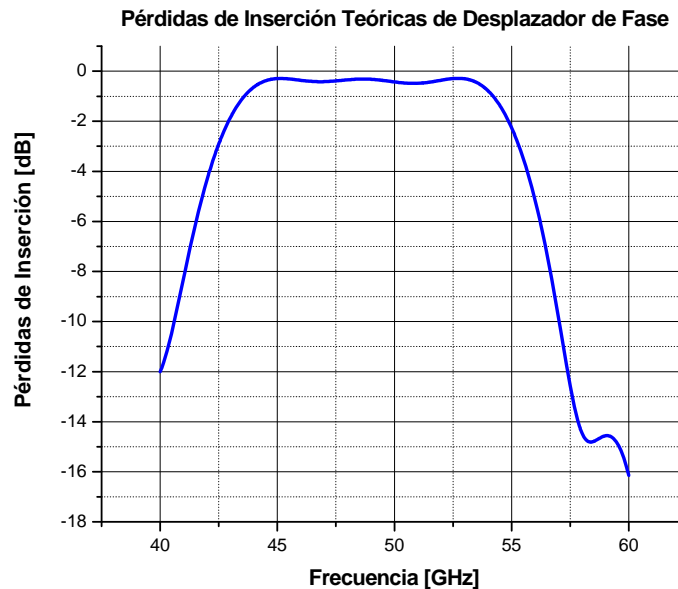


Figura 3-32. Gráfica de Pérdidas de Inserción de Desplazador de Fase

Esta problemática, se presentó durante la determinación del ancho de banda correspondiente a la distancia utilizada durante la segunda simulación. La gráfica obtenida de pérdidas de inserción correspondiente a esta simulación, presentaba un valle cuyo valor de pérdidas era mayor al límite definido; dicho valle dividió la zona de pérdidas de inserción en dos regiones, que cumplían con el requisito de tener pérdidas menores al valor de -0.6 dB definido.

Esto dificultó el poder determinar cuál de ambas regiones era la adecuada para poder obtener el ancho de banda. Por lo anterior, se determinó que no podría ser obtenido el ancho de banda para esta distancia, y se decidió aumentar la distancia a utilizar y verificar el comportamiento que presentaban los valles durante cada una de las simulaciones restantes.

Una vez determinado el ancho de banda para una distancia, se procedió a verificar el resultado obtenido con una mayor exactitud para evitar el problema antes descrito; el objetivo era determinar la diferencia existente entre las pérdidas que presentan cada uno de los valles presentes en la gráfica de onda controlada y el límite permisible de pérdidas de inserción.

Si la diferencia obtenida era al menos de 0.1 dB, se consideraba adecuado el ancho de banda obtenido y las simulaciones eran finalizadas. En la figura 3-33 se presenta el ancho de banda que presenta el desplazador de fase desarrollado.

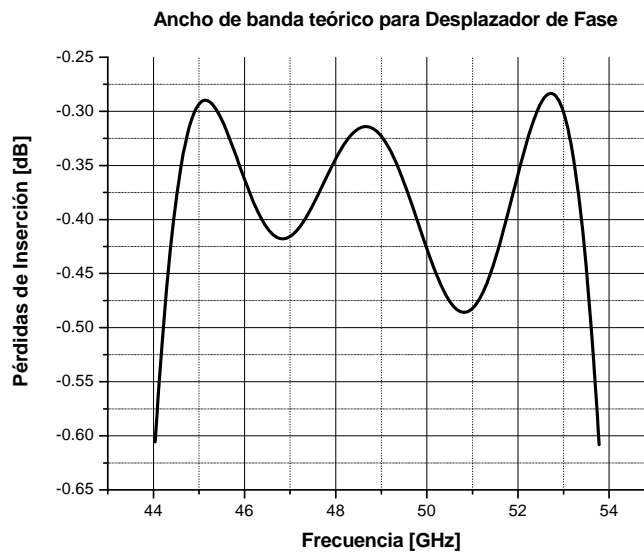


Figura 3-33. Ancho de banda teórico para desplazador de fase

De la gráfica de onda controlada mostrada en la figura 3-32, el ancho de banda que se tiene considerando un límite de pérdidas de inserción a -0.6 dB, es de aproximadamente 9.77 [GHz]; éste valor es casi la quinta parte del valor de la frecuencia de trabajo, el cual es de 50 [GHz].

Una vez determinadas las pérdidas de inserción que presenta el desplazador de fase diseñado, observaremos el efecto que producen los diodos PIN en general para las diferentes componentes de la onda polarizada circularmente. Para ello se utilizará el esquema mostrado en la figura 3-34.

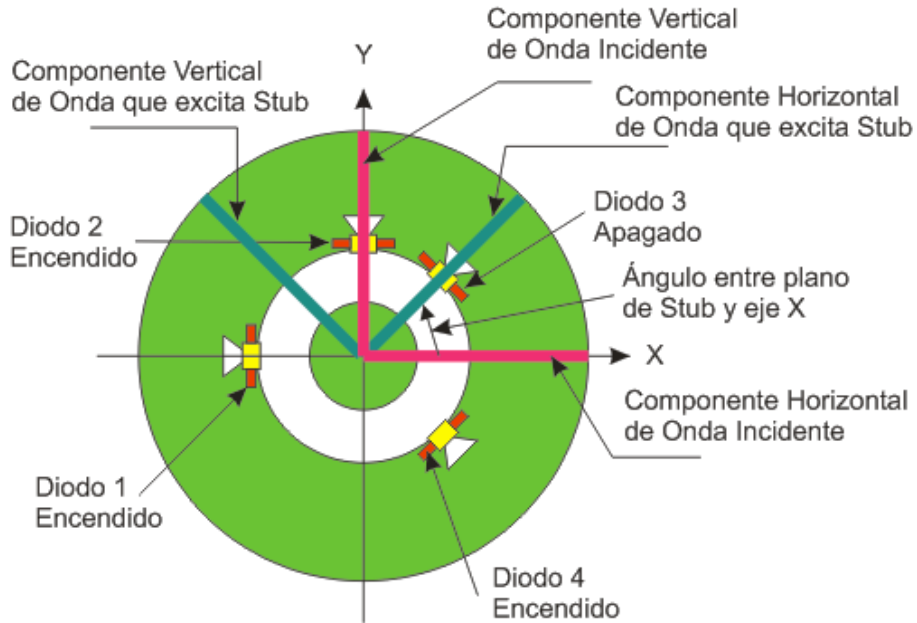


Figura 3-34. Esquema para análisis de desfase en onda reflejada por el diafragma de control

La figura 3-35, muestra un esquema representativo de las diferentes componentes de campo eléctrico, considerando un diodo cualquiera colocado en una posición angular y respecto al eje de referencia x. En este caso, el diodo 3 se encuentra apagado, en tanto que los otros tres diodos se encuentran encendidos.

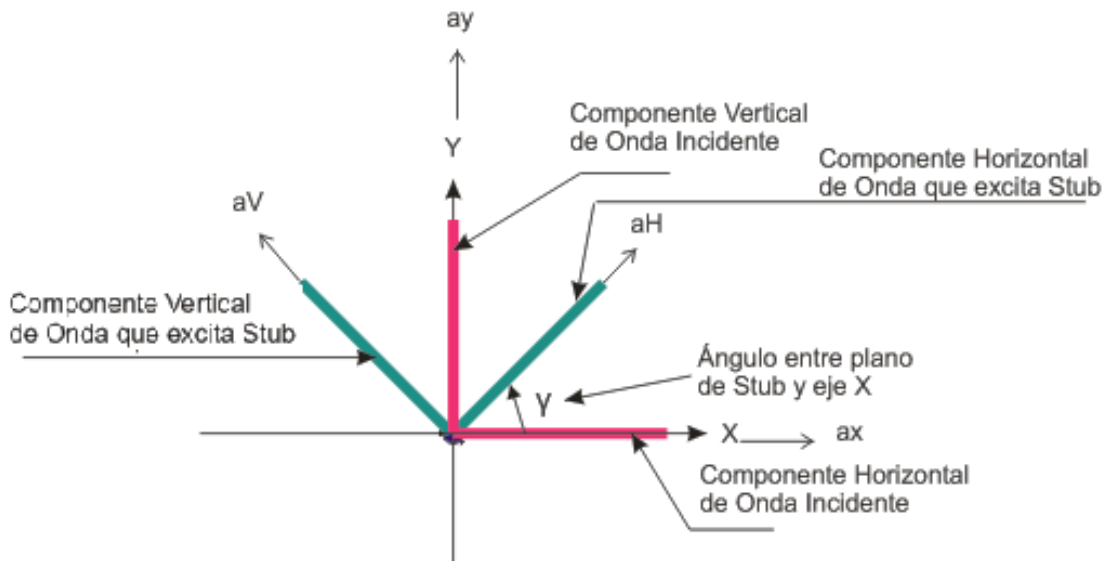


Figura 3-35. Esquema simplificado para análisis de desfase en onda reflejada

Para realizar el análisis consideremos la siguiente onda incidente:

$$E_i = E_o(\cos \omega t \hat{a}_x + \text{sen } \omega t \hat{a}_y) \quad (3.29)$$

Obteniendo la componente escalar de la onda incidente sobre el vector unitario  $\hat{a}_H$  y  $\hat{a}_V$ , obtenemos las componentes escalares de campo para la componente vertical y horizontal para el plano definido por el stub.

$$E_H = E_o(\cos \omega t \cos \gamma + \text{sen } \omega t \text{sen } \gamma) \quad (3.30)$$

$$E_V = E_o(-\cos \omega t \text{sen } \gamma + \text{sen } \omega t \cos \gamma) \quad (3.31)$$

Las ondas incidentes presentadas en (3.30) y (3.31), son reflejadas en el diafragma de control, con su respectivo coeficiente de reflexión; las relaciones existentes entre las ondas incidentes y reflejadas se dan en las expresiones (3.32) y (3.33).

$$E_{HR} = E_o \cos(\omega t - \gamma) = \Gamma_H E_o \cos(\omega t - \gamma) \quad (3.32)$$

$$E_{VR} = E_o \text{sen}(\omega t - \gamma) = -\Gamma_V E_o \text{sen}(\omega t - \gamma) \quad (3.33)$$

Las expresiones anteriores, muestran la relación existente entre las ondas incidentes y reflejadas para el caso de las componentes vertical y horizontal respecto al plano de referencia definido por el stub en análisis. Realizando la proyección vectorial de las componentes de (3.32) y (3.33) respecto a los vectores unitarios  $\hat{a}_x$  y  $\hat{a}_y$ , obtenemos las siguientes relaciones:

$$E_{HR} = E_o(\cos(\omega t - \gamma) \cos \gamma \hat{a}_x + \cos(\omega t - \gamma) \text{sen} \gamma \hat{a}_y) \quad (3.34)$$

$$E_{VR} = E_o(\text{sen}(\omega t - \gamma) \text{sen} \gamma \hat{a}_x - \text{sen}(\omega t - \gamma) \cos \gamma \hat{a}_y) \quad (3.35)$$

Agrupando los términos de (3.34) y (3.35), en función de los vectores unitarios  $\hat{a}_x$  y  $\hat{a}_y$ , obtenemos la onda total reflejada.

$$E_{TR} = E_o[(\cos(\omega t - \gamma) \cos \gamma + \text{sen}(\omega t - \gamma) \text{sen} \gamma) \hat{a}_x + (\cos(\omega t - \gamma) \text{sen} \gamma - \text{sen}(\omega t - \gamma) \cos \gamma) \hat{a}_y] \quad (3.36)$$

Reduciendo los términos presentes en (3.36), obtenemos la ecuación para la onda total reflejada:

$$E_{TR} = E_o(\cos(\omega t - 2\gamma) \hat{a}_x - \text{sen}(\omega t - 2\gamma) \hat{a}_y) \quad (3.37)$$

La ecuación (3.37), muestra que dependiendo de la posición angular  $\gamma$  que presenten los diodos PIN, agregan un desfase de  $2\gamma$  sobre la onda total reflejada.

### 3.6 Diseño de circuito de polarización

Una vez colocados los cuatro diodos PIN dentro del diafragma de control, es necesario diseñar el circuito de polarización para dichos elementos. El circuito de polarización es un filtro para DC el cual deberá cumplir las siguientes restricciones:

1. El valor de impedancia de entrada deberá de tener una magnitud cercana a cero en la frecuencia de trabajo de 50 [GHz].
2. Conservar la continuidad entre la capa metálica del diafragma de control y el material del cual será hecho el circuito de polarización (cobre), evitando la presencia de un circuito corto por la conexión del ánodo y cátodo del diodo PIN a un material conductor, mediante el aislamiento entre dichas piezas a través de cyclotene.

Para lograr cumplir con estas restricciones, el circuito de polarización debe de cumplir con la siguiente desigualdad:

$$L < \frac{\lambda_g}{6} \quad (3.38)$$

En donde  $\lambda_g$  es calculado a través de la siguiente fórmula:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.39)$$

En la ecuación anterior,  $\epsilon_r$ , es la permitividad relativa del cyclotene, material sobre el cual será colocado el circuito de polarización y cuyo valor es de 2.7. Sustituyendo el valor de la longitud de onda en la guía en la desigualdad (3.38), obtenemos el límite para la longitud del circuito de polarización.

$$L < \frac{\lambda_g}{6} = \frac{\lambda_o}{6\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{6 [mm]}{6\sqrt{2.7}} = 0.61 [mm] \quad (3.40)$$

$$L < 0.61 [mm] \quad (3.41)$$

La estructura que deberá presentar el circuito de polarización es de tipo triangular, esto se realiza con la finalidad de que pueda funcionar éste circuito a diferentes longitudes de onda.

Otro punto por el cual se hace uso de esta geometría, es que se puede hacer un mejor uso del espacio disponible del cual se dispone.

La geometría del circuito de polarización desarrollado es similar a la que presenta un triangulo isósceles. La figura 3-36 presenta las características del circuito desarrollado y simulado, indicando las respectivas longitudes que posee.

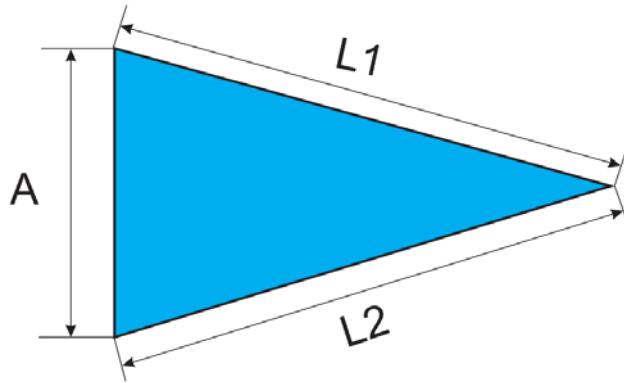


Figura 3-36. Geometría y dimensiones de Filtro de DC

Las dimensiones que fueron utilizadas para la simulación del circuito de polarización se presentan en la tabla 3.9.

Tabla 3.9. Dimensiones para Filtro de DC

Dimensiones del filtro de DC		
L <sub>2</sub> [mm]	L <sub>1</sub> [mm]	A [mm]
0.5482	0.5579	0.3179

En la figura 3-37, se presentan los resultados obtenidos para la simulación efectuada al circuito de polarización; se pone especial énfasis en el valor de reactancia presente a la frecuencia de trabajo de 50 [GHz]. El por qué de esto, es que el valor de reactancia es función de la frecuencia, por lo cual se trata de no modificar la estructura diseñada del diafragma de control.

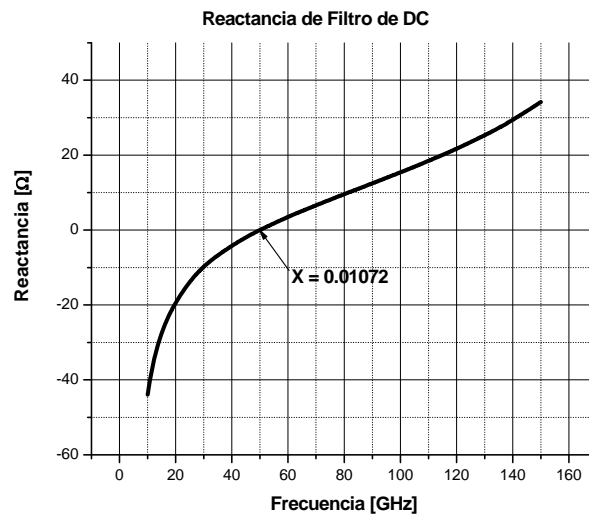


Figura 3-37. Gráfica de Reactancia de Filtro de DC

Una vez determinada las características que permitirán tener una reactancia próxima a cero en la frecuencia de trabajo, se procede a realizar el circuito de conexión de la fuente de alimentación al filtro de DC diseñado. Las líneas de alimentación que serán fabricadas, deberán tener un grosor mayor a 70 [ $\mu\text{m}$ ] para evitar problemas de grabado, además de reducir el riesgo de daño causado por el voltaje que será suministrado.

El circuito de polarización dentro del cual se presentan las líneas de alimentación diseñadas para el filtro de DC se muestra en la figura 3-38. Se muestra una pequeña variación entre el filtro de DC diseñado previamente y el circuito presente en dicha figura; dicha variación es la anexión de una superficie al filtro de DC, la cual tiene la función de servir como soporte para la pata del ánodo del diodo PIN.



Figura 3-38. Filtro de DC con líneas de alimentación

La gráfica 3-39 presenta los resultados obtenidos para el análisis realizado al circuito de polarización descrito en la figura 3-38.

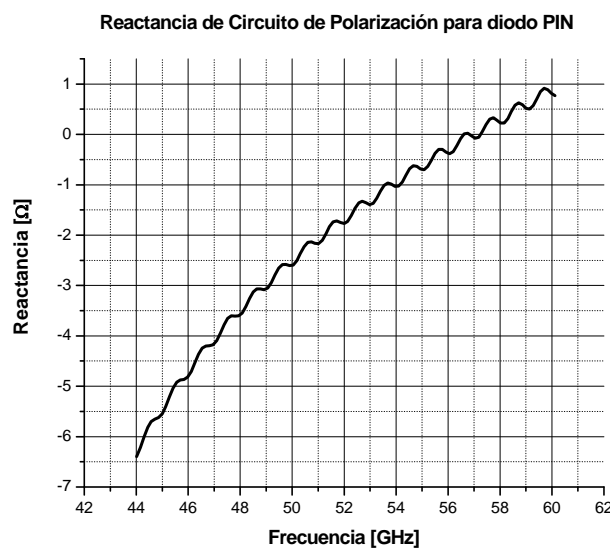


Figura 3-39. Gráfica de reactancia para circuito de polarización de diodo PIN

La figura muestra el efecto que produce sobre el filtro de DC la colocación de las líneas de alimentación, dicho efecto, es el cambio en la frecuencia sobre la cual la magnitud de la reactancia cruza el eje de las abscisas, localizándose a una frecuencia de 56.62 [GHz].

Una vez diseñada la estructura que deberá poseer el diafragma de control del desplazador de fase, así como del circuito de polarización para los diodos PIN y la determinación de la distancia óptima de la tapa de metal para la cual se obtiene el mayor ancho de banda, el siguiente paso es el proceso de fabricación de estos elementos, así como de los diferentes circuitos a utilizar por el desplazador de fase.

## Conclusiones

Del diseño de los diferentes elementos del desplazador de fase, se puede concluir lo siguiente:

1. El resonador de ranura anular impreso sobre substrato dieléctrico con permeabilidad relativa  $\mu_r = 1$  y permitividad relativa  $\epsilon_r = 2.2$ , con radio interno de 0.65 [mm] y radio externo de 1.3 [mm] [Figura 3-7], permite obtener una frecuencia de resonancia de 50 [GHz]. A este valor, el diafragma de control se comporta como un circuito abierto, permitiendo la transmisión de la onda incidente.
2. Al agregar el stub horizontal al diafragma de control [Figura 3-8], se observa la disminución de la frecuencia de resonancia para la componente vertical de la onda incidente, mientras que la frecuencia para la componente horizontal, no cambia.
3. Al conectar el diodo PIN en estado abierto al stub horizontal con dimensiones  $H = 0.26$  [mm],  $h = 0.15$  [mm],  $L$  de 0.5 [mm] y  $l = 0.1$  [mm] [Figura 3-12], se observa que el coeficiente de reflexión para la componente vertical, tiene el máximo en la frecuencia de 50 [GHz]. Para la componente horizontal, la magnitud del coeficiente de reflexión sigue siendo cercano a 0 en 50 [GHz].
4. La colocación de tres diodos PIN en estado cerrado en los stubs vertical e inclinados del diafragma de control junto con el diodo PIN en estado abierto colocado en el stub horizontal [Figura 3-25], no presenta efectos significativos en la reflexión de la componente vertical de la onda incidente, ni en la transmisión de la componente horizontal de la misma onda. Al conmutar los diodos puede ser simulada la rotación mecánica del diafragma.
5. La colocación de la tapa de metal a una distancia de 2.13 [mm] [Figura 3-30] respecto al plano definido por el diafragma de control, permite obtener que la componente horizontal de la onda circular sea reflejada con una fase  $0^\circ$ . Con esto, se cumple el principio de Fox en donde  $\Gamma_H = -\Gamma_v$ , al existir el desfase deseado de  $180^\circ$  entre ambos coeficientes.



6. El Ancho de Banda Teórico del desplazador de Fase considerando un nivel de pérdidas de inserción de 0.6 [dB] es de 9.77 [GHz], este valor corresponde casi a la quinta parte de la frecuencia central de trabajo.
7. El Filtro de DC [Figura 3-36] diseñado de forma triangular con un lado mayor  $L_1 = 0.55$  [mm], un lado menor  $L_2 = 0.54$  [mm] y una base  $A = 0.31$  [mm], presenta una magnitud de reactancia igual a 0.01 [ $\Omega$ ]. Este filtro, puede ser utilizado para diferentes longitudes de onda, debido a la geometría triangular que posee.
8. La impedancia de entrada del circuito de polarización [Figura 3-38] diseñado representa una reactancia de 2.6 [ $\Omega$ ] a la frecuencia central de trabajo de 50 [GHz], localizándose la magnitud de reactancia más alta a una frecuencia de 44.16 [GHz] (comprendida dentro del ancho de banda del desplazador), la cual es de 6.2 [ $\Omega$ ]; sin embargo, esta reactancia no afecta el funcionamiento del diafragma de control en microondas.

## Referencias

- [1] Martynyuk, Alexander E., Martynyuk, Ninel A., khotiaintsev, Sergei N., Vountesmeri, Valeri S., "Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 6, June 1997.
- [2] Pozar, David M., "Microwave Engineering", 3<sup>rd</sup> Ed., USA, 2005, John Wiley & Sons, Inc.
- [3] <http://www.rogerscorp.com/acm/products/10/RT-duroid-5870-5880-5880LZ-High-Frequency-Laminates.aspx>
- [4] Hayt, Jr., William., "Teoría Electromagnética", 5a. Ed., México, 2001, Mc Graw Hill.
- [5] Martynyuk, Alexander E., Martinez-Lopez, Andrea G., Martinez Lopez, José I., "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 12, December 2006.
- [6] "Achieve High Isolation in Series Applications with the Low Capacitance HPND-4005 Beam Lead PIN", Hewlett Packard, Application Note 985

# Capítulo 4

# TECNOLOGÍA DE FABRICACIÓN DEL DESPLAZADOR DE FASE

*“La experiencia del mundo no  
consiste en el número de cosas  
que se han visto, sino en el número  
de cosas sobre las que se ha  
reflexionado con fruto”.*

*Gottfried Wilhelm Leibniz*

Con la determinación de las características que presentará el desplazador de fase, el siguiente paso es la fabricación del diafragma de control para éste dispositivo. La fabricación de éste elemento utilizará una técnica alterna a la utilizada por dispositivos basados en MEMS como lo son los procesos: PolyMUMPS, MetalMUMPS o ISOMUMPS, debido a que los materiales que utilizan dichos procesos no son adecuados para trabajar a frecuencia altas como es el caso de la banda “U”.

Como se menciona durante la explicación del diseño de cada una de las máscaras para los elementos del diafragma de control, la tecnología que se había estado utilizando antes de este trabajo de tesis presentaba una resolución de 70 [ $\mu\text{m}$ ]; tal resolución fue adaptada para poder ser utilizada a una frecuencia de 50 [GHz], esto es consecuencia de la longitud de onda pequeña que se tiene y la cual resulta en el diseño de elementos de pequeñas dimensiones. Con las adecuaciones realizadas la resolución a utilizar será de 50 [ $\mu\text{m}$ ].

El proceso de fabricación consta de cuatro etapas, en cada una de ellas se definirá algún elemento del diafragma de control. Un punto a considerar para la determinación del orden que seguirán las máscaras utilizadas en las diferentes etapas de fabricación, es el tipo de proceso relacionado en la obtención de las diferentes piezas. Es así como se decidió, que la primera máscara a diseñar corresponde a la definición de la capa conductora (cobre) del diafragma de control, seguida por la máscara correspondiente a la definición de las islas de cyclotene, sobre las cuales se colocarán los circuitos de polarización para los diodos PIN.

La tercera máscara utilizada en la etapa subsecuente de fabricación del diafragma de control, corresponde a la realización de la ranura tipo anillo y cada uno de los cuatro stubs, así como la definición de la geometría circular que deberá presentar dicho elemento para ser colocado en la guía de onda del dispositivo de montaje. La última máscara será utilizada para la definición de los circuitos de polarización.

Durante la fabricación de las máscaras, el costo que se presenta para la obtención de una sola pieza es el mismo que el costo asociado para obtener más piezas; por ello se decidió utilizar la mayor área disponible presente en la máscara, con el fin de obtener un número mayor de piezas a utilizar. No obstante, se deben tomar algunas consideraciones en cuanto a la distancia existente entre las diferentes piezas presentes en la máscara.

El objetivo de dejar una distancia adecuada entre piezas, es el permitir una mayor libertad durante el proceso de corte de las diferentes piezas contenidas en cada una de las máscaras fabricadas.

## 4.1 Máscara Uno-Definición de la superficie conductora del diafragma de control

La primera máscara que será diseñada corresponde a la definición de la superficie metálica del diafragma de control. La estructura analizada dentro del capítulo 3, presentaba una geometría de tipo circular, además de poseer una ranura tipo anillo y cuatro stubs con geometría triangular.

El positivo de la máscara diseñada en este caso no presentará tales características, debida a los procesos inmiscuidos en la realización de las máscaras posteriores. Si en primera instancia en la máscara uno se hubiera definido los detalles de la ranura y de los stubs, así como la geometría circular del diafragma de control, se presentaría un problema en la posterior deposición y grabado de cyclotene definido por la máscara dos.

En la máscara uno se definen regiones cuadradas de metal de 6 [mm] por lado, tales regiones se encuentran a su vez dentro de una superficie también cuadrada de 30 [mm] por lado. El grosor que presenta la capa conductora de cobre es de 20 [μm]; la máscara diseñada a utilizar para la definición de estas regiones se muestra en la figura 4-1.

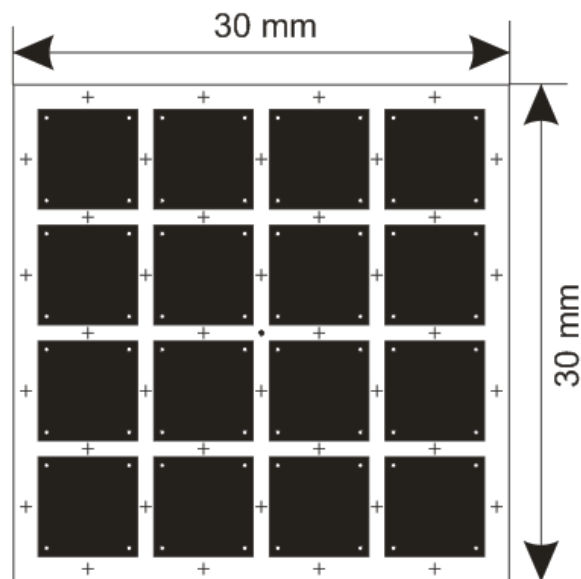


Figura 4-1. Máscara Uno-Definición de superficie conductora

Las marcas en forma de cruz y de forma circular sirven como base para la alineación de las posteriores máscaras a utilizar para fabricar el resto de elementos para el diafragma de control. Para el caso de la máscara uno, las marcas de alineación en forma de cruz presentan un ancho de 90 [μm] y una longitud de 0.72 [mm]; las marcas de alineación en forma circular presentan un diámetro de 0.3 [mm].

Un punto importante que se debe de considerar dentro de la máscara diseñada, es la distancia existente entre el borde de las marcas de alineación y los bordes de las superficies cuadradas; la distancia existente entre tales bordes debe de tener por lo menos una separación de 70 [ $\mu\text{m}$ ]. El objetivo de esta separación, es el evitar la unión entre dos elementos debido a un mal proceso de grabado, lo cual derive en un funcionamiento inadecuado del dispositivo final.

La máscara uno es de tipo positivo, esto indica que las superficies opacas son las que permanecerán una vez realizado el grabado correspondiente; las superficies luminosas corresponden a zonas en donde el cobre será removido durante el grabado.

## **4.2 Máscara Dos-Definición de islas de cyclotene**

Una vez que se han fabricado las superficies metálicas del diafragma de control mediante el uso de la máscara uno, el siguiente paso es el diseño de la máscara para la definición de las islas de cyclotene. Las islas de cyclotene tienen dos propósitos fundamentales:

- 1) Definir la superficie sobre la cual se colocarán los circuitos de polarización para los diodos PIN.
- 2) Servir como aislante entre la superficie metálica del diafragma de control y el circuito de polarización; el objetivo es evitar problemas de circuito corto al momento de suministrar el voltaje para la polarización de los diodos PIN.

Dentro de esta máscara se explica él porque no definir la geometría circular del diafragma de control, así como la ranura tipo anillo y la geometría triangular de los stubs. La deposición del cyclotene se realiza mediante una cámara centrifugadora, esto hace que el circuito gire y la capa de cyclotene se vaya distribuyendo alrededor de la superficie de trabajo.

Si en la máscara uno se hubiera definido la ranura tipo anillo y los stubs, el giro constante que presenta la cámara centrifugadora produciría que el cyclotene que se está depositando sobre las superficies metálicas no uniformes presentará diferentes niveles de grosor. Esto produce dos errores fundamentales durante la fabricación: la fabricación de una superficie que no posee una superficie uniforme y el segundo corresponde a una distancia no adecuada entre los bordes de dos superficies.

Al no tener una superficie plana, no es posible colocar el resto de los elementos definidos para el diafragma de control; debido a esto no se puede concluir con la fabricación adecuada del dispositivo. Además, la resolución de la técnica de fabricación que es de 50 [ $\mu\text{m}$ ], requiere que la distancia existente entre los bordes de dos superficies guarde este espaciamiento o no podrán ser definidas.

Las islas de cyclotene son realizadas mediante una deposición de una capa de 6 [ $\mu\text{m}$ ] de aislante, como se mencionó el objetivo de esta capa es el mantener aisladas la capa metálica del diafragma de control y el circuito de polarización de los diodos PIN. La máscara diseñada a utilizar para la fabricación de las islas de cyclotene se muestra en la figura 4-2.

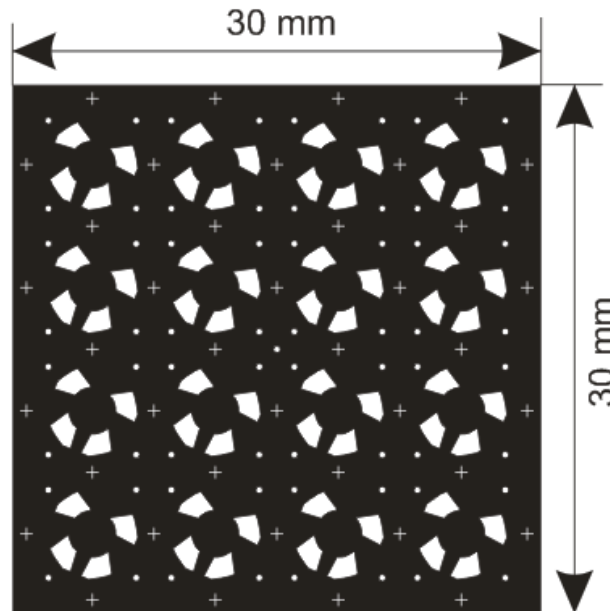


Figura 4-2. Máscara Dos-Definición de islas de cyclotene

A diferencia de la máscara uno que es de tipo positivo, la máscara correspondiente a la definición de las islas de cyclotene es de tipo negativo. Para el caso de ésta máscara, las regiones opacas corresponden a zonas en donde el material presente será removido; las zonas claras son las regiones de cyclotene que permanecerán una vez realizado el grabado y las cuales darán origen a las superficies sobre las cuales serán colocados los circuitos de polarización.

En esta máscara las islas de cyclotene se encuentran por encima de la superficie metálica del diafragma de control, por lo cual es necesario tener elementos que permitan alinear ambas superficies. Al igual que en la máscara uno, dentro de la máscara dos se encuentran marcas de alineación; estas marcas además de ser concéntricas a las definidas en la máscara uno, presentan un mayor grosor que éstas.

Las marcas de alineación circulares poseen un diámetro de 0.4 [ $\text{mm}$ ], en tanto que las marcas de alineación en forma de cruz presentan un ancho de 100 [ $\mu\text{m}$ ] con una longitud de 0.72 [ $\text{mm}$ ]. Estas marcas presentan un mayor ancho a las definidas en la máscara uno, esto se realiza con el fin de tener una base visual sobre la cual se podrá realizar la alineación de las siguientes máscaras.

En la figura 4-3 se muestra la pieza obtenida una vez realizado el grabado mediante el uso de la máscara dos, se observan las islas de cyclotene sobre las cuales serán colocados los circuitos de polarización; d igual forma se pueden observar las marcas que serán utilizadas para poder alinear la máscara tres.

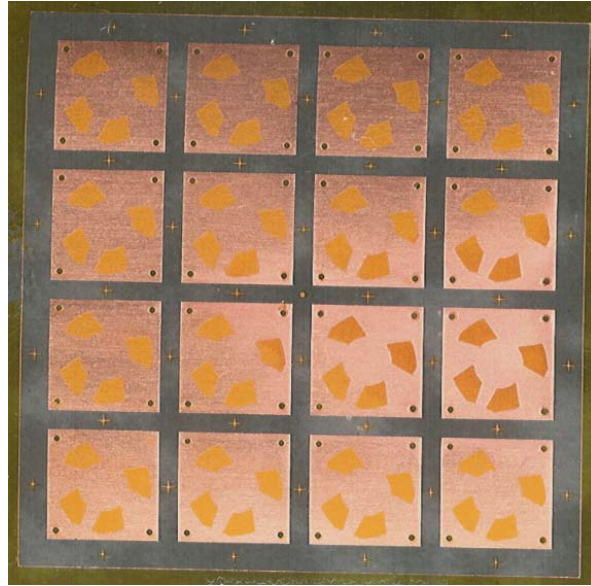


Figura 4-3. Piezas obtenidas con Islas de cyclotene mediante uso de máscara dos

Se observa que cada una de las cuatro islas de cyclotene están presentes en las dieciséis piezas metálicas definidas mediante el uso de la máscara uno en la etapa previa de fabricación. El objetivo de realizar varios elementos para el diafragma de control, es para servir como reemplazo cuando algún elemento que se encuentre usando deje de funcionar adecuadamente; además de esto, el tener varios elementos asegura que al menos uno de ellos podrá ser obtenido de forma adecuada ante posibles problemas de grabado.

### 4.3 Máscara Tres-Definición de anillo ranurado y stubs

La tercera máscara será utilizada en la etapa de fabricación corresponde de la ranura y stubs del diafragma de control del desplazador de fase; dentro de esta máscara se define la geometría circular que presentará dicho elemento. La máscara diseñada para tal propósito se muestra en la figura 4-4.

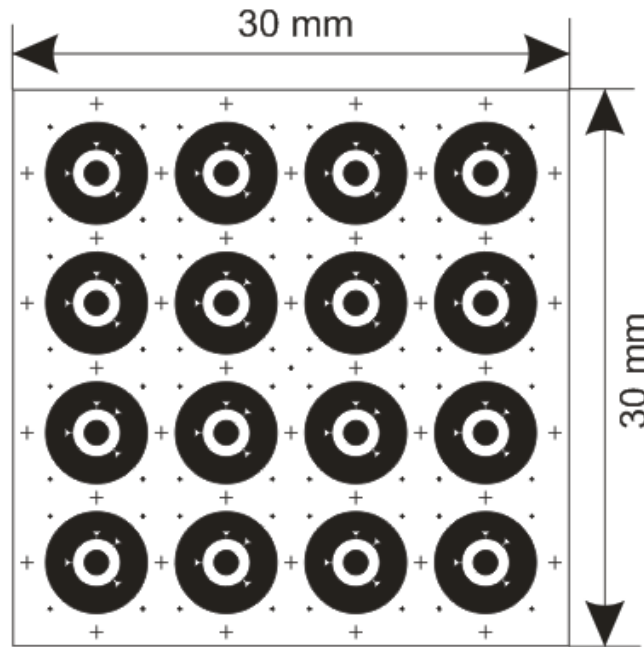


Figura 4-4. Máscara Tres-Definición de anillo ranurado, stubs y geometría circular de diafragma de control

La máscara utilizada para la definición de la geometría y elementos mencionados para el diafragma de control es de tipo positivo, por lo cual las superficies de cobre definidas en la etapa de fabricación inicial mediante la máscara uno, sobre las cuales se coloquen las regiones en color negro de la máscara tres permanecerán una vez realizado el grabado.

La guía de onda a utilizar tiene un diámetro de 4.78 [mm], en tanto que el diámetro que posee la estructura circular en la máscara diseñada es de 5.48 [mm]. Esto se debe a que la estructura será montada en un dispositivo que se diseño para presentar una estructura circular de fijación de 5.48 [mm], en donde descansará el diafragma de control y a su vez dicho dispositivo presenta una guía de onda de 4.78 [mm].

Las marcas de alineación que posee está máscara tienen un ancho menor a las definidas en la máscara uno y dos. Las marcas circulares presentan un diámetro de 0.2 [mm], en tanto que las marcas en forma de cruz tienen un ancho de 80 [μm] y una longitud de 0.72 [mm]. Las marcas de alineación que se encuentran presentes en la máscara tres son concéntricas a las definidas en la máscara uno y máscara dos.

En la figura 4-5 se muestra la pieza obtenida una vez realizado el grabado correspondiente utilizando la definición de regiones de la máscara tres.



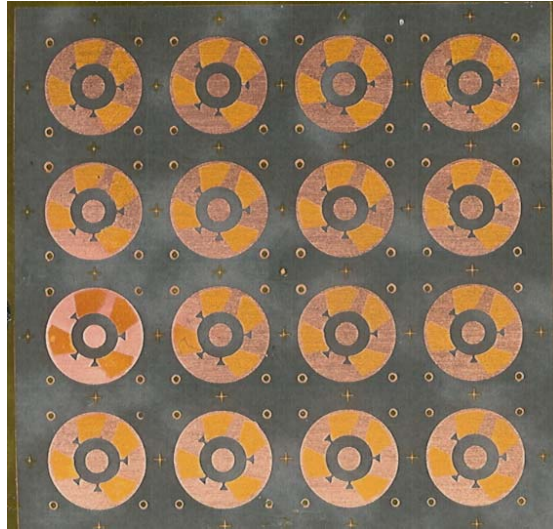


Figura 4-5. Piezas de diafragma de control obtenidas mediante uso de máscara tres

De la imagen se observa la definición de los stubs que estarán presentes en el diafragma de control y sobre los cuales serán colocados cada uno de los diodos PIN; el otro elemento que queda presente es la ranura tipo anillo, la cual permite fijar la frecuencia de resonancia del resonador a un valor de 50 [GHz].

La geometría circular que deberá tener el diafragma de control para poder ser colocado en la guía de onda es obtenida una vez terminado el proceso de fabricación definido por la máscara tres. De la imagen se observa la alineación realizada usando para ello las marcas definidas en las máscaras previas; como el proceso de fabricación de los diferentes elementos es realizado capa por capa, cada una de estas posee diferentes elementos los cuales deberán conservar las distancias y posiciones definidas para ellos.

Para poder garantizar esto, es necesario tener algún elemento que sirva de referencia para poder lograrlo. Este es el objetivo fundamental de las marcas de alineación, por lo cual es necesario definir las marcas para cada una de las máscaras que serán utilizadas. En este caso, se observa que la referencia usada por la máscara tres, son las marcas realizadas en la máscara dos; tales marcas son observadas claramente al poseer un mayor ancho.

#### **4.4 Máscara Cuatro-Definición de circuitos de polarización**

En este punto de fabricación del diafragma de control, a dicho elemento sólo le falta la definición de los circuitos de polarización. A la estructura que se tiene se le hará una deposición de 1 [µm] de cobre, el cual posteriormente será grabado para obtener los circuitos de polarización. La máscara cuatro es de tipo positivo así que al final del grabado quedará únicamente la estructura correspondiente al circuito de polarización.

La figura 4-6 corresponde a la máscara utilizada para realizar los circuitos de polarización para los diodos PIN.

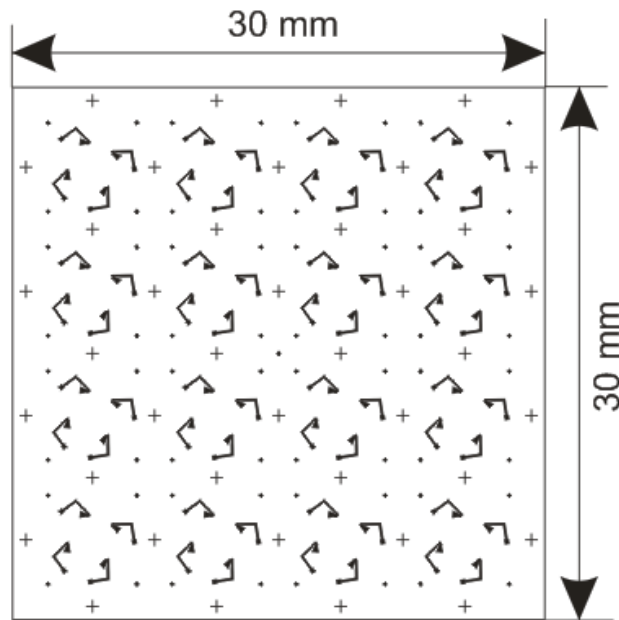


Figura 4-6. Máscara Cuatro-Definición de circuitos de polarización

En este caso, las marcas de alineación presentan las mismas características de ancho y longitud a las definidas en la máscara previa; es decir, las marcas circulares presentan un diámetro de 0.2 [mm], en tanto que las marcas en forma de cruz tienen un ancho de 80 [ $\mu\text{m}$ ] y una longitud de 0.72 [mm].

Los circuitos de polarización se encuentran situados a una distancia angular de múltiplos de  $45^\circ$  entre ellos. Es así que el primer circuito de polarización está situado en una posición angular de  $180^\circ$ , seguido por el circuito de polarización con una posición angular de  $90^\circ$ . La distancia angular existente entre ambos circuitos de polarización es de  $90^\circ$ , el cual es un múltiplo de  $45^\circ$ .

El tercer circuito se encuentra en una posición angular de  $45^\circ$ , guardando respecto a los dos circuitos anteriores una diferencia angular de  $45^\circ$  respecto al segundo circuito de polarización y de  $135^\circ$  respecto al primer circuito de polarización. Finalmente el último circuito de polarización presenta una posición angular de  $315^\circ$ , y una diferencia angular de  $90^\circ$  respecto al tercer circuito de polarización, así como una diferencia angular de  $135^\circ$  respecto al primer y segundo circuito de polarización.

En la figura 4-7 se presenta la pieza obtenida una vez realizado el grabado correspondiente mediante la utilización de la cuarta máscara; en la figura se observa los circuitos de polarización para cada uno de los diodos PIN, los cuales se encuentran

colocados sobre las islas de cyclotene. La observación más detallada de esta pieza confirma que la separación existente entre los diferentes elementos del diafragma es 50  $\mu\text{m}$ ], esto concuerda con la primicia tomada durante el desarrollo de los diferentes elementos que forman parte del diafragma de control.

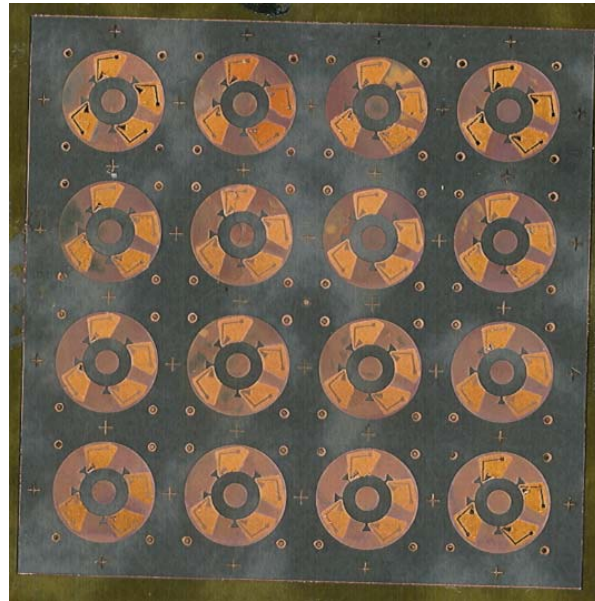


Figura 4-7. Circuitos de Polarización colocados en diafragma de control

A la pieza mostrada en la figura 4-7, sólo le hace falta la colocación de los diodos PIN para tener el diafragma de control completo. Se observan diferentes elementos que no presentan las características con las cuales fueron diseñados. La figura corresponde a la primera placa que fue sometida al proceso de fabricación del diafragma de control considerando una resolución de 50  $\mu\text{m}$ ].

En la figura 4-8, se muestra un esquema de la estructura final que presentará el diafragma de control una vez colocados los diodos PIN, así como la fotografía del diafragma de control total que fue obtenido. Dentro del esquema, los elementos en color amarillo y naranja corresponden al diodo PIN, siendo las partes en color naranja las patas del diodo las cuales permitirán su polarización.

El circuito de polarización para los diodos PIN se muestra en color azul cielo, mientras que las islas de cyclotene se presentan en color azul rey. La capa metálica del diafragma de control es aquella que presenta un color verde limón, finalmente la ranura y stubs son representadas en color negro.

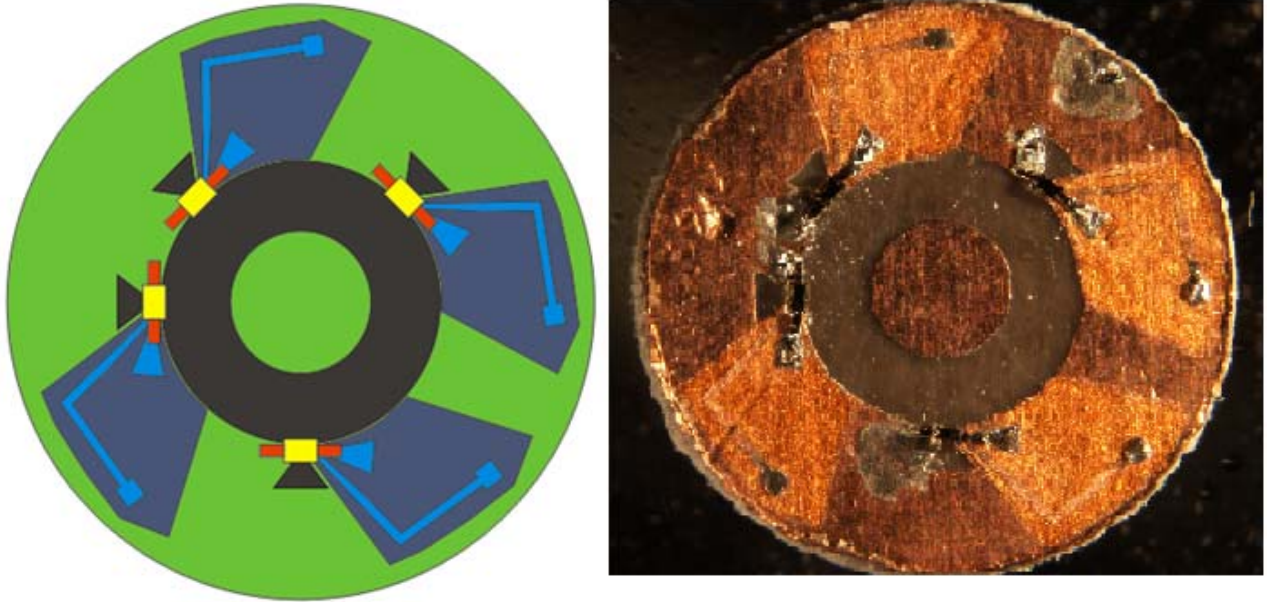


Figura 4-8. Esquema de Estructura y Circuito Final del Diafragma de Control

## 4.5 Circuito de Calibración

Con el diseño y fabricación del diafragma de control para el desplazador de fase, el siguiente paso es el de realizar las mediciones correspondientes del dispositivo desarrollado. Antes de efectuar cualquier medición al desplazador de fase, es necesaria la verificación del sistema del equipo de medición, el cual consta de tres partes principales [1]:

1. Analizador de redes.
2. Kit de calibración.
3. Examen del Cable del Puerto.

El objetivo de la comprobación del sistema, es la de verificar el estado que presenta éste, así como los límites de la incertidumbre de los errores corregidos para las medidas del analizador de redes. La finalidad es que los datos obtenidos del dispositivo de medición se encuentren dentro de los límites de incertidumbre en todo el rango de frecuencias.

Uno de los aspectos fundamentales en todo sistema de medición, es la determinación del rango de frecuencias sobre los cuales el dispositivo, cuyos parámetros serán medidos, opera. Este rango de frecuencias está determinado por las frecuencias de corte de los modos TE y TM presentes en la guía de onda que se esté utilizando.

Para obtener las frecuencias de corte de cada uno de los modos TE y TM presentes en la guía de onda, haremos uso de las siguientes ecuaciones [2]:

$$f_{CTnm} = \frac{P'_{nm} * c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1)$$

$$f_{CTnm} = \frac{P_{nm} * c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

En las fórmulas anteriores, la variable “a” corresponde al radio de la guía de onda, “c” es la velocidad de la luz y  $\epsilon_r$  la permitividad relativa. En la fórmula (4.1),  $P'_{nm}$  son las raíces de  $J'_n(x)$  para el caso del modo TE; mientras que en la fórmula (4.2),  $P_{nm}$  son las raíces de  $P_n(k_c \rho)$  para el caso TM.

En la tabla 4.1 se dan los valores de las variables utilizadas para el cálculo de las diferentes frecuencias de corte de cada uno de los modos en estudio presentes en la guía de onda.

**Tabla 4.1. Magnitud de Variables para obtención de frecuencias de corte**

Variable	a	c	$\epsilon_r$
Valor	$2.39 \times 10^{-3}$ [m]	$3 \times 10^8$ [m/s]	1

El primer caso es la determinación de la frecuencia de corte del modo TE<sub>11</sub>, para ello se utiliza la ecuación (4.1) con  $P'_{11} = 1.841$  [2]; sustituyendo este valor y el correspondiente al de las demás variables dentro de (4.1), obtenemos la frecuencia de corte para este modo.

$$f_{CTE11} = \frac{1.841 * 3 \times 10^8 \left[ \frac{m}{s} \right]}{2\pi * 2.39 \times 10^{-3} [m]} = 36.77 [GHz] \quad (4.3)$$

Una vez determinada la frecuencia de corte del modo TE<sub>11</sub>, se procede a obtener la siguiente frecuencia de corte correspondiente, la cual corresponde al modo TM<sub>01</sub>; para ello se utilizará la ecuación (4.2) con  $P_{01} = 2.405$  [2].

$$f_{CTM01} = \frac{2.405 * 3 \times 10^8 \left[ \frac{m}{s} \right]}{2\pi * 2.39 \times 10^{-3} [m]} = 48.05 [GHz] \quad (4.4)$$

Finalmente se calculará la frecuencia de corte para el modo TE<sub>21</sub>, con un valor de  $P'_{21} = 3.054$  [2]. Con base en los valores mencionados se encuentra que la frecuencia de corte evaluando la expresión (4.1) para el modo TE<sub>21</sub> es:

$$f_{CTE21} = \frac{3.054 * 3 \times 10^8 \left[ \frac{m}{s} \right]}{2\pi * 2.39 \times 10^{-3} [m]} = 61 [GHz] \quad (4.5)$$

Las frecuencias de corte que se han encontrado para cada uno de los modos TE y TM presentes en la guía de onda se muestran en la tabla 4.2. Estas frecuencias sirven como base para la determinación del rango de frecuencias de trabajo, para la medición de los parámetros del desplazador de fase desarrollado.

**Tabla 4.2. Frecuencias de corte para modos presentes en guía de onda**

Modo de Propagación	TE <sub>11</sub>	TM <sub>01</sub>	TE <sub>21</sub>
Frecuencia de Corte [GHz]	36.77	48.05	61

Para evitar pérdidas de atenuación en la propagación del modo principal (TE<sub>11</sub>) de la guía de onda circular, consecuencia de la pérdida de potencia para producir los modos TM<sub>01</sub> y TE<sub>21</sub>, es necesario que la frecuencia máxima de trabajo que se utilice sea menor a la frecuencia de corte del modo TE<sub>21</sub>.

Para la determinación del valor de frecuencia máxima, no se considera la frecuencia de corte del modo TM<sub>01</sub> debido a la simetría axial que presenta la estructura; esta simetría axial produce que el modo TE<sub>11</sub> no pueda excitar al modo TM<sub>01</sub>, caso contrario se presenta en el modo TE<sub>21</sub>, en donde dicho modo si es excitado por el modo TE<sub>11</sub>. Debido a esto, es que la frecuencia de corte del modo TM<sub>01</sub> no es considerada para la determinación del valor de frecuencia máxima.

Para el caso de diseño, la frecuencia central de trabajo se encuentra a 50 [GHz], por lo que considerando el límite dado por la frecuencia de corte del modo TE<sub>21</sub>, se decidió que la frecuencia máxima y mínima de trabajo, guarden una simetría respecto al valor de la frecuencia central.

Por ello, las frecuencias a utilizar para el diseño de los circuitos serán: para el caso de la frecuencia máxima 59 [GHz] y para el caso de la frecuencia mínima de 41 [GHz]; el valor que se decidió utilizar para la frecuencia máxima es menor al valor de frecuencia de corte del modo TE<sub>21</sub>, con esto aseguramos la transmisión del modo principal sin aumentar las pérdidas de atenuación.

Una vez determinada las frecuencias mínima y máxima de trabajo, el siguiente paso dentro de la verificación de nuestro sistema de medición, es la determinación del “kit de calibración” a utilizar. Existen diferentes “kits de calibración” comerciales que pueden ser adquiridos de la compañía que fabricó el analizador de redes ó bien, es posible que el usuario pueda diseñar su propio kit de calibración en caso de que los kits que posea el fabricante no se adecuen a los requerimientos que se necesitan.

El kit de calibración contiene una serie de circuitos de “estándares conocidos” a través de los cuales se logra que los datos obtenidos después de haberse realizado la calibración se encuentren dentro de los límites de incertidumbre aceptable. El kit comercial permite realizar diferentes pruebas de calibración, generalmente todas estas pruebas son referidas al uso de cable coaxial.

No obstante, las tres pruebas más recurrentes para realizar la calibración son: prueba de circuito corto, prueba de circuito abierto y prueba de carga acoplada. Como se ha mencionado anteriormente, la realización de dichas pruebas es con la finalidad de asegurar que una vez que se ha efectuado la calibración del equipo, los datos se encuentren dentro de los límites de incertidumbre.

Para efectuar la calibración de nuestro equipo de medición se presentan un problema fundamental para la utilización de un kit de calibración comercial; el problema radica en que el dispositivo diseñado está basado en una guía de onda circular, razón por la cual la prueba de circuito abierto no es posible de realizar.

Esta dificultad en la utilización de kits de calibración comerciales conlleva a que sea necesario el fabricar un kit propio; para poder determinar que kit de calibración que puede ser utilizada, se debe de considerar que : 1) se está trabajando con una guía de onda circular, 2) el kit de calibración puede contener las prueba de circuito corto y de carga acoplada y 3) los circuitos a utilizar puedan trabajar en frecuencias altas, buscando en todo momento el cumplimiento en los límites de incertidumbre aceptables para la corrección de errores.

La prueba de “offset short” cumple con las cada uno de los criterios antes mencionados; esta prueba es utilizada en la medición de los parámetros de dispositivos basados en guías de onda circular, la cual consiste en una serie de circuitos cortos, en donde las características dimensionales que poseen cada uno de éstos circuitos pueden ser determinados en base a las frecuencias de corte de los modos TE y TM presentes en la guía.

La prueba de “offset short” utiliza como “estándares conocidos” una serie de circuitos cortos, éstos circuitos presentan una cierta longitud ( $l$ ) u “offset”; ésta longitud u “offset” es determinado mediante la utilización de las frecuencias de corte de los modos TE y TM presentes en la guía de onda. En la figura 4-9, se muestra el esquema equivalente para la prueba de “offset short”.

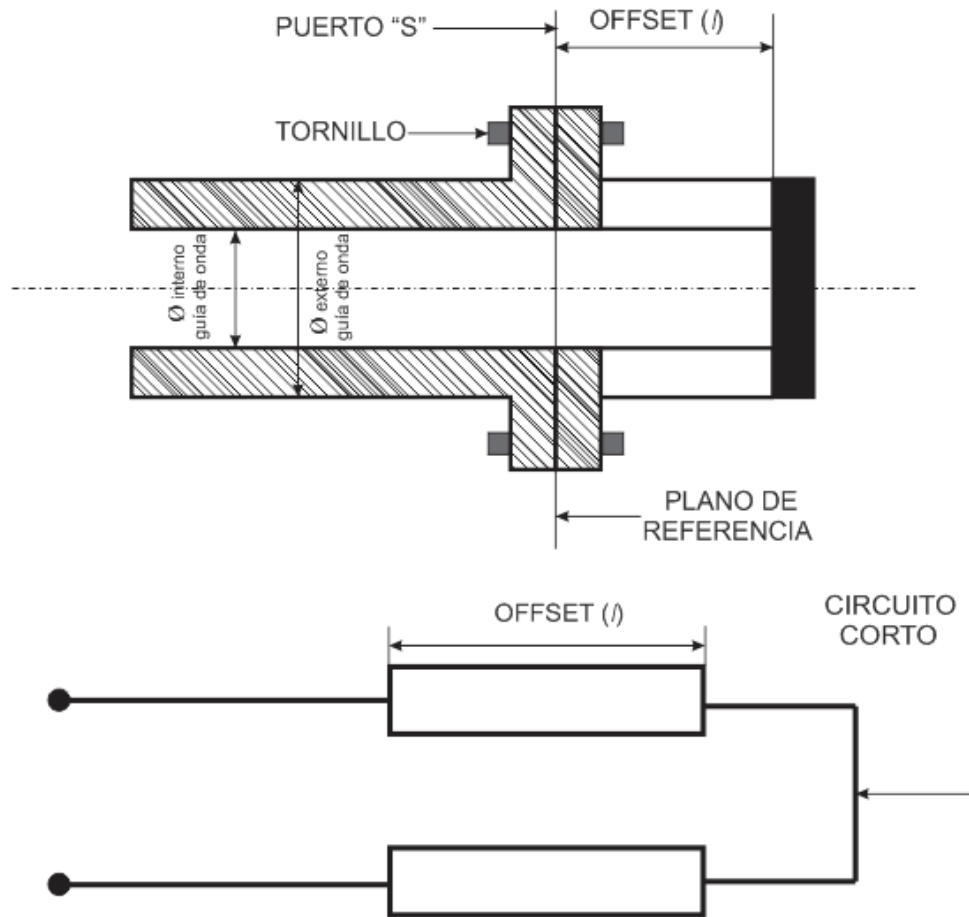


Figura 4-9. Esquema equivalente para prueba de "offset short"

En el caso de esta tesis, se diseñarán tres circuitos cortos para efectuar la prueba de "offset short"; para aumentar la confiabilidad de la calibración del equipo de medición, se realizarán una serie de pruebas adicionales en las cuales los circuitos de la prueba de "offset short" serán utilizados en diferentes combinaciones entre ellos.

Para la determinación del "offset" que deberán tener cada uno de los circuitos cortos a utilizar, haremos uso de la frecuencia de corte  $f_{CTE11}$ ,  $f_{CTM01}$  y  $f_{CTE21}$  para los modos TEM previamente encontradas que están presentes en la guía de onda con un radio "a" de 2.39 [mm], así como de la frecuencia mínima y máxima de trabajo.

Para comenzar con la determinación de las características dimensionales de los circuitos de calibración, el primer paso es la determinación de las frecuencias máxima y mínima de trabajo, la cuales ya se han determinado previamente. El siguiente pasó para la determinación de las características dimensionales de los circuitos cortos de la prueba de "offset short", es el encontrar la longitud de onda en la guía de onda con base en la siguiente fórmula:



$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (4.6)$$

Donde  $\lambda_o$  será calculada de la siguiente forma:

$$\lambda_o = \frac{c}{f} \quad (4.7)$$

De las ecuaciones anteriores,  $f_c$  es la correspondiente frecuencia de corte calculada para cada uno de los modos de propagación y  $f$  corresponde a la frecuencia máxima, mínima o central de trabajo de acuerdo a cuál de ellas se esté utilizando.

El “offset” que posee el primer circuito de calibración es de 0 [mm], los correspondientes “offsets” que tendrán los dos restantes circuitos será obtenido mediante el uso de la frecuencia máxima  $f_{max} = 59$  [GHz], considerando para ello una frecuencia de corte  $f_c = 36.77$  [GHz]. Sustituyendo los valores correspondientes dentro las ecuaciones (4.6) y (4.7) respectivamente, se obtienen los siguientes resultados:

$$\lambda_o = \frac{3 \times 10^8 \frac{[m]}{[s]}}{59 [GHz]} = 5.08 [mm] \quad (4.8)$$

$$\lambda_g = \frac{5.08 [mm]}{\sqrt{1 - \left(\frac{36.77 [GHz]}{59 [GHz]}\right)^2}} = 6.49 [mm] \quad (4.9)$$

El valor encontrado mediante la fórmula de longitud de onda para la guía, será utilizado para poder determinar el “offset” de referencia que tendrán los restantes dos circuitos a utilizar para realizar la calibración del equipo. Para la determinación de estos “offsets” de referencia, se debe de tener en cuenta que es necesario minimizar los efectos producidos por los errores aleatorios, como lo son los causados por la no repetibilidad perfecta del conector.

Para ello se considera las reglas de diseño que son utilizadas cuando se analizan líneas con pérdidas como en el caso de calibración TRL; éste criterio establece un límite práctico para la diferencia de fase de un par de líneas [3], el cual es presentado a continuación:

$$20^\circ < \theta < 160^\circ \quad (4.10)$$

Cuando la diferencia de fase que presentan las líneas es de  $0^\circ$  ó  $180^\circ$ , se obtiene el peor de los casos en cuanto al error obtenido, disminuyendo éste conforme la diferencia de fase comienza a estar dentro del intervalo antes definido. Para el caso analizado, el “offset” ( $l$ ) de 6.49 [mm] corresponde a una diferencia de fase de  $360^\circ$  en la frecuencia máxima de 59 [GHz].

Para la determinación del “offset” que presentarán el resto de los circuitos, se tomarán los extremos definidos en la desigualdad (4.10). Como la frecuencia de corte del modo TE<sub>21</sub> es mayor a la frecuencia máxima que se está utilizando, no existe problema alguno en la utilización de los extremos presentes en la desigualdad dada por (4.10).

Para el caso del extremo inferior de la desigualdad, el valor de “offset” que sería necesario para cumplir con una diferencia de fase de 20° es demasiado pequeño, por lo cual se decide escoger un “offset” mayor y cuyo diferencia de fase este comprendida dentro de los valores establecidos en (4.10).

Los valores de “offset” y diferencia de fase obtenidos mediante la utilización de la frecuencia máxima se presentan en la Tabla 4.3.

**Tabla 4.3. Valores de “offset” y diferencia de fase obtenido en base a frecuencia máxima.**

Diferencia de Fase (°)	360	150	90
<i>l</i> [mm]	6.49	2.7	1.6

Los dos últimos valores de “offset” presentes en la Tabla 4.3, serán utilizados como referencia para la determinación de la diferencia de fase que se tiene una vez obtenida la respectiva longitud de onda de la guía de onda, para el caso de frecuencia mínima y central. El objetivo será verificar que los valores de la diferencia de fase para los “offsets” obtenidos mediante la utilización de estas frecuencias sigan cumpliendo con la desigualdad definida en (4.10).

La primer verificación de los “offsets” tomados como referencia se realizará con base a la frecuencia mínima  $f = 41$  [GHz]. Sustituyendo los valores correspondientes en las ecuaciones (4.6) y (4.7) se encuentra que:

$$\lambda_o = \frac{3 \times 10^8 \left[ \frac{m}{s} \right]}{41 \text{ [GHz]}} = 7.32 \text{ [mm]} \quad (4.11)$$

$$\lambda_g = \frac{7.32 \text{ [mm]}}{\sqrt{1 - \left( \frac{36.77 \text{ [GHz]}}{41 \text{ [GHz]}} \right)^2}} = 16.55 \text{ [mm]} \quad (4.12)$$

Este valor es más grande al obtenido como valor de referencia con base en la frecuencia máxima; por lo anterior se determinará con base en los valores de referencia obtenidos si la diferencia de fase que se obtiene para el caso en estudio cumple la desigualdad definida por (4.10). Como fue realizado para el caso de frecuencia máxima, el “offset” obtenido

mediante la fórmula de longitud de onda de la guía, corresponderá a una diferencia de fase de 360°.

Con base en esto, se determinará la diferencia de fase correspondiente para los “offsets” tomados de referencia en el caso anterior. En la Tabla 4.4 se muestran los resultados obtenidos mediante las consideraciones realizadas.

**Tabla 4.4. Valores de diferencia de fase y “offset” obtenidos para el caso de análisis con frecuencia mínima**

$l$ [mm]	16.55	2.7	1.6
Diferencia de Fase (°)	360	59	35

La Tabla 4.4 muestra que la diferencia de fase obtenida para los “offsets” de referencia utilizando la frecuencia mínima se encuentran dentro de la región definida por (4.10). Se encuentra que el “offset” de referencia de 1.6 [mm] presenta una diferencia de fase cercana al límite inferior definido en (4.10).

Como se mencionó durante la obtención de los “offsets” utilizando la frecuencia máxima, el “offset” encontrado mediante la utilización del límite inferior dado por (4.10) era muy pequeño; si se hubiera utilizado tal valor, el valor correspondiente de la diferencia de fase para dicho “offset” de circuito utilizando la frecuencia mínima estaría fuera de la región permitida por (4.10), teniéndose que encontrar un nuevo valor de “offset” que cumpliera con el intervalo de diferencia de fase.

Finalmente se verificará de nueva cuenta los valores de “offsets” obtenidos, pero en este caso será utilizada la frecuencia central de trabajo  $f = 50$  [GHz]. Sustituyendo los valores correspondientes dentro de (4.6) y (4.7) se obtienen los siguientes resultados:

$$\lambda_o = \frac{3 \times 10^8 \frac{[m]}{[s]}}{50 [GHz]} = 6 [mm] \quad (4.13)$$

$$\lambda_g = \frac{6 [mm]}{\sqrt{1 - \left(\frac{36.77 [GHz]}{50 [GHz]}\right)^2}} = 8.85 [mm] \quad (4.14)$$

Como aconteció para el caso del “offset” correspondiente a la utilización de la frecuencia mínima, el valor de “offset” obtenido es mayor en comparación al valor obtenido mediante el uso de la frecuencia máxima. Como se realizó en el paso previo, se utilizarán los valores de referencia de “offset” y se verificará si la diferencia angular de estos, cumplen por la desigualdad definida por (4.10). Los valores encontrados en este caso se presentan en la Tabla 4.5.

**Tabla 4.5. Valores de diferencia de fase y “offset” obtenidas**

**para el caso de análisis con frecuencia central**

<b><math>l</math> [mm]</b>	<b>8.85</b>	<b>2.7</b>	<b>1.6</b>
<b>Diferencia de Fase (°)</b>	<b>360</b>	<b>110</b>	<b>65</b>

Los valores que se presentan la Tabla 4.5, utilizando como base los “offsets” de referencia dados por la frecuencia máxima, indican que en el caso de análisis mediante la frecuencia central de trabajo, éstos “offsets” presentan diferencias angulares que cumplen con la desigualdad establecida en (4.10).

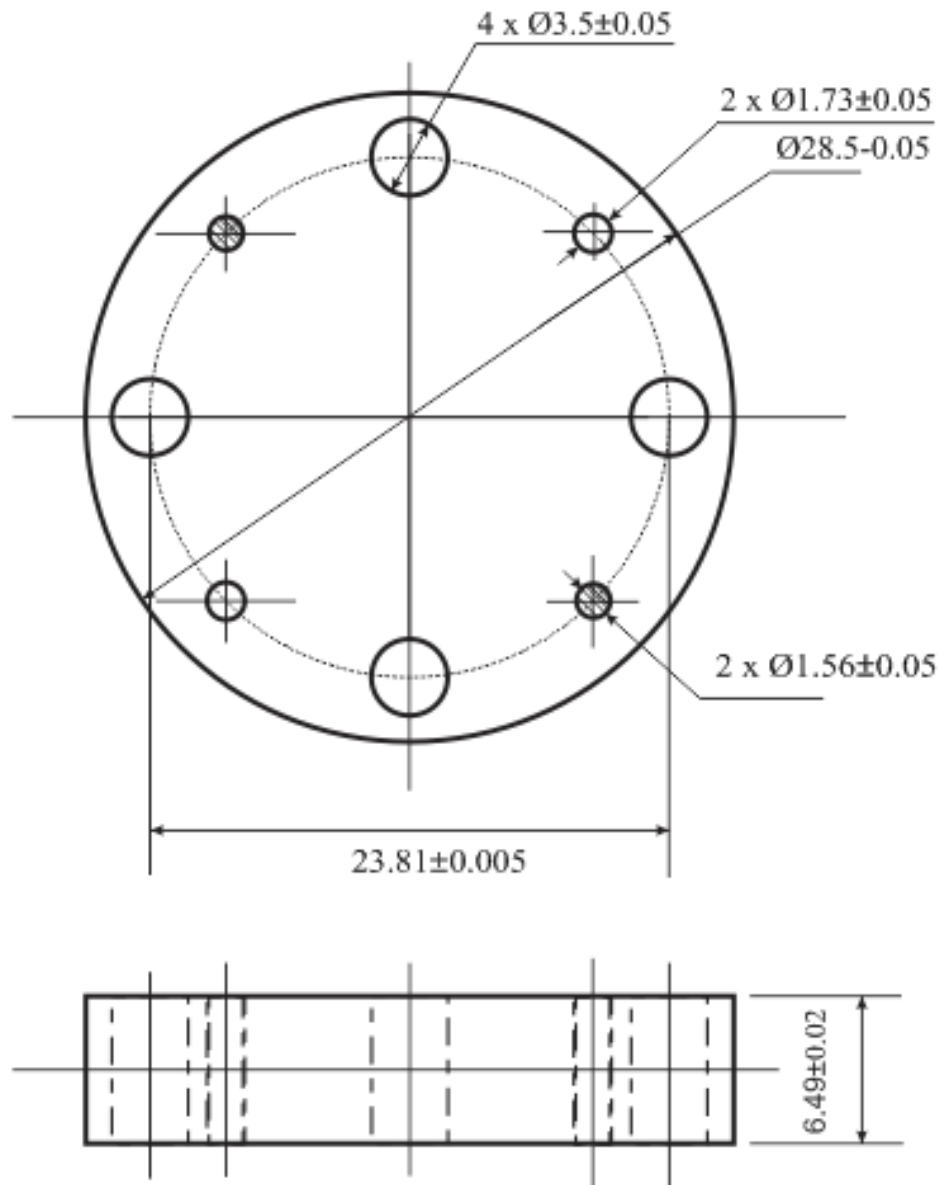
En la Tabla 4.6 se muestran los valores de “offsets” que serán utilizados para el diseño de los circuitos en corto, los cuales serán utilizados para realizar la calibración del equipo medición y que han sido previamente verificados mediante la utilización de tres diferentes frecuencias.

**Tabla 4.6. Valores de “offset” para diseño de circuitos de calibración**

<b><math>l</math> [mm]</b>	<b>Diferencia de Fase (°)</b>
<b>0</b>	<b>0</b>
<b>2.7</b>	<b>150</b>
<b>1.6</b>	<b>90</b>

Los diagramas que serán utilizados para realizar la fabricación de cada uno de los circuitos de calibración obtenidos se presentan en las siguientes figuras. La figura 4.10 corresponde al primer circuito de calibración para la prueba de “offset short”.

Se observa que esta pieza posee dos pernos, dichos permitirán fijar esta pieza a la guía de onda al momento de realizar la calibración correspondiente para el kit de calibración basado en circuitos cortos. Para evitar posibles despolarizaciones por la falta de buen acoplamiento se dejan una serie de orificios a través de los cuales pueden ser colocados tornillos para asegurar un mayor empalme y estabilidad de la pieza.



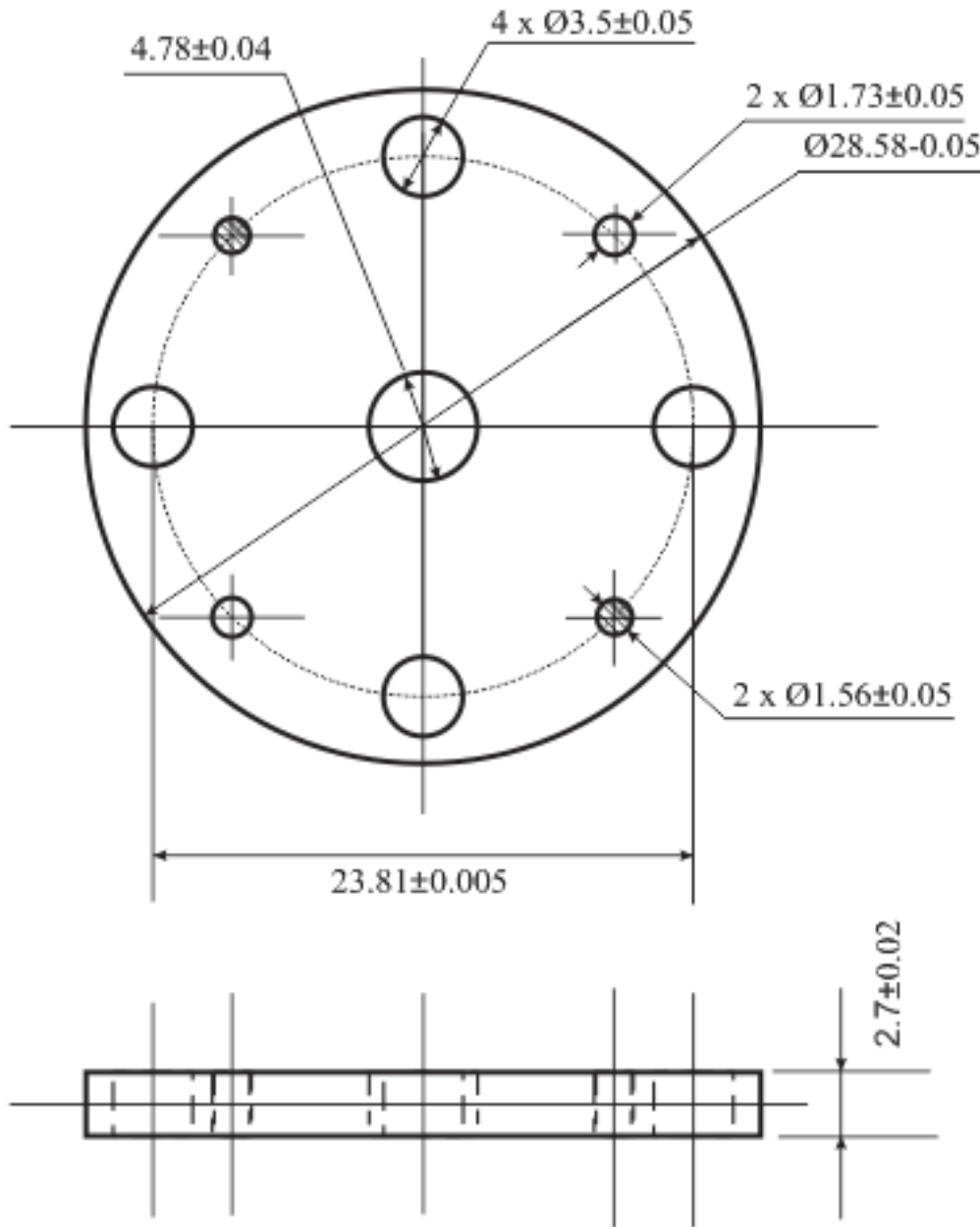
Material: laton, 1 pieza

Figura 4-10. Esquema de diseño para fabricación de circuito de calibración en corto con  $l = 0$  [mm]

La figura 4-11 corresponde al esquema utilizado para fabricar el segundo circuito de calibración para la prueba de "offset short". Conserva las mismas características que la pieza definida para el primer circuito de calibración, salvo que en este esquema se define la geometría y dimensiones de la guía de onda que se está usando.

Los tres esquemas utilizados para fabricar los circuitos de calibración presentan dos vistas, la primera de ellas es una vista frontal la cual define las dimensiones y geometría que

deberá poseer la pieza a fabricar y una vista superior que determina el “offset” que deberá poseer ésta. Con base en estas dos vistas cada uno de los circuitos de calibración pueden ser fabricados.

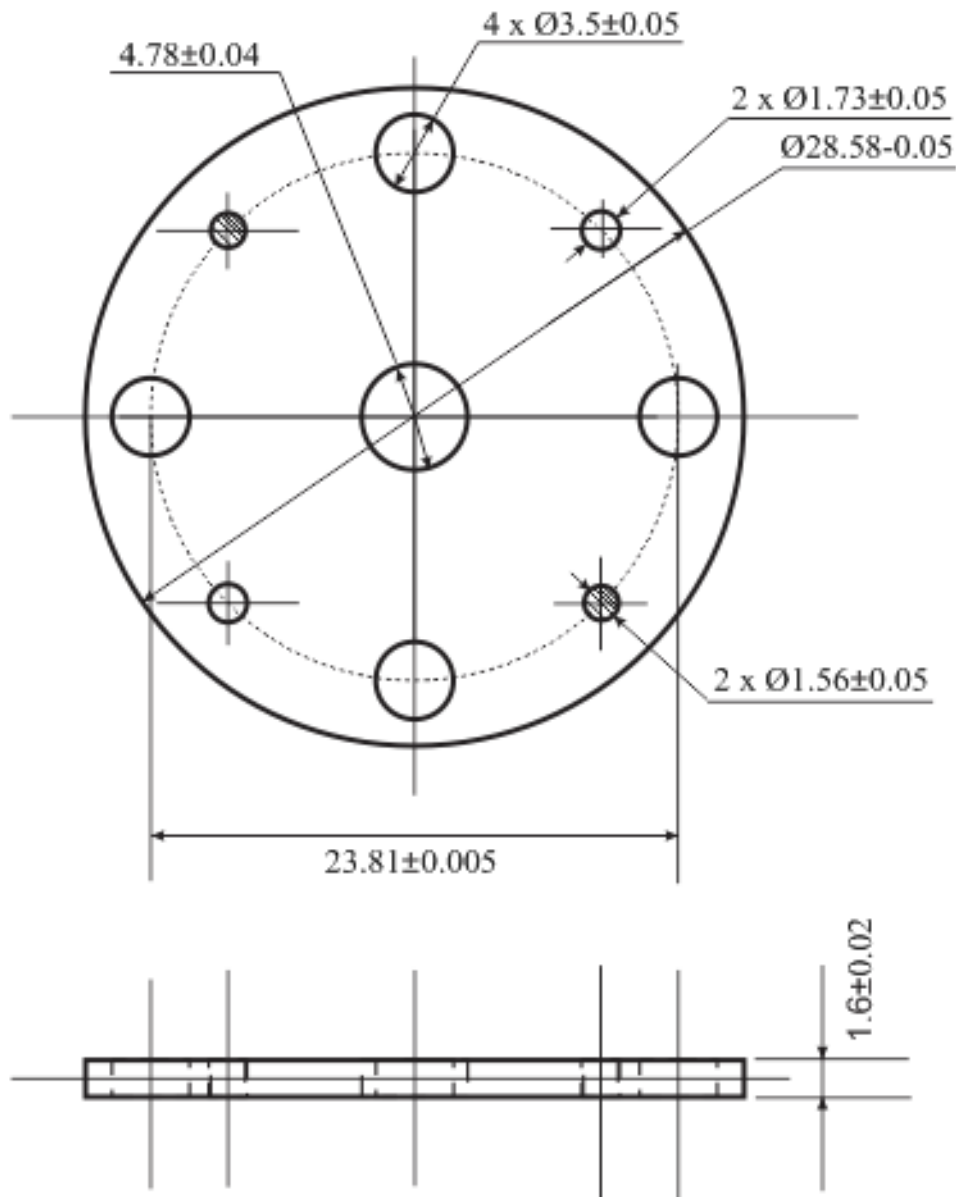


Material: laton, 1 pieza

Figura 4-11. Esquema de diseño para fabricación de circuito de calibración en corto con  $l = 2.7$  [mm]

La figura 4-12 muestra el esquema utilizado para fabricar el último circuito de calibración en corto. Se muestran las características dimensionales y geométricas que debe de presentar, así como el material del cual será realizado.

Al igual que se realizó en el esquema diseñado para el segundo circuito de calibración, se presentan las dimensiones y geometría de la guía de onda circular.



Material: laton, 1 pieza

Figura 4-12. Esquema de diseño para fabricación de circuito de calibración en corto con  $l = 1.6$  [mm]

La prueba adicional de calibración que es posible de realizar para el dispositivo diseñado basado en una guía de onda, es la prueba de “carga acoplada”. Una carga se encuentra acoplada cuando se cumple que:

$$Z_c = Z_o \quad (4.15)$$

Para el diseño de las cargas a utilizar en esta prueba, nos basamos en el principio de acoplamiento con líneas de cambio continuo de geometría. Este principio establece que “Una carga real de impedancia arbitraria puede ser acoplada a una línea sobre un ancho de banda deseado mediante transformadores multiseccionales de acoplamiento.

Conforme el número, N, de secciones discretas se incrementa, el cambio de paso en la impedancia característica entre las secciones llega a ser muy pequeño. Por lo cual, en el límite de un número infinito de secciones, se aproxima a una línea de cambio continuo de geometría” [2].

En este caso, la magnitud del coeficiente de reflexión es determinado mediante la siguiente fórmula [2]:

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \int_{z=0}^L e^{-2j\beta z} \frac{d}{dz} \ln \left( \frac{Z}{Z_o} \right) dz \quad (4.16)$$

De la fórmula anterior,  $\theta = 2\beta L$ , por lo cual  $\Gamma(\theta)$  es una función de la frecuencia. En la siguiente gráfica se muestra la respuesta en la magnitud del coeficiente de reflexión.

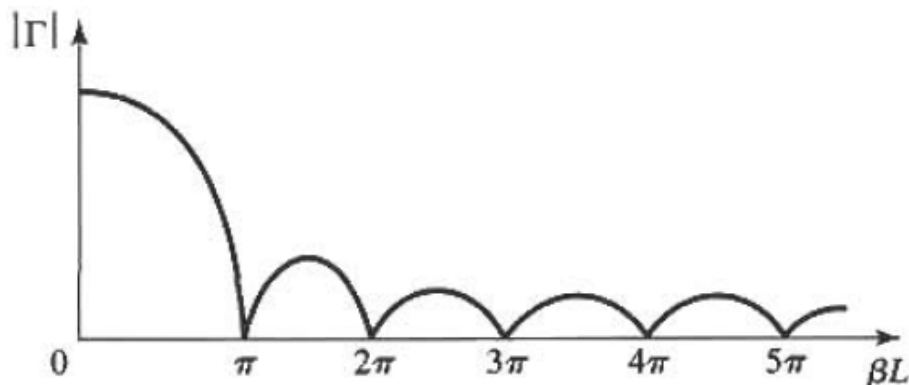


Figura 4-13. Gráfica de Magnitud del coeficiente de reflexión  $|\Gamma|$  vs  $\beta L$  [tomada de [2]]

De la gráfica anterior se observa que conforme  $\beta L$  se incrementa, la magnitud de  $|\Gamma|$  disminuye. Para evitar pérdidas de desacoplamiento a bajas frecuencias, la sección de acoplamiento de la carga basada en un transformador de respuesta triangular deberá cumplir con que  $\beta L > 2\pi$  [2].



En la figura 4-14 se muestra el esquema equivalente para la prueba de “carga acoplada”, en este caso se considera que la sección de acoplamiento de la carga debe tener una longitud de 0.75-0.9 de la longitud total la guía de onda que se está usando.

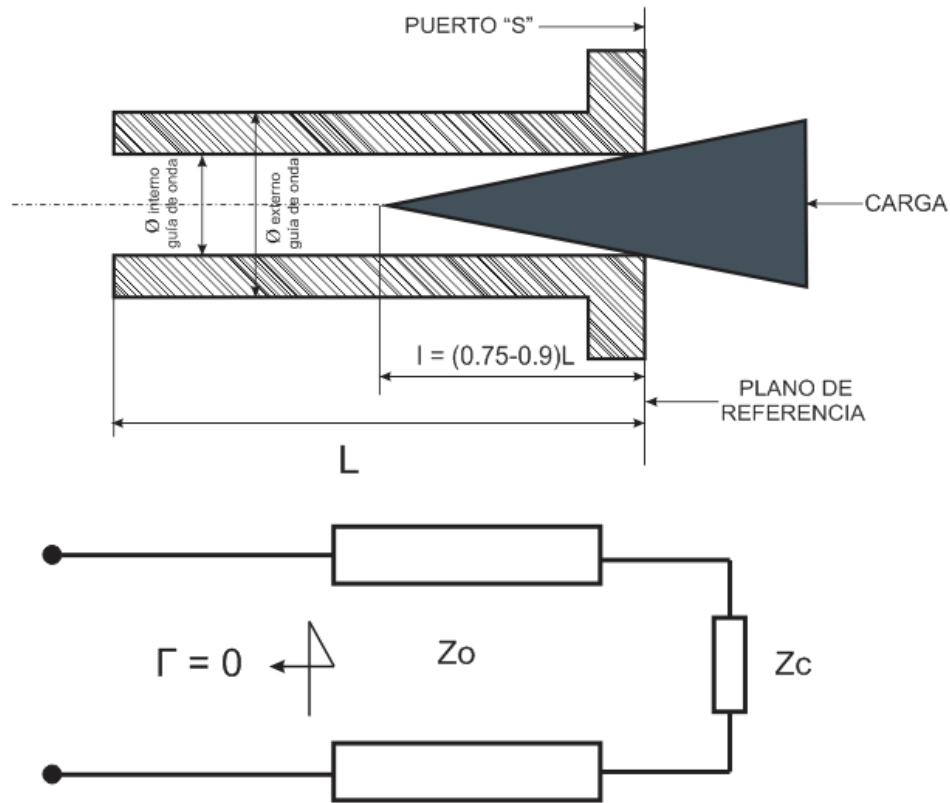


Figura 4-14. Esquema equivalente para prueba de “carga acoplada”

Esta carga es fabricada de un elemento dieléctrico cuyas características electromagnéticas se presentan en la tabla 4.7. La sección de acoplamiento de la carga se realizará mediante una línea con cambio continuo de geometría; se requiere que el cambio de paso de la impedancia de la línea, sea tal, que la magnitud que se obtiene del coeficiente de reflexión sea muy pequeña.

Para obtener esto, la sección de acoplamiento se fabricará con una geometría de tipo triangular, en donde el cambio existente entre las diferentes secciones de su superficie es muy suave, con lo cual se asegura que el valor de la impedancia no cambie drásticamente y por ende las posibles reflexiones que puedan existir sean muy pequeñas.

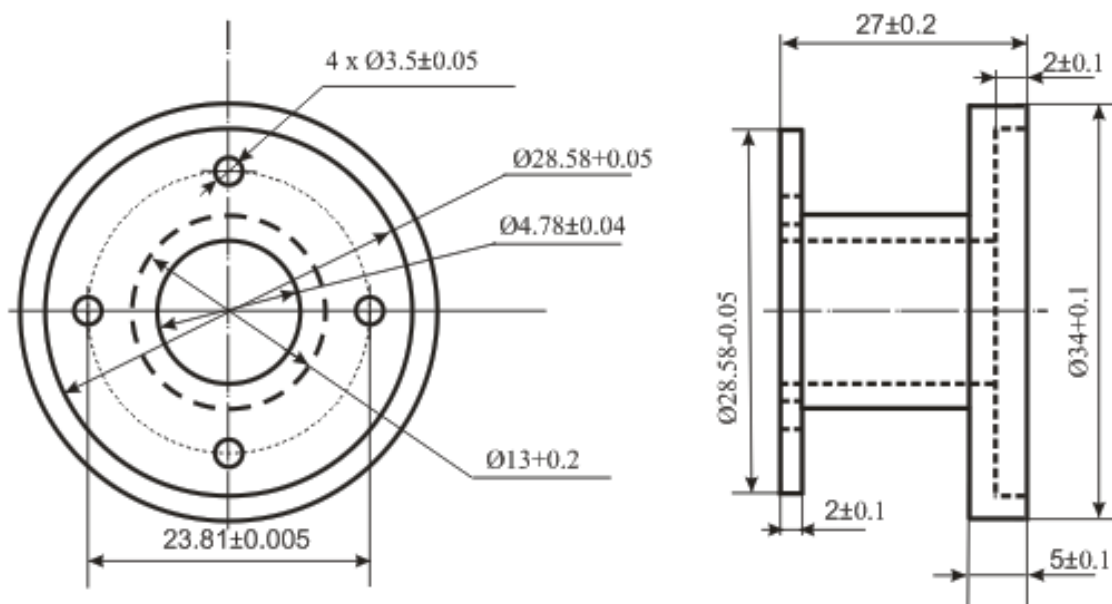
Los requerimientos que se debe de tener para cumplir con lo anterior, es que los lados que posee la sección de acoplamiento presenten las menores irregularidades posibles, comenzando con una sección lo más fina que pueda ser obtenida y prosiguiendo con un aumento gradual de la superficie de la sección como se presentan en la figura 4-14.

**Tabla 4.7. Propiedades Eléctricas y Magnéticas de material  
absorbente para carga a 18 [GHz]**

Propiedad	Magnética		Eléctrica	
Variable	$\mu$	$\tan \delta$	$\epsilon$	$\tan \delta$
Valor	1	2.5	23	0.04

Para el caso de esta prueba, se diseñaran dos cargas diferentes, las cuales serán denominadas como “Carga Estándar” y “Carga Corta”. La diferencia estriba en la longitud (l) que posee cada una de ellas; el objetivo de utilizar diferentes longitudes para cada una de las cargas a ser utilizadas, es que alguna de ellas cumpla que la magnitud de su coeficiente de reflexión sea de alrededor de -40 dB. Lo anterior es para satisfacer los lineamientos de calibración [1] definidos para el analizador de redes que será utilizado.

La primera carga que será diseñada es la denominada “Carga Corta”; esta presenta una longitud teórica de 22.5 [mm], lo cual corresponde al 83% de la longitud total de la guía de onda circular que se está utilizando, cuyas características dimensionales y geométricas se presentan en la figura 4-15.



**Material: laton o aluminio,  
2 piezas**

Figura 4-15. Esquema de fabricación de Guía de Onda para “Carga Corta”

Los resultados teóricos obtenidos para el caso del diseño de “carga corta” se muestran en la figura 4-16.

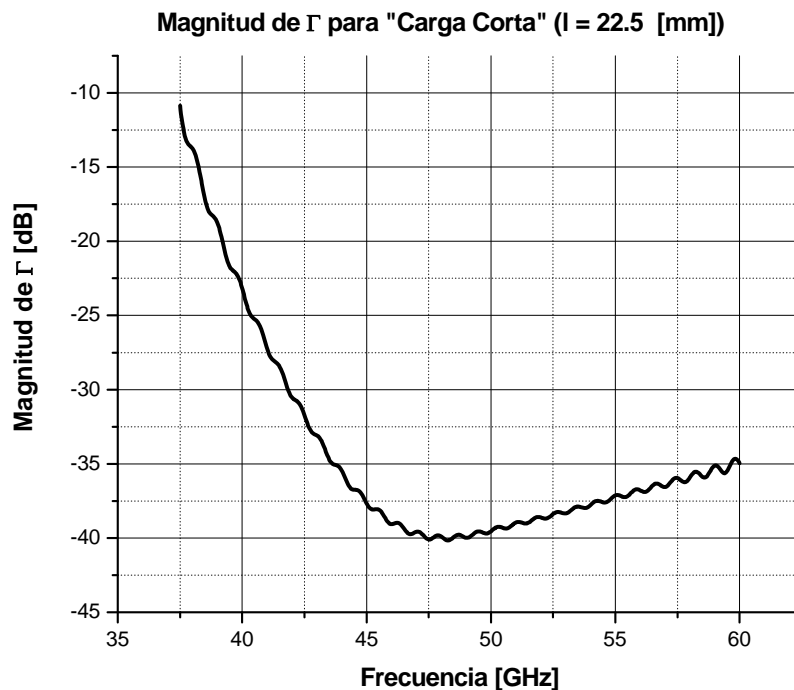


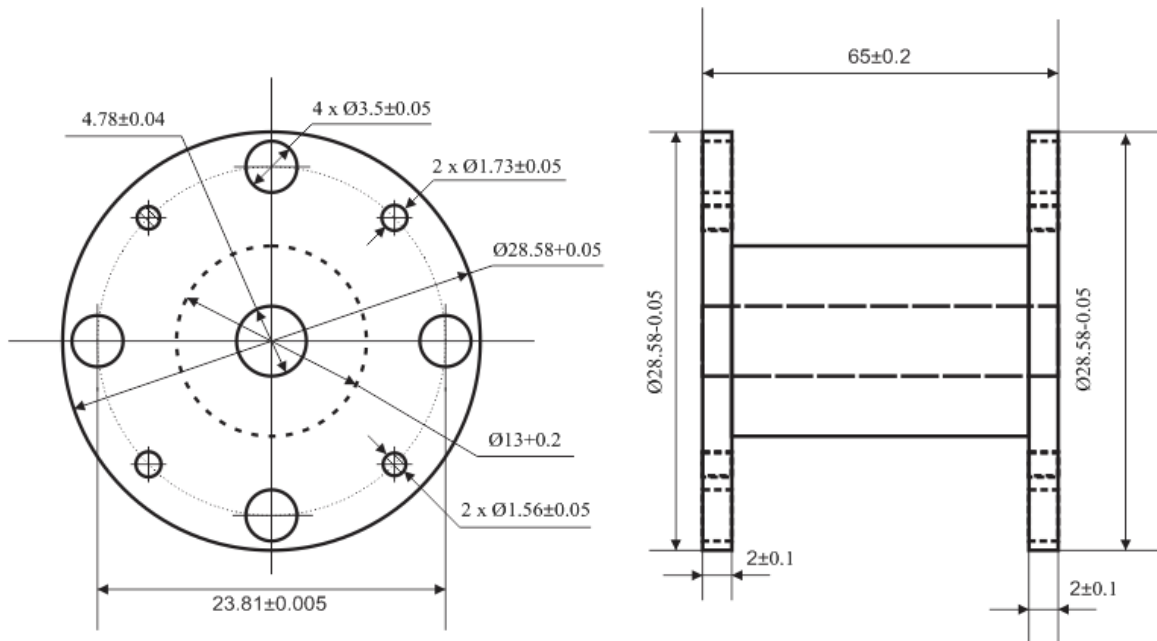
Figura 4-16. Magnitud de  $|\Gamma|$  obtenida en análisis de “Carga Corta”

La correspondiente guía de onda a ser utilizada para poder realizar la calibración mediante “Carga Corta” es diferente a la utilizada para la calibración con la “Carga Estándar”; por ello, es necesario el diseño de una guía de onda circular adicional para realizar esta prueba.

La razón por la cual es necesario diseñar otra guía de onda, es debido a que la longitud que presenta la denominada “Carga Estándar”, es de alrededor de 55 [mm], en tanto que la longitud que presenta la guía de onda utilizada para el caso de la prueba para “Carga Corta” es de 27[mm].

Si se usará una guía de onda con una longitud de 27 [mm], sería necesario utilizar tres guías de esta longitud para poder efectuar la calibración con la “Carga Estándar”; el riesgo existente en realizar la calibración con estas tres guías es que la falta de un adecuado empalme, produce pequeñas reflexiones las cuales afectan los requerimientos de calibración necesarios para el equipo de medición.

En la figura 4-17 se presenta el esquema de diseño utilizado para la fabricación de la guía de onda a utilizar para la prueba de “Carga Estándar”.



**Material: laton o aluminio,  
2 piezas**

Figura 4-17. Esquema de fabricación de Guía de Onda para “Carga Estándar”

En la figura 4-18 se presenta la guía de onda utilizada para realizar la medición correspondiente a esta prueba de carga acoplada. Se observa que esta Guía de Onda al igual que la correspondiente para la prueba con “Carga Corta” presenta una serie de orificios que nos permitirán realizar una fijación y alineamiento adecuado al momento de realizar la calibración correspondiente.



Figura 4-18. Vista superior y lateral de Guía de Onda utilizada para medición con “Carga Estándar”

Los resultados teóricos para la magnitud del coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ ) para la denominada prueba de “Carga Estándar” se presentan en la figura 4-19.

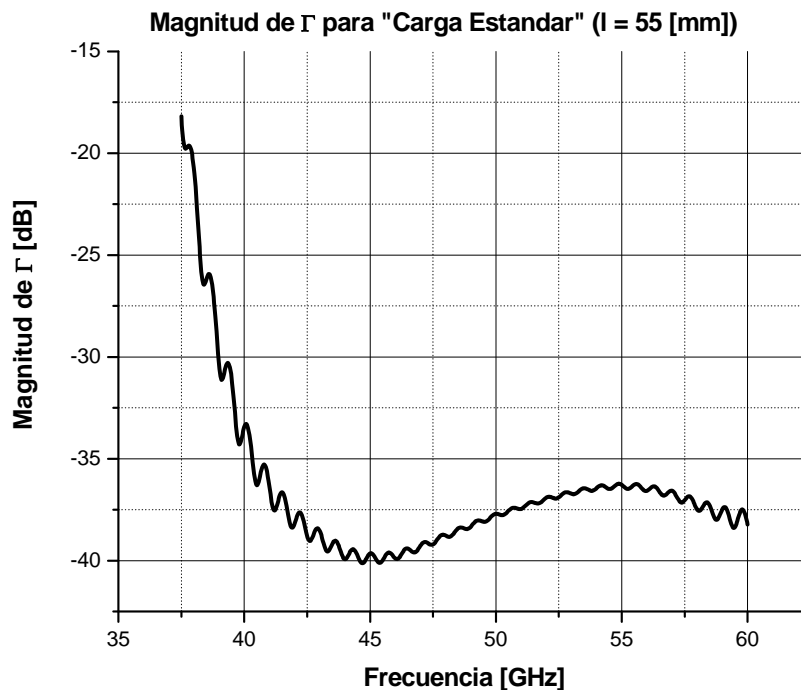


Figura 4-19. Magnitud de  $|\Gamma|$  obtenida en análisis de “Carga Estándar”

De las gráficas que se presentan en las figuras 4-16 y 4-19 se observa que los resultados teóricos obtenidos de la simulación correspondiente a la utilización de “Carga Estándar”, presentan una magnitud menor en el coeficiente de reflexión en comparación a los resultados obtenidos para el caso de “Carga Corta” para frecuencias menores a 47.5 [GHz].

Para un intervalo de frecuencias comprendido entre 47.5 y 55 [GHz], la magnitud que presenta en el coeficiente de reflexión la respuesta para “Carga Corta” es mejor que la correspondiente respuesta para “Carga Estándar”; invirtiéndose tal comportamiento una vez más para frecuencias mayores a 55 [GHz], en donde la respuesta que se presenta para “Carga Estándar” vuelve a ser mejor.

Aunque la magnitud del coeficiente de reflexión para ambas “Cargas” no llega a ser de -40 [dB] o mayor, ambas cargas presentan una magnitud menor a -35 [dB] dentro del ancho de banda teórico obtenido para el desplazador de fase desarrollado. Por lo cual se decide que ambas “Cargas” serán utilizadas para realizar la calibración correspondiente a efectuar al equipo de medición.

Para poder realizar las pruebas de calibración, es necesario contar con un adaptador suave de cable coaxial a guía de onda rectangular (ACCGOR), así como un adaptador de guía de onda rectangular a guía de onda circular (AGORGOC), para lo cual se compran dos adaptadores de la compañía QUINSTAR TECHNOLOGY INC. En la figura 4.20 se presenta el esquema del adaptador de guía de onda rectangular a guía de onda circular. Para este tipo de dispositivos se requiere tener la mayor precisión posible para evitar problemas de acoplamiento al momento de efectuar las mediciones de calibración.

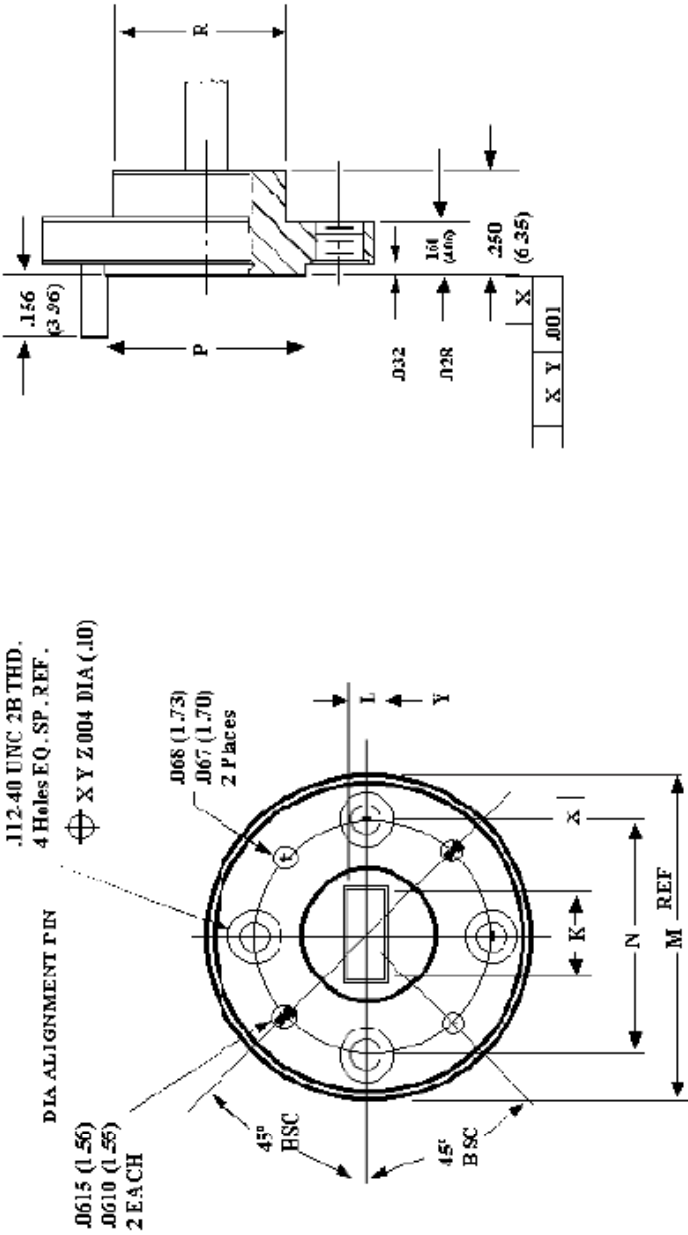


Figura 4-20. Características de adaptador de guía de onda rectangular a guía de onda circular [tomada de [4]]

Para el caso del adaptador de cable coaxial a guía de onda rectangular, las especificaciones mecánicas que posee este dispositivo se muestran en la figura 4-21.

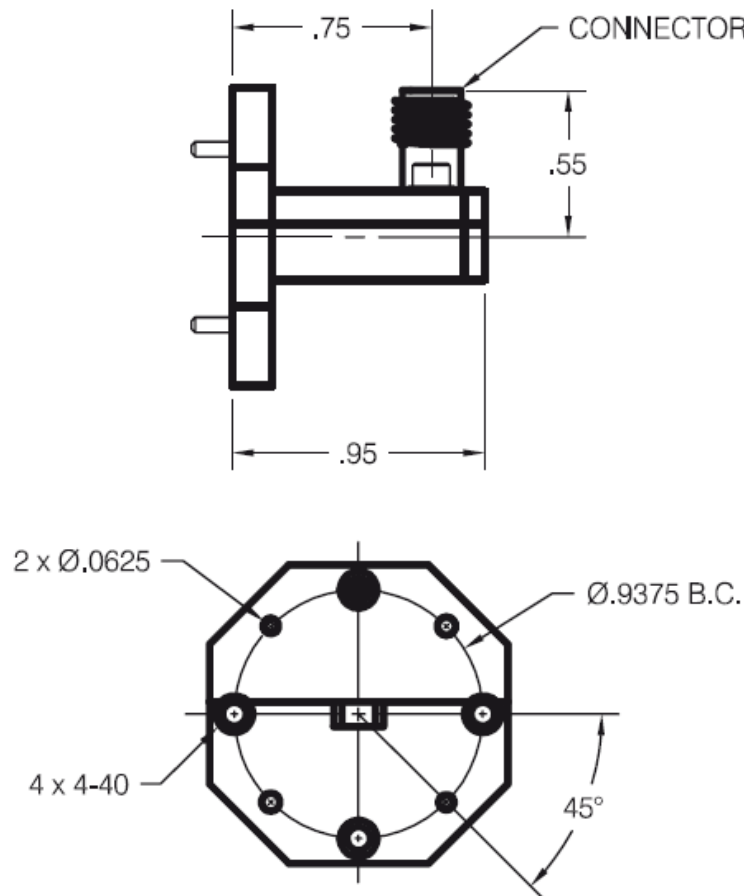


Figura 4-21. Características de adaptador suave de cable coaxial a guía de onda rectangular [tomada de [5]]

En ambos adaptadores se observa la presencia de elementos de alineamiento, como lo son las bridas, así como los respectivos orificios para la posterior colocación de elementos de fijación definitiva.

Los circuitos de calibración diseñados toman en cuenta las especificaciones mecánicas que presenta el adaptador de guía de onda rectangular a guía de onda circular; por ello, es necesario conocer las características dimensionales de cada uno de los elementos de éste adaptador definidos en la figura 4-20.

En la tabla 4.8 [4], se presentan las características dimensionales que presenta el adaptador de guía de onda rectangular a guía de onda circular.

**Tabla 4.8. Características dimensionales de adaptador  
de guía de onda rectangular a guía de onda circular**

Ban da de la guía de ond a	Banda de frecue ncia [GHz]	Númer o de parte MIL M3922 /67	Designa ción de Guía de Onda EIA	Designa ción de Brida	K ±.00 15 (.04 )	L ±.00 15 (.04 )	M ±.000/. 002 (.05)	N BSC±. 005	P ±.00 5 (.13)	R ±.00 5 (.13)
U	40.0 60.0	-0.007	WR-19	UG- 383/U- M	.188 0 (4.7 8)	.094 0 (2.3 9)	1.125 (28.58)	.9375 (23.8 1)	.500 (12. 70)	.468 (11. 89)

Los dos adaptadores se utilizarán en conjunto con el analizador de redes para efectuar las respectivas pruebas de calibración del equipo. Ambos adaptadores presentan dos elementos que permiten realizar el alineamiento que son las bridas y seis elementos de fijación definitiva que son los orificios para tornillos.

Las pruebas de calibración utilizan el adaptador de cable coaxial a guía de onda rectangular y el adaptador de guía de onda rectangular a guía de onda circular en conjunto con cada uno de los circuitos a utilizar para efectuar la calibración; estos elementos deben presentar el mejor acoplamiento posible por lo cual se requiere que posean la mejor estabilidad, alineamiento y empalme adecuado.

Estos requerimientos se garantizan mediante las bridas y tornillos; las bridas permiten alinear de forma adecuada cada uno de los elementos, evitando con esto posibles reflexiones que afecten la adecuada calibración del equipo de medición.

Los tornillos permiten que todos los elementos presentes durante la calibración no presenten movimientos otorgando con ello la mayor estabilidad posible, así como el obtener el empalme idóneo entre las superficies de los diferentes circuitos a utilizar para realizar la calibración del equipo de forma adecuada.

Los tornillos a ser utilizados presentan dos diámetros diferentes que corresponden a los diámetros de los diferentes orificios presentes en el diagrama del adaptador AGORGOC mostrado en la figura 4-20.



La figura 4-22 muestra los dos adaptadores que serán utilizados para efectuar el proceso de calibración del equipo de medición; se observa en la imagen los elementos de alineamiento, así como los elementos de fijación definitiva utilizados para efectuar el empalme adecuado entre los adaptadores ACCGOR y AGORGOC.

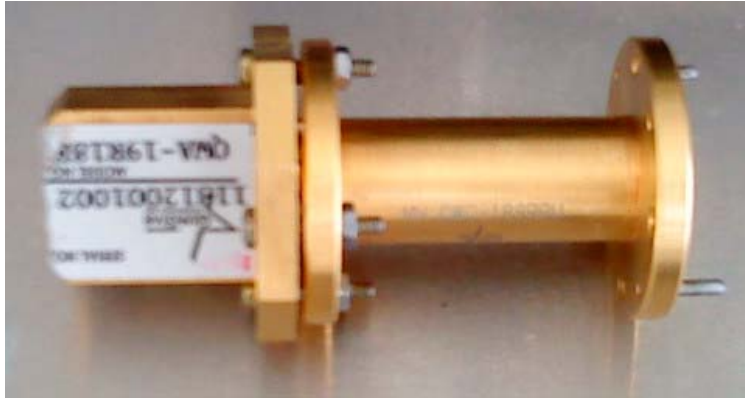


Figura 4-22. Adaptador ACCGOR y adaptador AGORGOC para pruebas de calibración

#### 4.6 Dispositivo de montaje y circuito corto deslizante

Con la fabricación de los circuitos que serán usados para crear el kit de calibración para el equipo de medición, la siguiente estructura por diseñar y fabricar corresponde al dispositivo de montaje sobre el cual será colocado el diafragma de control. Éste dispositivo de montaje deberá en tomar en cuenta el diámetro que posee el diafragma de control, así como el diámetro de la guía de onda que se está utilizando.

Las características geométricas y dimensionales que presenta el dispositivo de montaje se indican en la figura 4-23. El esquema presentado será utilizado para fabricar la pieza correspondiente al dispositivo de montaje.

En el dispositivo de montaje del diafragma de control se realizan ocho ranuras, dichas ranuras nos permiten realizar la polarización que deberá tener cada uno de los diodos PIN. El circuito diseñado que se muestra en la figura 4-23 permite ser utilizado para desplazadores de fase de hasta 3 [bits]; es decir se pueden colocar hasta 8 diodos PIN en dicha estructura. Esta polarización permite obtener los dos estados posibles del diodo PIN, los cuales son: diodo en estado abierto o en estado cerrado.

Al diseñar el circuito de polarización del diodo PIN, se determinó que los mismos deberían de presentar una diferencia angular de  $45^\circ$  o múltiplos del mismo; del esquema del dispositivo de montaje se muestra él porque de esto.

Cuando se está trabajando con un desplazador de fase de 2 [bits], se utilizan 4 diodos PIN; dependiendo de la estructura final que presenta el diafragma de control al momento de ser fabricado, se buscará que la alineación que presenten los circuitos de polarización respecto a los ranuras en donde serán colocados los cables que alimentarán estos elementos sea la mejor posible.

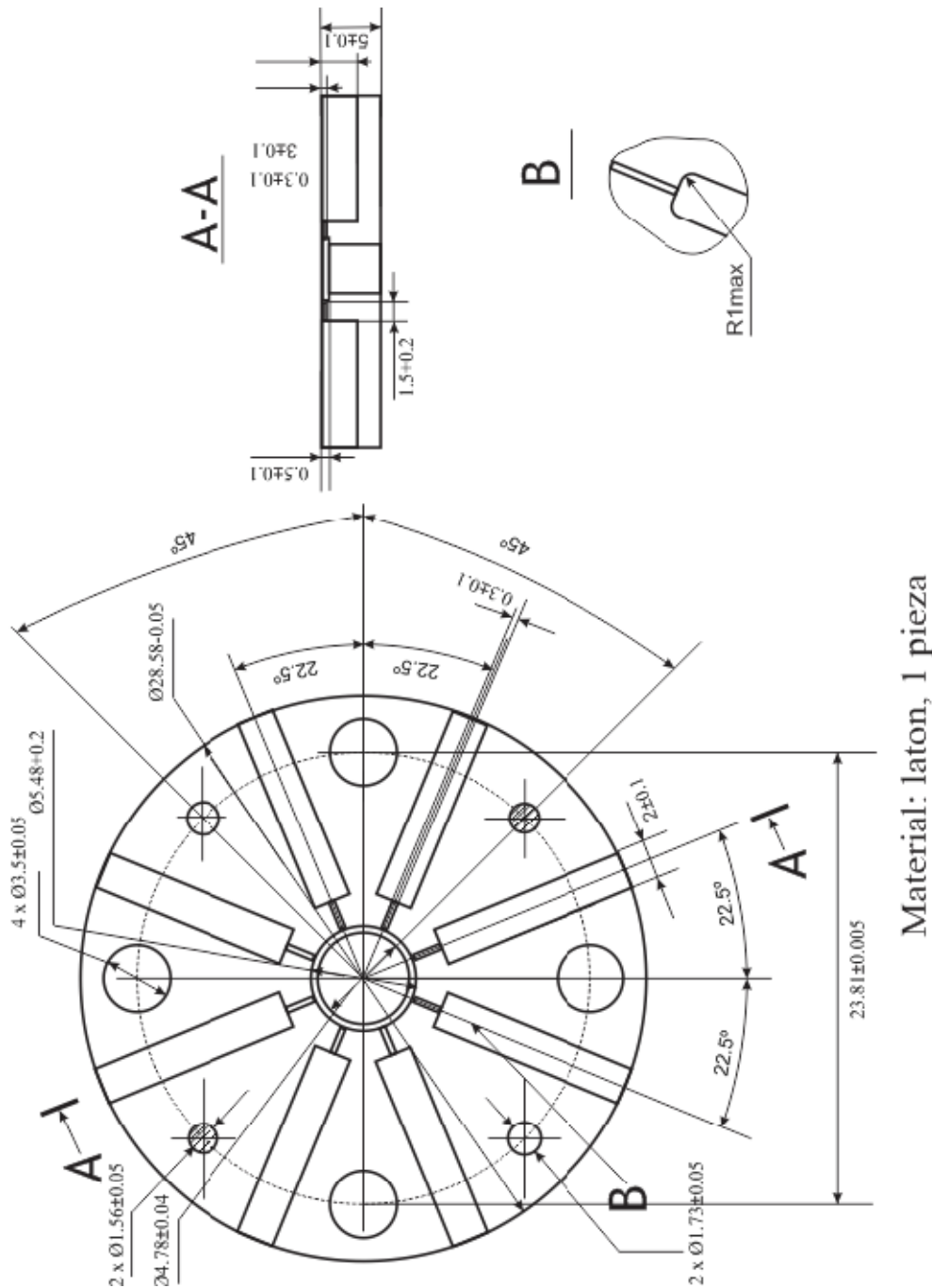


Figura 4-23. Esquema de fabricación del circuito de montaje del diafragma de control

El diodo PIN presenta una polarización la cual será de 25[mA] o -30 [V] dependiendo del estado que se desee que posea el elemento, para cerrar el circuito de polarización se requiere de la respectiva tierra de los diodos PIN; en este caso, los diodos PIN tendrán una tierra en común, esta tierra estará colocada sobre la estructura del dispositivo de montaje.

El circuito utilizado para realizar la polarización de cada uno de los diodos PIN se será presentado en el capítulo 5, en donde se presentarán una serie de elementos que permitirán realizar la polarización adecuada de los diodos PIN, evitando en lo posible la presencia de circuitos cortos los cuales pueden dañar cada una de las piezas que forman el desplazador de fase desarrollado.

El circuito de montaje al igual que los diferentes circuitos que formarán parte del desplazador de fase, presenta una serie de elementos que permiten unir o separar de forma adecuada cada uno de éstos. El objetivo es el evitar que los circuitos sufran algún daño durante su transporte ó cuando éstos no se estén usando. En la figura 4-24 se presenta el dispositivo de montaje fabricado, en donde se presentan los elementos mencionados.



Figura 4-24. Dispositivo de montaje para diafragma de control

Una vez diseñado el dispositivo de montaje del diafragma de control, la última pieza por diseñar corresponde al circuito a través del cual podremos desplazar la placa metálica del desplazador de fase. A través de este dispositivo es posible modificar el ancho de banda que presenta el desplazador de fase; lo anterior se obtiene conforme tal elemento se aleja o se acerca al diafragma de control.

El dispositivo diseñado para esta pieza movable se muestra en la figura 4-25. Se observa del esquema, que el diámetro que presenta esta pieza corresponde al diámetro que posee la guía de onda a utilizar para el desplazador de fase. La longitud de este elemento permite una manipulación fácil al momento de realizar un acercamiento o alejamiento al diafragma de control.

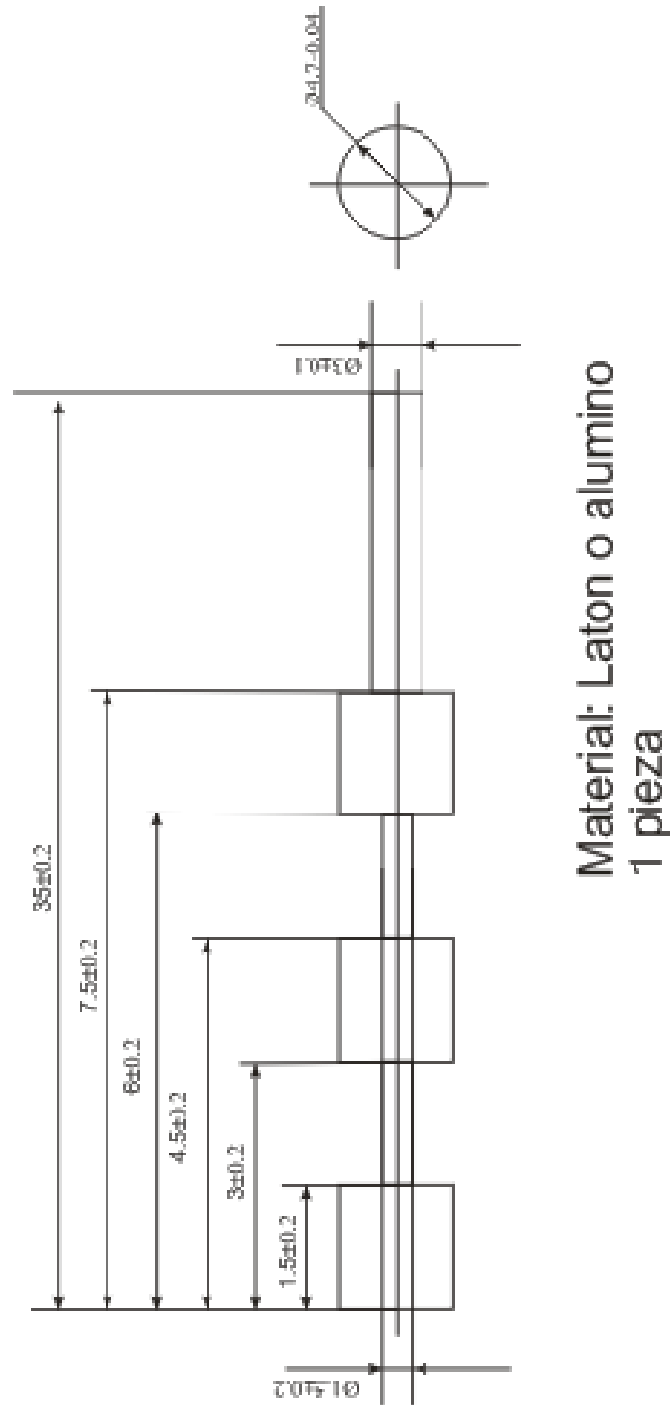


Figura 4-25. Esquema de fabricación de circuito corto deslizante para desplazador de fase

## Conclusiones

1. La tecnología de fabricación permite desarrollar estructuras hasta con una resolución de 50 [ $\mu\text{m}$ ], debiendo existir una distancia de 70 [ $\mu\text{m}$ ] entre los bordes de dos superficies. El área que ocupa el diafragma de control con base en los valores anteriores, es la de una superficie cuadrada de 6 [mm] por lado; éste valor define las dimensiones de las regiones de material conductor (cobre) necesarias para el desarrollo de una sola pieza.
2. El diafragma de control es desarrollado en cuatro etapas de fabricación, para lo cual son utilizadas cuatro diferentes máscaras, las cuales poseen una superficie cuadrada de 30 [mm] por lado. Cada una de estas máscaras debe de poseer una serie de marcas de alineación, para tener una referencia para la colocación de la máscara a utilizar en la etapa subsecuente de trabajo, las cuales deben de guardar una distancia de 70 [ $\mu\text{m}$ ] entre ellas. En cada una de estas etapas, son obtenidas un total de 16 piezas.
3. Tres de las cuatro máscaras diseñadas son de tipo positivo, en tanto que sólo una de ellas es de tipo negativo. Las máscaras de tipo positivo son utilizadas en las etapas de fabricación en donde se trabaja sobre superficies de materiales conductores, mientras que la máscara negativa es utilizada en la etapa de trabajo sobre el material aislante.
4. En dos de las cuatro etapas de fabricación desarrolladas, están relacionados procesos de deposición-grabado, en donde son utilizadas respectivamente las máscaras dos y cuatro; en el resto de las etapas de grabación, son realizados únicamente procesos de grabado, para lo cual son utilizadas las máscaras uno y tres.
5. Es necesario que cada una de las máscaras contenga una letra asimétrica, la cual es utilizada para identificar el anverso y reverso correspondiente de la máscara utilizada en cada una de las etapas de fabricación.
6. En la calibración del equipo de medición para la toma de datos de dispositivos basados en guías de onda circular, no es posible realizar la prueba de circuito abierto, por lo cual este proceso es efectuado a través de dos pruebas complementarias: prueba de circuito corto y la prueba de carga acoplada. Para poder desarrollar estas pruebas, es necesario fabricar un kit de calibración propio.
7. La prueba de circuito corto es realizada mediante la denominada prueba de "offset short", en la que son utilizados tres circuitos que presentan una cierta longitud u "offset" [Figura 4-9]. Esté offset, debe cumplir con las reglas de diseño para análisis de líneas con pérdidas, en la cual la diferencia de fase de un par de líneas debe de quedar comprendida dentro del intervalo dado por:  $20^\circ < \theta < 160^\circ$ .

8. El diseño de cargas para la prueba de carga acoplada, es basado en el principio de líneas de cambio continuo de geometría, en donde el coeficiente de reflexión  $\Gamma$  es una función de la frecuencia [ecuación (4.16)]; estas cargas deben de presentar una magnitud de su coeficiente de reflexión menor a -40 [dB], con el fin de cumplir con los requerimientos definidos para el equipo de medición.
9. Son simuladas dos líneas de cambio continuo de geometría para la prueba de carga acoplada, las cuales poseen longitudes de 22.5 y 55 [mm] respectivamente, ambas cargas no cumplen con el requerimiento de que la magnitud del coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ ) sea de -40 [dB]; no obstante, ambas cargas presentan magnitudes del coeficiente de reflexión de -35 [dB] sobre el ancho de banda teórico del desplazador de fase diseñado, por lo cual ambas cargas serán utilizadas para efectuar el proceso de calibración.
10. La utilización de cargas de diferentes longitudes, requiere la utilización de guías de ondas circulares específicas, no debiéndose usar guías de onda conectadas en serie para cubrir la longitud de la carga acoplada con el fin de evitar reflexiones no deseadas.
11. Los adaptadores a ser utilizados para efectuar la calibración del equipo, requiere que su rango de frecuencias de operación se encuentre dentro de la región de frecuencias de trabajo. Es necesario que las especificaciones definidas para sus dimensiones y geometría sean cumplidas en su totalidad.
12. Cada uno de los circuitos a ser utilizados en el desarrollo del proceso de calibración, deben de presentar elementos de alineamiento (bridas) y de fijación definitiva; el objetivo de estos elementos, es evitar reflexiones causadas por mal alineamiento, las cuales degradan el proceso adecuado de calibración.

## Referencias

- [1] "Agilent PNA Microwave Network Analyzers Data Sheet", Agilent Technologies.
- [2] Pozar, David M., "Microwave Engineering", 3<sup>rd</sup> Ed., USA, 2005, John Wiley & Sons, Inc.
- [3] Marks, Roger B., "A Multiline Method of Network Analyzer Calibration". *IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech.*, Vol. 39, No. 7, July 1991.
- [4] [http://www.quinstar.com/appendices\\_a\\_thru\\_n.pdf](http://www.quinstar.com/appendices_a_thru_n.pdf)
- [5] [http://www.quinstar.com/quinstar\\_2009\\_catalog.pdf](http://www.quinstar.com/quinstar_2009_catalog.pdf)

# Capítulo 5

## PRUEBAS DE CALIBRACIÓN DE EQUIPO DE MEDICIÓN

*“La inteligencia consiste  
no sólo en el conocimiento,  
sino también en la destreza  
de aplicar los conocimientos  
en la práctica”.*

*Aristóteles*

Una vez que se han fabricado los diferentes elementos del desplazador de fase, así como los “estándares” a ser utilizados para efectuar la calibración del equipo, los pasos subsecuentes son la realización de la calibración requerida y la toma de datos del desplazador de fase. El primer paso a efectuar contempla la utilización de los circuitos del kit de calibración desarrollados en el capítulo anterior.

Como se menciona se efectuarán dos pruebas para la realización de la calibración del equipo. La primera prueba de calibración que será realizada es la prueba de circuito corto mediante los circuitos de la prueba de “offset short”; posteriormente es llevada a cabo la prueba de carga acoplada mediante las dos cargas diseñadas para tal propósito.

La prueba de circuito corto se realiza en tres etapas, cada una de estas etapas comprende la utilización de los circuitos de la prueba de “offset short”; la primera prueba será efectuada utilizando únicamente el circuito con un “offset” de 0 [mm].

En las siguientes dos etapas, los circuitos con “offsets” de 1.68 y 2.8 [mm] son utilizados en conjunto con el circuito de “offset” de 0 [mm]; una vez realizadas las tres etapas de medición con dichos circuitos, se da por terminada la prueba de circuito corto y se procede a la realización de la prueba de carga acoplada.

La prueba de carga acoplada consta de dos etapas, en las cuales serán utilizadas las dos cargas desarrolladas en el capítulo 4. Para la primera etapa de calibración mediante la prueba de carga acoplada, es utilizada la denominada “carga corta”, la cual se diferencia de la segunda carga por poseer una menor longitud de su sección acoplamiento.

Una vez que se han tomado los datos correspondientes a la utilización de la “Carga Estándar”, la última etapa de medición en la realización de calibración se efectúa a través de la denominada “Carga Estándar”.

Con la obtención de las mediciones de las cinco etapas de calibración efectuadas, se da por terminada la etapa de calibración una vez que los límites de incertidumbre se encuentran dentro del rango permitido del equipo. El último paso a desarrollar consiste en la toma de datos del desplazador de fase.

Durante el funcionamiento del desplazador de fase, es necesaria la utilización del circuito de polarización para los diodos PIN; éste circuito permite obtener los dos posibles estados para el diodo PIN, a través de los cuales se pueden obtener diferentes fases en la onda reflejada del diafragma de control como fue presentado en el capítulo 3.



## 5.1 Pruebas de calibración de circuito corto y carga acoplada

Al no poder ser desarrollada la prueba de circuito abierto, el proceso de calibración del equipo de medición para el desarrollo de esta tesis consta de dos pruebas fundamentales: la prueba de circuito corto y prueba de carga acoplada; serán realizadas cinco etapas de medición, en las cuales serán utilizados los diferentes circuitos de calibración desarrollados en el capítulo 4.

El equipo que será calibrado para poder realizar la toma de datos del desplazador de fase, es el Analizador para Redes de Microondas E8361A de la Marca Agilent [1]. Dicho instrumento se muestra en la figura 5-1.

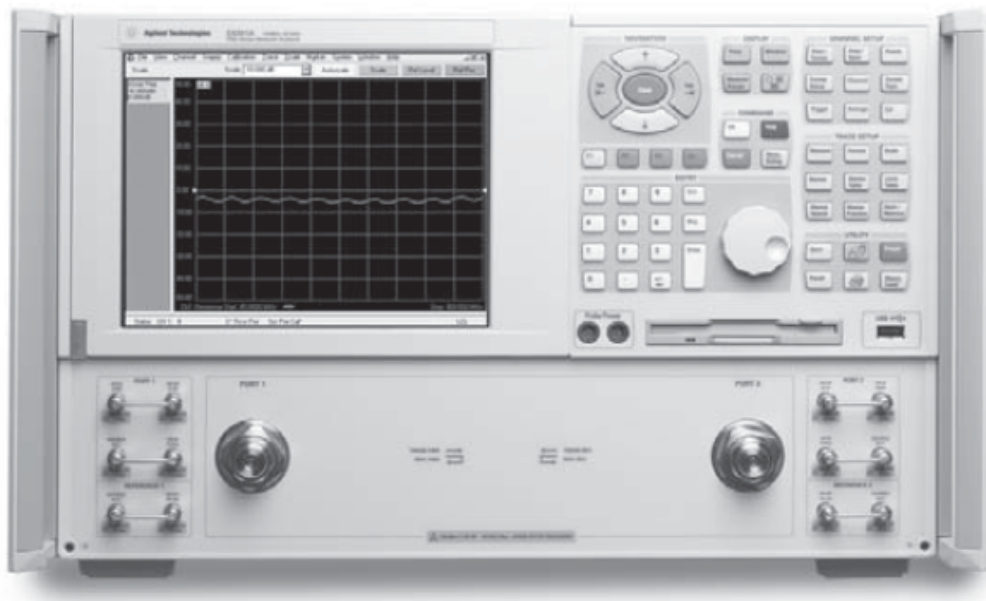


Figura 5-1. Analizador para redes de microondas [tomada de [1]].

Para el desarrollo de las mediciones para la prueba de calibración se hace uso del módulo denominado “smart calibration”, la utilización de dicho módulo se basa en que la ponderación de los diferentes errores será corregida automáticamente por el equipo. Al utilizar este módulo es necesario configurar la interfaz del analizador para que el usuario puede realizar las diferentes mediciones correspondientes.

El kit de calibración que es utilizado está formado por los circuitos desarrollados en el capítulo [4]; tanto los circuitos de la prueba de “offset short” como las cargas para la prueba de carga acoplada forman un kit de calibración propio, por lo cual es necesario introducir los parámetros de estos circuitos en la interfaz del analizador de redes.

Dentro del modulo de “smart calibration” es necesario definir la prueba a ser realizada y el nombre que tendrá el conjunto total de pruebas de calibración; esto es para diferenciar la prueba en donde serán utilizados los circuitos que han sido diseñados por el usuario, respecto de aquellas pruebas en donde son utilizados circuitos desarrollados por el fabricante del equipo de medición.

La figura 5-2 muestra la interfaz genérica del modulo “smart calibration”, en donde el usuario debe definir las frecuencias de trabajo, así como el tipo de prueba de cada uno de los circuitos que serán utilizados para el desarrollo de la calibración.

Cada una de las pruebas a realizar con los diferentes circuitos debe de ser etiquetada con nombre distintivos, para diferenciar de forma clara los parámetros de trabajo que posee cada uno de estos.

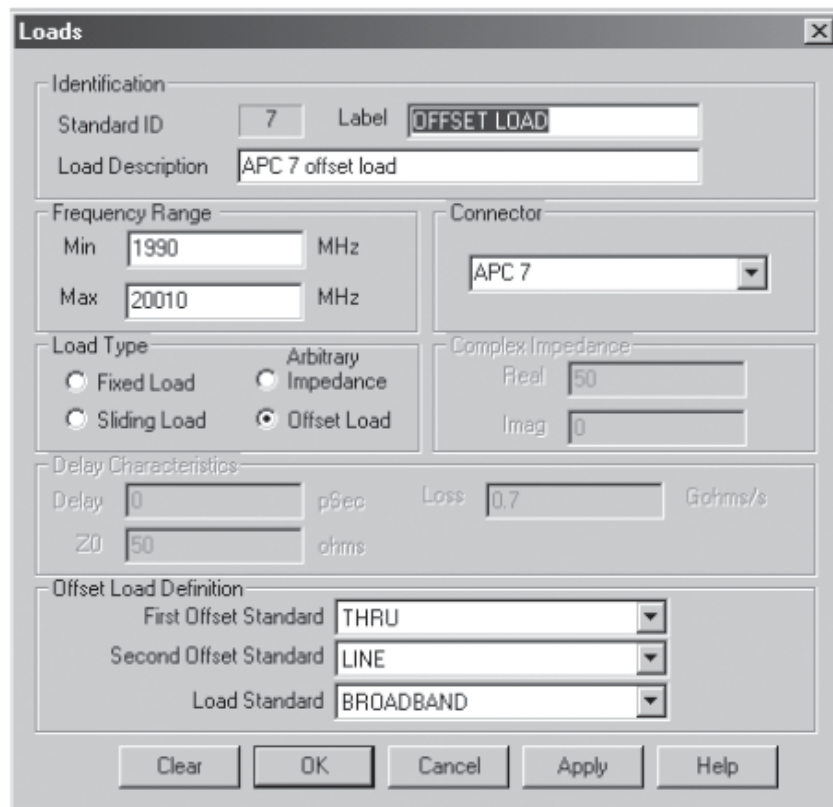


Figura 5-2. Interfaz de dispositivo E8361A para definición de tipo de prueba a realizar [tomada de [1]].

Como ha sido mencionado cada conglomerado de pruebas debe de tener un nombre distintivo, éste nombre define un módulo específico de pruebas de calibración. Una interfaz para un modulo específico con diferentes pruebas de calibración se muestra en la figura 5-3.

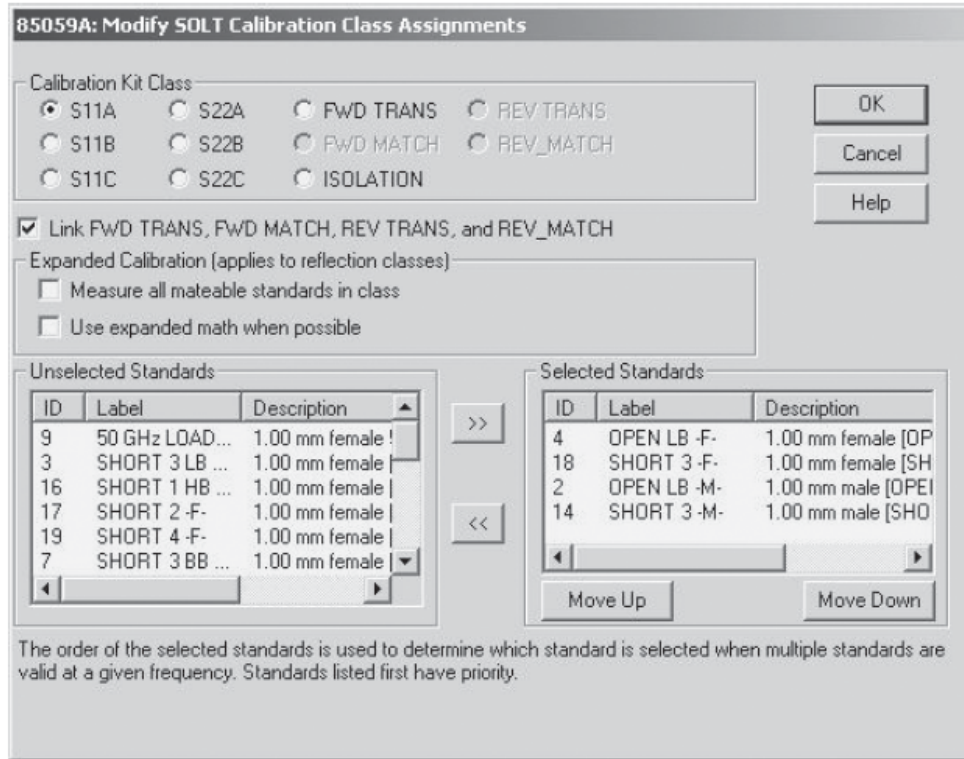


Figura 5-3. Caracterización de módulo específico de pruebas de calibración [tomada de [1]].

A diferencia de la figura 5-3 en donde las pruebas son realizadas en el puerto 1, las pruebas de calibración correspondientes en esta tesis son desarrolladas en el puerto 2. Lo anterior, hace necesario que en la interfaz del módulo que define las pruebas de calibración propias, el nombre de cada prueba y medición a realizar sea etiquetado tanto para S11 como S22.

Si sólo es efectuado el etiquetado de clase para S22, el dispositivo no reconocerá los datos introducidos, por lo cual los estándares y datos que se poseen serán aquellos que fueron introducidos por el fabricante del equipo.

La primer etapa de calibración es denominada como “short”; para realizar dicha medición se utiliza el circuito de calibración para circuito en corto con un “offset” de 0 [mm]. En este caso, al igual que en posteriores mediciones, las pérdidas serán consideradas como nulas y el factor que diferenciará a cada una de las pruebas a realizar será el retraso correspondiente.

Durante la realización de la primera medición las pérdidas y el retraso existente son nulos. En la figura 5-4 se muestra la interfaz que presenta el equipo de medición una vez que fueron introducidos los parámetros correspondientes para la prueba, en donde se observa el nombre de la prueba que se va a realizar.

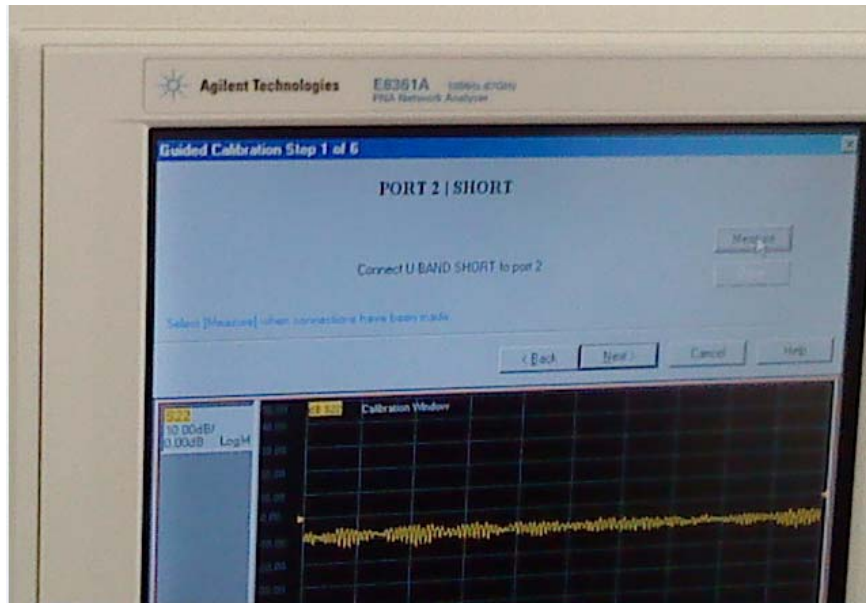


Figura 5-4. Interfaz de dispositivo E8361A para medición de prueba “short”.

En la figura 5-5 se observa el procedimiento a seguir para la prueba denominada “short”; para la toma de datos de esta y posteriores pruebas son utilizados los adaptadores de cable coaxial a guía de onda rectangular y de guía de onda rectangular a guía de onda circular.

En el desarrollo de esta medición, cada uno de los elementos es alineado mediante la utilización de bridas y son colocados elementos de fijación definitiva en los adaptadores para evitar reflexiones que alteren el desarrollo adecuado de la prueba.



Figura 5-5. Medición realizada para prueba de calibración “short”

La segunda etapa de calibración corresponde a la prueba denominada “offset short”, en esta medición, al circuito en corto con “offset” de 0 [mm] le es agregado el circuito en corto con un “offset” de 1.68 [mm]. Al anexas este elemento, es necesario introducir el retraso que produce el “offset” del circuito de calibración. Dicho valor se encuentra a través de la siguiente ecuación:

$$\tau = \frac{l}{c} \quad (5.1)$$

En donde “c” es la velocidad de la luz y “l” es el “offset” que posee del circuito, el cual para esta prueba es 1.68 [mm]. Sustituyendo estos valores en (5.1) se tiene que el retraso presente es el siguiente:

$$\tau = \frac{l}{c} = \frac{1.68 \times 10^{-3} [m]}{3 \times 10^8 [\frac{m}{s}]} = 5.6 [ps] \quad (5.2)$$

Finalmente la tercera etapa de calibración de circuitos en corto, corresponde a la denominada prueba “offset short long”. En este caso al circuito con “offset” de 0 [mm] le es agregado el circuito en corto con “offset” de 2.8 [mm]. Al igual que en la medición anterior se requiere introducir el retraso correspondiente. Introduciendo los valores correspondientes en la ecuación (5.1) se obtiene el retraso presente para éste “offset”, el cual es de:

$$\tau = \frac{l}{c} = \frac{2.8 \times 10^{-3} [m]}{3 \times 10^8 [\frac{m}{s}]} = 9.333 [ps] \quad (5.3)$$

En la figura 5-6 se presenta la preparación para desarrollar la medición de la prueba “offset short long”.

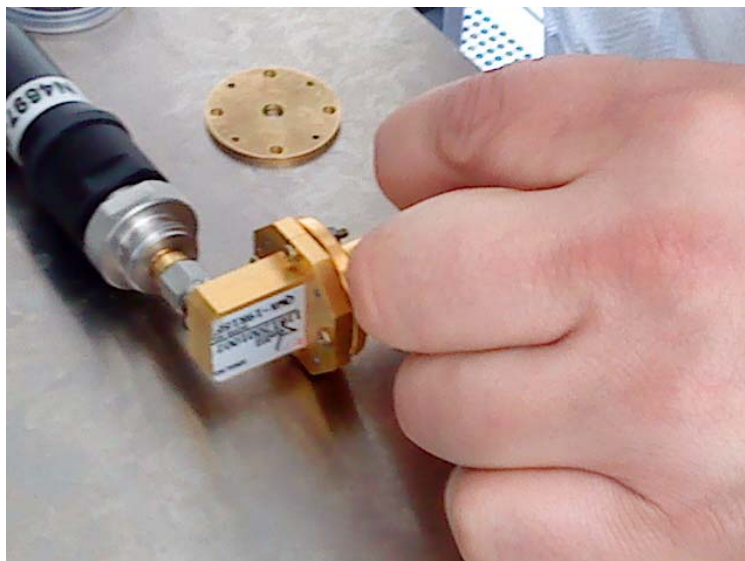


Figura 5-6. Medición realizada para prueba de calibración “Offset short long”

Los parámetros de frecuencia mínima, máxima y retraso ( $\tau$ ) introducidos en la interfaz de usuario del equipo de medición se dan en la tabla 5.1. Se presenta de igual forma el “offset” para cada uno de los parámetros introducidos. Para mayor claridad de los resultados obtenidos se realizó un paneo en un rango de frecuencias comprendido entre 40 y 60 [GHz].

Esto es debido a la consideración del ancho teórico obtenido por el desplazador de fase, el cual es cercano a 10 [GHz]; ubicándose la frecuencia mínima del ancho de banda cercana a 44 [GHz] y la frecuencia máxima a una frecuencia de 54 [GHz].

**Tabla 5.1. Parámetros de circuitos de calibración para pruebas de circuito corto**

Nombre de Estándar	Frecuencia Mínima [GHz]	Frecuencia Máxima [GHz]	“Offset” [mm]	Retraso ( $\tau$ ) [ps]
“Short”	36.779	60	0	0
“offset Short short”	36.779	60	2.8	9.333
“offset Short long”	36.779	60	1.68	5.6

Una vez que han sido realizadas la totalidad de mediciones para la prueba de circuito corto, la siguiente prueba de calibración a realizar es la prueba de carga acoplada. Es realizado el mismo procedimiento para la realización de las mediciones de los circuitos de carga acoplada, que el efectuado durante la prueba de circuito corto.

Para cada una de las dos cargas diseñadas en el capítulo 4, son realizadas las respectivas mediciones de magnitud y fase que se presentan en el parámetro de dispersión  $S_{22}$ . La primera prueba de medición corresponde a un tipo de prueba de “carga fija (Fixed Load)”, la cual es etiquetada con el nombre de “Carga Estándar”, la cual posee una longitud de 55 [mm].

En la figura 5-7 se muestra el procedimiento de medición realizado para la prueba de “Carga Estándar”. En este caso se ve la necesidad de que todos los elementos presentes durante el desarrollo de la medición posean empalmes adecuados; al tener una longitud amplia, es complicado el estar manteniendo el empalme idóneo de la totalidad de los elementos mediante el uso de las manos.

Lo anterior sería permisible sólo para la etapa crítica de transición entre dispositivos, en donde es requerida una seguridad adicional en el empalme que presentan los circuitos.



Figura 5-7. Medición de coeficiente de reflexión en prueba con “Carga Estándar”

Los resultados obtenidos de la medición realizada correspondiente a la prueba de “Carga Estándar” se muestran en las figuras 5-8 y 5-9, presentando los respectivos resultados para magnitud y fase.

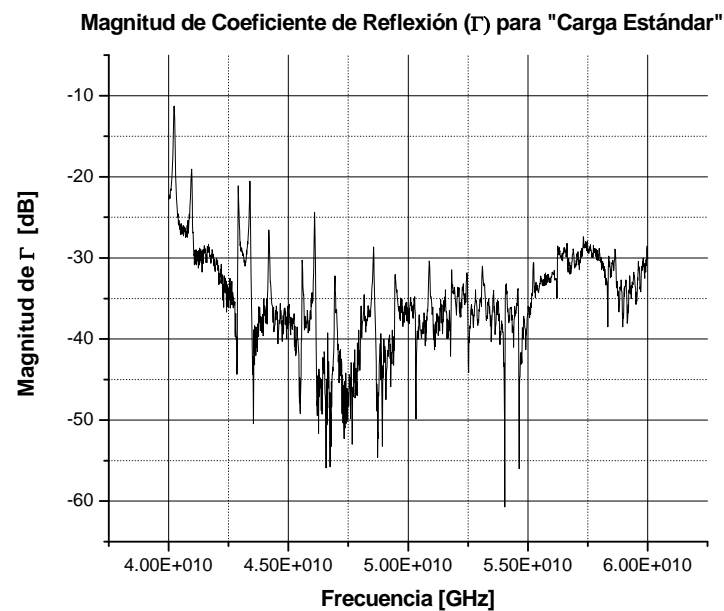


Figura 5-8. Gráfica de Magnitud de Coeficiente de Reflexión  $|\Gamma|$  de mediciones para “Carga Estándar”

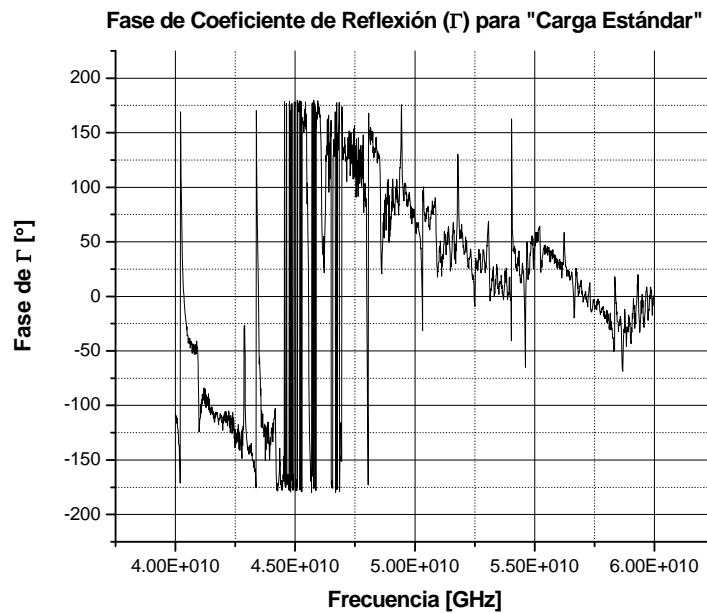


Figura 5-9. Gráfica de Fase de Coeficiente de Reflexión  $|\Gamma|$  de mediciones para "Carga Estándar".

Una vez que se han tomado las mediciones para la prueba de "Carga Estándar", se procede a realizar la medición correspondiente con la carga denominada "carga corta"; esta carga posee una longitud menor a la mostrada por la "carga estándar".

La figura 5-10 muestra la medición realizada para el caso de la prueba de calibración para "Carga Corta", presentando además la carga utilizada para la realización de dicha prueba.

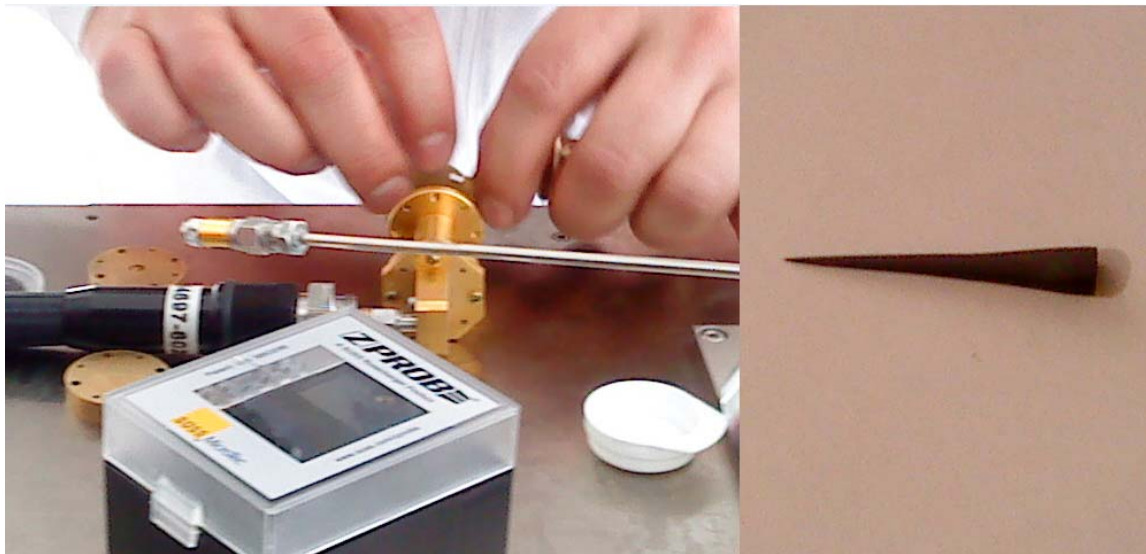


Figura 5-10. Desarrollo de Mediciones con la utilización de "Carga Corta"



Los resultados que se obtuvieron para la medición de la prueba de “Carga Corta”, se muestran en las siguientes figuras. Al igual que se realizó para la medición de “Carga Estándar”, las figuras muestran la variación en la magnitud y fase para diferentes valores de frecuencia.

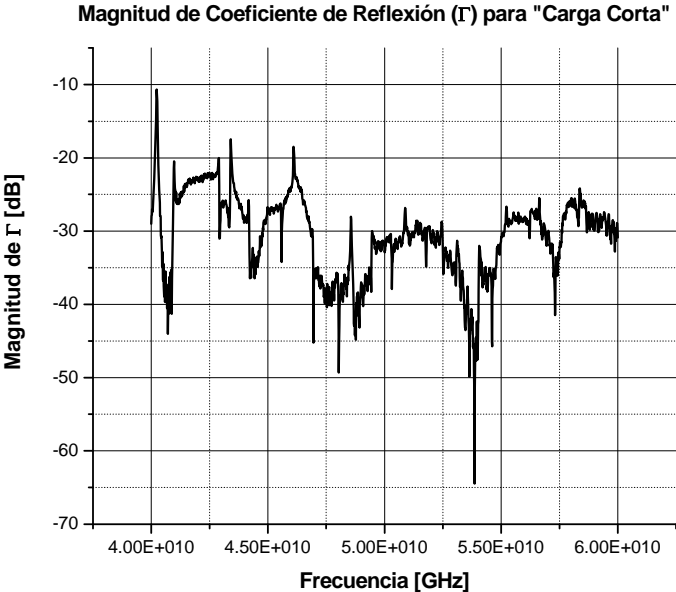


Figura 5-11. Gráfica de Magnitud de Coeficiente de Reflexión  $|\Gamma|$  de mediciones para “Carga Corta”

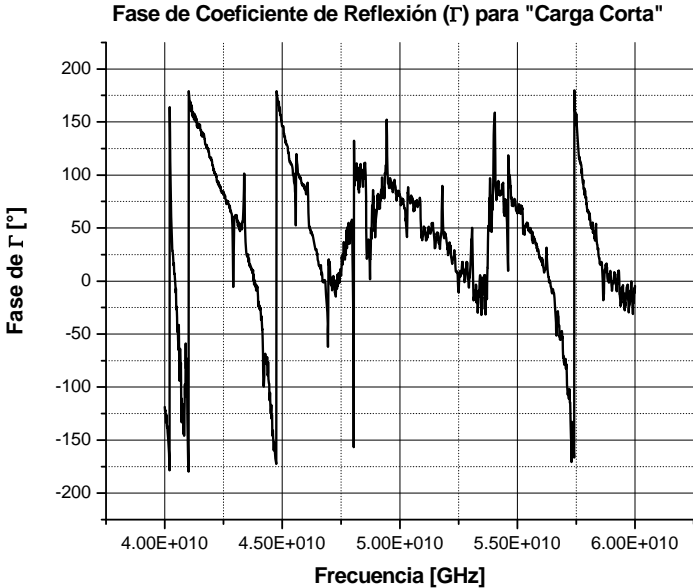


Figura 5-12. Gráfica de Fase de Coeficiente de Reflexión  $|\Gamma|$  de mediciones para “Carga Corta”

De los resultados obtenidos, se observa que la gráfica de magnitud del coeficiente de reflexión tomada en el puerto 2 (parámetro de dispersión  $S_{22}$ ) para la "Carga Estándar", presenta un nivel promedio de -30 [dB] en el rango de frecuencias de 42.5 a 55 [GHz]. La tendencia que se presenta en la magnitud de  $S_{22}$  con la utilización de una "Carga Estándar", es más suave que la presente para la prueba de "Carga Corta"; no se presentan picos cuyo valor sea cercano a -20 [dB], como en el caso para "Carga Corta".

La magnitud del coeficiente de reflexión que se obtiene para este tipo de carga tienen un promedio de -25 [dB], la problemática presente en esta carga es que los picos que muestra tienen una magnitud grande en comparación a las presente en una "Carga Estándar".

Los picos presentes en ambas cargas corresponden a irregularidades en la superficie de la carga diseñada, estos picos son los que afectan la utilización de una carga como elemento de calibración para un dispositivo de medición. Otra problemática que afecta la magnitud para el parámetro de dispersión en cada una de las cargas, es la reflexión presente por una mala alineación entre los elementos.

Al momento que se presenta una mala alineación, la magnitud del coeficiente de reflexión aumenta; está mala alineación junto con la asimetría que presentan las dos cargas, coadyuvan a una calibración inadecuada del equipo de medición.

## **5.2 Circuito de Polarización para diodos PIN**

Una vez que ha sido efectuada la calibración del equipo de medición, el procedimiento final corresponde a la toma de datos que posee el desplazador de fase. Pero antes de realizar las mediciones correspondiente, es necesario diseñar el circuito de polarización para los diodos PIN.

El desplazador de fase desarrollado, requiere que se polarice cada uno de los cuatro diodos PIN presentes en el diafragma de control, de acuerdo a la fase que se desee obtener en la onda reflejada.

Como fue mencionado en el capítulo 4, dependiendo del estado que se requiere que presente el diodo PIN, será la polarización escogida de dos posibles estados 25 [mA] y -30 [V]. En la figura 5-13 se muestra el esquema eléctrico del circuito de polarización para los diodos PIN.

Las salidas que presenta este circuito serán colocadas en los ánodos de cada uno de los diodos PIN, mientras que los cátodos de éstos serán conectados a tierra.

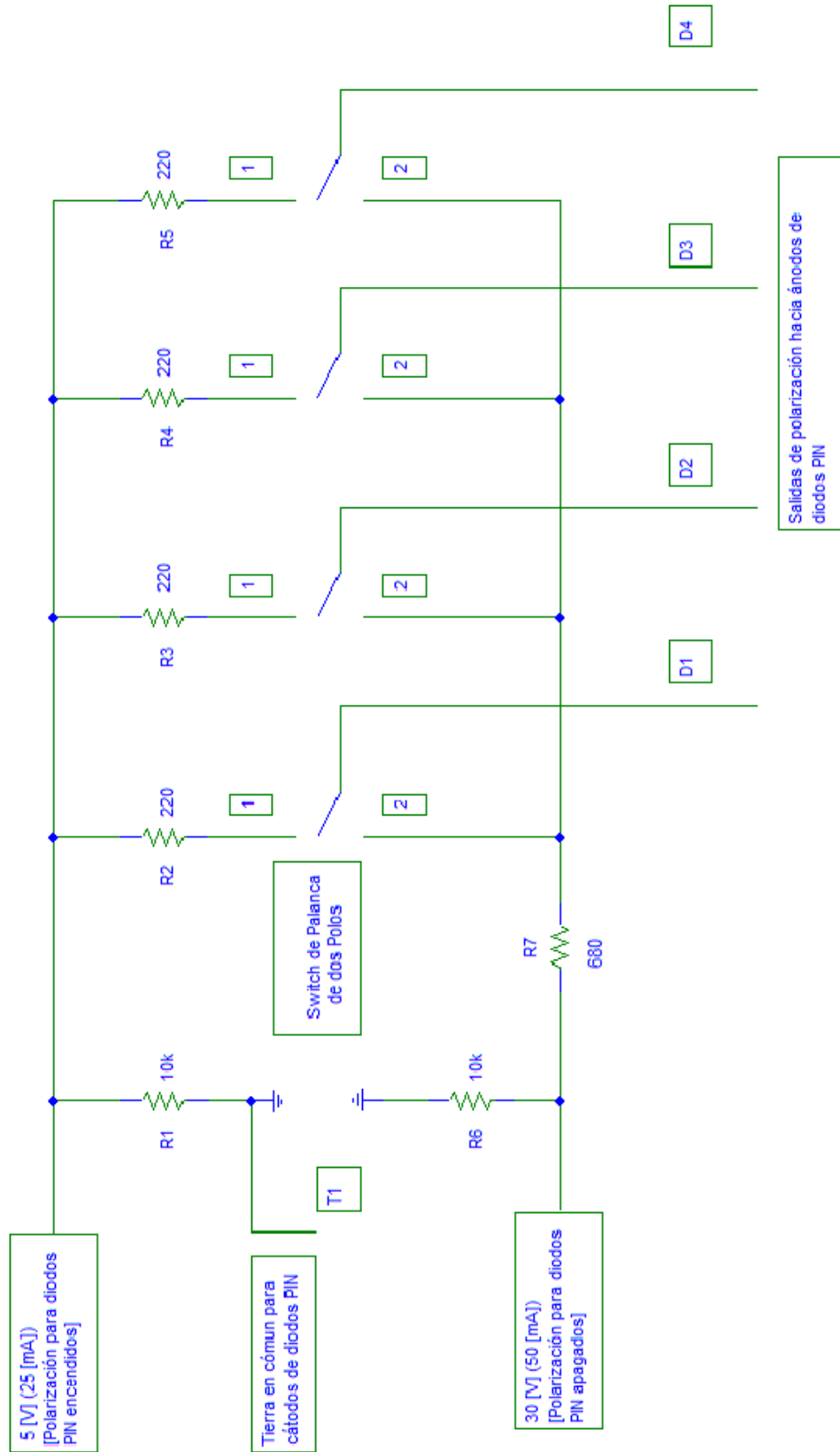


Figura 5-13. Esquema Eléctrico de circuito de polarización para diodos PIN

La selección del estado del diodo PIN se efectúa mediante un switch de palanca, el cual se sitúa en la polarización correspondiente para cada estado requerido. En la figura 5-14 se presenta el circuito de polarización que es utilizado para obtener los diferentes estados del diodo PIN.

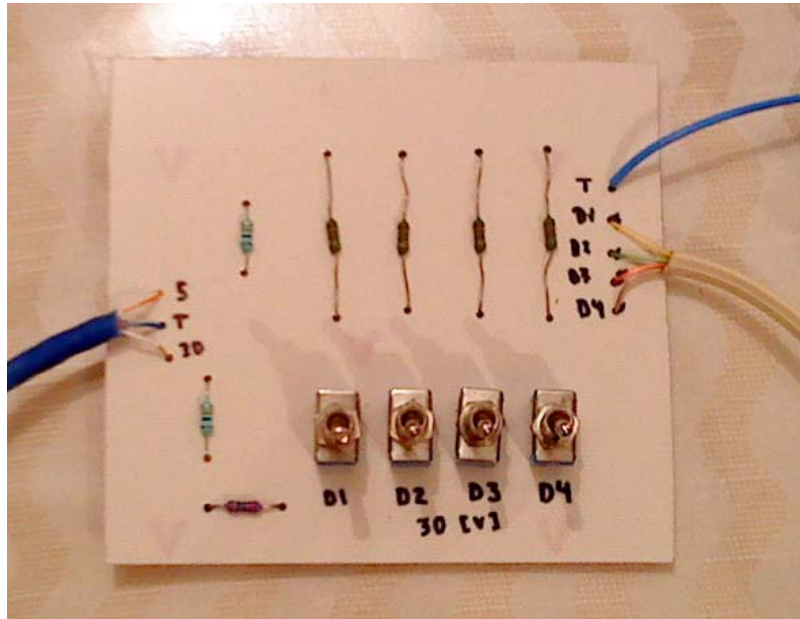


Figura 5-14. Circuito de Polarización para diodos PIN

De la descripción del funcionamiento del diafragma de control, se mencionó que 3 de los 4 diodos PIN estarán en circuito corto (encendidos), mientras que el último de los diodos estará en circuito abierto (apagado). Para el caso de que se requiera que el diodo PIN 1 se encuentre apagado, la posición del switch correspondiente a este diodo deberá estar indicando una polarización de 30 [V].

Para el resto de los diodos PIN, los switches correspondientes deberán estar posicionados a una polarización de 5 [V] (25 [mA]). El mismo procedimiento se repite para el caso en que se requiera que el diodo 2, 3 ó 4 se encuentre apagado, en donde la polarización correspondiente será de 30 [V], mientras que el resto de diodos presentará la misma polarización de 5 [V].

Éste circuito presenta 5 salidas, correspondientes a la polarización para los cuatro diodos PIN y la tierra en común que poseen todos estos elementos. Las salidas de polarización para los ánodos de los diodos PIN serán colocadas en las ranuras que presenta el dispositivo de montaje para el diafragma de control.

Los elementos utilizados para poder polarizar cada uno de los diodos PIN en la estructura del diafragma, son fabricados de un material conductor, por lo cual si se colocan

directamente los cables de polarización en el dispositivo de montaje (conductor), se presentará un circuito corto, el cual dañará de forma grave a los diodos PIN y al propio diafragma.

Para evitar estos problemas, los cables que lleguen al dispositivo de montaje serán colocados sobre un material que posee dos capas de cobre existiendo entre ambas una capa de material dieléctrico.

En la figura 5-14, se muestran las características que presentan las piezas utilizadas para realizar la conexión entre los cables para la polarización de los diodos PIN y el dispositivo de montaje.

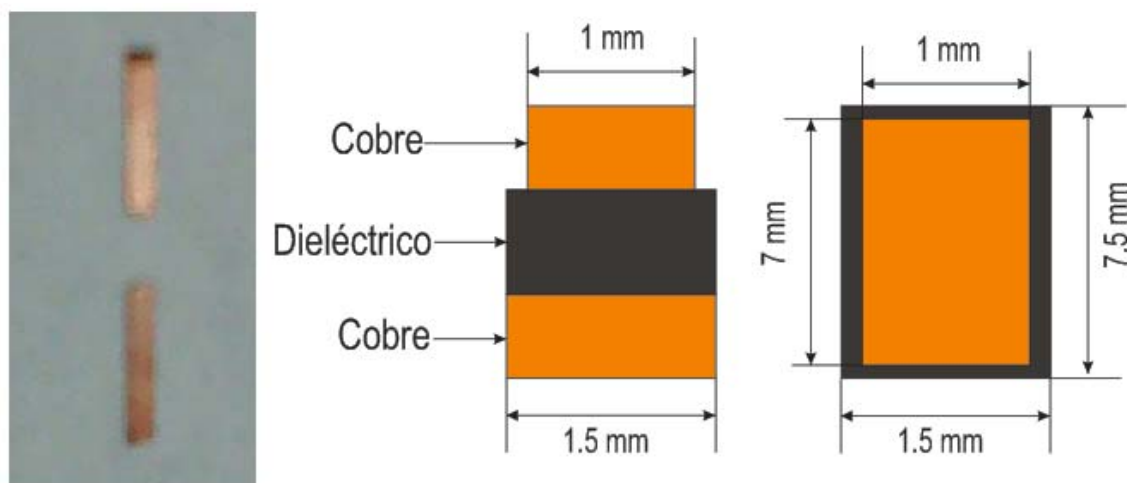


Figura 5-15. Elementos de transición entre dispositivo de montaje y cables de polarización.

La capa superior tendrá una zona la cual estará descubierta de cobre, sobre esta superficie se colocarán los cables provenientes del circuito de polarización. La parte inferior no sufrirá adecuación alguna, permitiendo con esto la conectividad necesaria que se requiere tener en toda la estructura, con la finalidad de poder colocar el cable de tierra que será común para todos los cátodos de los diodos PIN.

Una vez que se tienen los elementos de transición, el siguiente paso es su colocación en el circuito de montaje del diafragma de control, los cuales serán unidos a los cables de polarización que provienen del circuito de polarización de los diodos PIN. Se debe de verificar en todos los casos la conectividad existente entre los elementos, evitando la presencia de circuitos cortos.

En la siguiente figura, se muestra el dispositivo de montaje con la colocación de los elementos de transición y los cables a utilizar para el circuito de polarización.

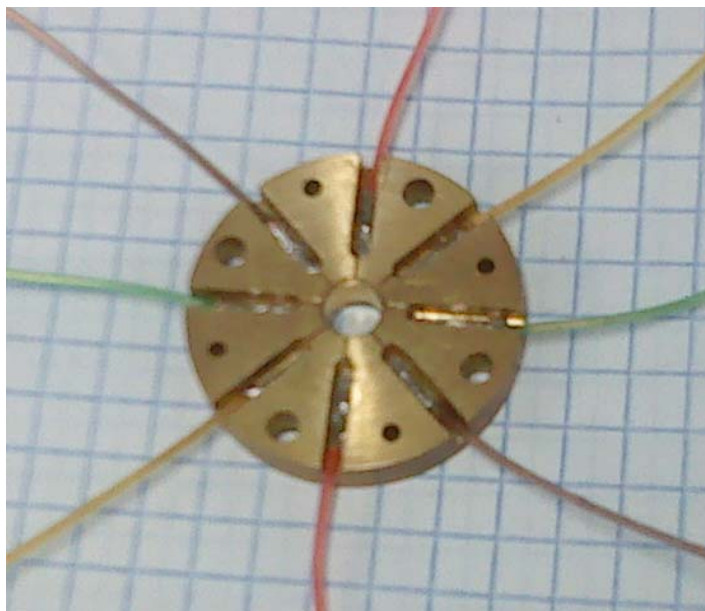


Figura 5-16. Circuito de montaje de diafragma de control con cables para polarización de diodos PIN.

En esta figura se observa que los cables de polarización para los diodos, presentan diferentes colores con el propósito de poder diferenciar cada uno de ellos. Como se ha mencionado previamente, el dispositivo de montaje puede contener hasta 8 diodos PIN, por lo cual cada uno de los cables representa la posible polarización de cada uno de estos posibles diodos PIN.

Las ranuras que van del área en donde se encuentra al diafragma de control y el espacio realizado por las fresas, corresponde a los cables que irán del diodo PIN a las terminales de polarización del circuito.

Una vez que han sido colocados los diferentes elementos en cada uno de los dispositivos, es necesaria la verificación del circuito de polarización; el objetivo es corroborar que tal elemento cumpla con las especificaciones para el cual fue diseñado. Para ello, es necesario medir los valores de resistencia presentes entre las dos líneas de alimentación de 5[V] y 30 [V] y cada una de las salidas hacia los diodos PIN. Para tal propósito son efectuadas las siguientes pruebas:

- a) En la primera prueba, es seleccionada una polarización de 30 [V] (estado abierto) [Figura 5-13] para cada uno de los diodos PIN. Es medida la resistencia presente entre la línea de alimentación de 30 [V] y las salidas hacia los diodos PIN, la cual deberá tener un valor de 680 [ $\Omega$ ]. Para el caso de la resistencia presente entre la línea de alimentación de 5 [V] y cada una de las salidas, el valor correspondiente que deberá obtenerse es de 22 [k $\Omega$ ].

- b) En la segunda prueba, es seleccionada la polarización de 5[V] (estado cerrado) para los diodos PIN. En este caso, el valor de resistencia que se deberá de tener entre la línea de alimentación de 5 [V] y las diferentes salidas del circuito de polarización será de 220 [ $\Omega$ ]. Para el caso de la línea de alimentación de 30 [V], la resistencia que se presenta entre está y las diferentes salidas deberá de ser de 22 [k $\Omega$ ].
- c) Pueden ser alternadas las polarizaciones para cada uno de los diodos, sin embargo, la resistencia que se encuentre deberá ser igual a los valores mencionados de referencia para las dos pruebas anteriores dependiendo de la polarización seleccionada.

Una vez que han sido realizadas estas series de pruebas y los resultados obtenidos concuerdan con los valores esperados, el circuito de polarización puede ser utilizado para la polarización de los diodos PIN del diafragma de control.

## Conclusiones

1. El proceso de calibración del instrumento para obtención de datos, es realizado a través de un kit de calibración propio; esto requiere que en la interfaz del equipo de medición, el conjunto de pruebas a realizar tenga un nombre distintivo respecto a nombres dados a otros kits de calibración.
2. La configuración de la interfaz del equipo de medición, requiere de igual forma que sean etiquetadas con nombres distintivos, cada una de las diferentes pruebas que serán realizadas, con el objetivo de poder ser diferenciadas respecto de pruebas previamente desarrolladas. Se debe de introducir los parámetros correspondientes para cada uno de los circuitos a utilizar.
3. La calibración del equipo de medición realizada mediante la prueba de “offset short”, es efectuada a través tres circuitos, de los cuales, dos de ellos presentan un “offset” mayor respecto al teórico diseñado. Sin embargo, el desfase de fase correspondiente a para cada uno de estos circuitos se sigue situando dentro del intervalo permitido para dos líneas  $20^\circ < \theta < 160^\circ$ . Al tener un mayor “offset”, se asegura estar más alejado del límite crítico inferior del intervalo anterior.
4. La realización de la prueba de carga acoplada en el proceso de calibración es afectada por la asimetría que presenta cada una de las cargas utilizadas. Esta asimetría produce la presencia de cambios bruscos en la magnitud del coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ ), respecto a la tendencia que presentan conjuntos de datos anteriores o posteriores de la magnitud de  $\Gamma$ .

5. Para disminuir la asimetría que presentan cada una de las cargas, es necesario que la máquina utilizada en su fabricación, presente un mejor alineamiento, así como un proceso de corte de material más refinado y simétrico posible mediante secciones de trabajo reducidas.
6. Los algoritmos de corrección del equipo de medición no pueden adaptar de forma adecuada los resultados de las diferentes pruebas efectuadas de calibración, debido a que el equipo no fue diseñado para la toma de mediciones de dispositivos basados en guías de onda circular.
7. El adecuado funcionamiento del dispositivo de polarización, debe ser verificado mediante los valores de resistencia nominales de los elementos presentes en el circuito, no permitiéndose una variación mayor al  $\pm 5\%$  del valor nominal establecido.
8. Los elementos de transición colocados en el dispositivo de montaje del diafragma de control, debe de presentar tres diferentes regiones; dos de estas regiones serán conductores, los cuales deberán estar aislados entre ellos mediante una capa intermedia de dieléctrico.

## Referencias

[1] "Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent Vector Network Analyzers", Application Note 1287.11, Agilent Technologies.



## Conclusiones Generales

El objetivo de esta tesis, era el desarrollo de un desplazador de fase cuya frecuencia central de trabajo estuviese localizada a 50 [GHz], él cual debería de presentar un nivel de pérdidas de inserción menor a 0.6 [dB] con la consecuente obtención de un ancho de banda amplio.

Este desplazador de tipo reflectivo es basado en el cambio de fase del principio de Fox, en donde el elemento fundamental que posee este dispositivo es un diafragma de control. Cada elemento presente en el diafragma de control es examinado mediante un software de análisis especializado, él cual se basa en la utilización del método de elemento finito.

Mediante este software, es obtenida la gráfica de onda controlada a través de la cual, se puede determinar las pérdidas de inserción que presenta el desplazador de fase teórico desarrollado. El análisis efectuado al desplazador de fase y los circuitos de calibración utilizados en el equipo de medición, conllevan a las siguientes conclusiones obtenidas:

1. El problema principal de los desplazadores de fase, son las altas pérdidas de inserción que se poseen. En los sistemas de comunicación se busca que los dispositivos utilizados tengan una alta eficiencia, por lo cual no es permitido que los requerimientos de potencia aumenten para mantener un determinado nivel de operación.
2. El desplazador de fase diseñado, se basa en el principio de cambio de fase de Fox, en donde se busca que los coeficientes de reflexión para las componentes ortogonales de la onda de polarización circular incidente, posean una diferencia de fase de  $180^\circ$ . El elemento principal para este desplazador de fase, es un diafragma de control; este elemento es colocado dentro de una guía de onda circular de 4.78 [mm], en donde mediante un circuito corto deslizante puede ser estrechado el ancho de banda presente.
3. El resonador de ranura de anillo del diafragma de control con radio interno de 0.65 [mm] y radio externo de 1.3 [mm], desarrollado sobre una placa de Rogers Corporation de la serie 5880 que presenta una capa de cobre de 20 [ $\mu\text{m}$ ] y una capa de dieléctrico de 127 [ $\mu\text{m}$ ], presenta una frecuencia de resonancia teórica de 50 [GHz].
4. El Stub horizontal del diafragma de control con una altura mayor (H) de 0.26 [mm], una altura menor (h) de 0.15 [mm], una longitud mayor (L) de 0.5 [mm] y una longitud menor (l) de 0.1 [mm] [Figura 3-12], en conjunto con el diodo PIN 4005 en estado abierto colocado sobre él, presentes en el diafragma de control, permiten reflejar únicamente la componente vertical de la onda incidente, permitiendo la transmisión de la componente horizontal.

5. La colocación de la pared metálica a una distancia de 2.13 [mm] respecto del plano definido por el diafragma de control, con el diodo PIN colocado en el stub horizontal en estado abierto y los restantes tres diodos en estado cerrado colocados en los stubs vertical e inclinados, permiten obtener un desplazador de fase que presenta un ancho de banda teórico de 9.77 [GHz], considerando un nivel de pérdidas menor a 0.6 [dB]. Situándose la frecuencia menor a un valor de 44.01 [GHz], en tanto que la frecuencia mayor para la determinación del ancho de banda se localiza a una frecuencia de 53.78 [GHz].
6. La tecnología de fabricación existente permite desarrollar elementos de hasta 50 [μm], debiendo existir 70 [μm] entre los bordes de dos superficies. El desplazador de fase es desarrollado en cuatro diferentes etapas de fabricación:
  - a) En la primera etapa, es utilizada la máscara uno para efectuar el proceso de grabado sobre una capa de 20 [μm] de cobre, la cual define la superficie de metal a utilizar para el desarrollo del resonador anular.
  - b) En siguiente etapa, una vez realizada la deposición de cyclotene, es colocada la máscara dos que será utilizada en el proceso de grabado de este material. Mediante este grabado, son definidas las regiones de cyclotene sobre las cuales serán colocados los circuitos de polarización del diodo PIN.
  - c) En la etapa tres, es utilizada la máscara tres para desarrollar el proceso de grabado de las regiones definidas previamente en la etapa uno; en esta etapa se obtiene la geometría característica del resonador anular y de cada uno de los stubs del diafragma de control.
  - d) En la última etapa es depositada una capa de 1 [μm] de cobre, la cual es posteriormente grabada mediante el la utilización de la máscara cuatro, para obtener los circuitos de polarización para cada uno de los diodos PIN.
7. La calibración el equipo de medición, requiere la fabricación de un kit de calibración, el cual contiene circuitos para poder realizar las pruebas de circuito corto y carga acoplada. El diseño de elementos para prueba de circuito abierto se basa en las reglas de diseño para el desfasamiento de fase de dos líneas.

Este trabajo de tesis cumple con el objetivo del desarrollar un desplazador de fase con las menores pérdidas de inserción posibles, diseñando los circuitos necesarios para efectuar la calibración correspondiente del equipo de medición, así como los diferentes elementos del desplazador de fase; asentando con ello las bases para posteriores trabajos que se centren en el desarrollo de desplazadores de fase basados en el principio de cambio de fase que trabajen en la banda de frecuencia “U” o mayor.

# Referencias

## Referencias Capitulo 1

- [1] Martynyuk, Alexander E., Martinez-Lopez, Andrea G., Martinez Lopez, José I. "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits ". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 54, No. 12, December 2006.
- [2] Martynyuk, Alexander E., Martynyuk, Ninel A., khotiaintsev, Sergei N., Vountesmeri, Valeri S., "Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 6, June 1997.
- [3] Romanofsky, Robert R., "Array Phase Shifters: Theory and Technology". NASA/TM. 2007-214906, October 2007.
- [4] <http://www.microwaves101.com>
- [5] Varadan, Vijay K., Vinoy, K.J., Jose, K.A., "RF MEMS AND THEIR APPLICATIONS", WILEY, 2003, USA.
- [6] Pozar, David M., "Microwave Engineering", 3<sup>rd</sup> Ed., USA, 2005, John Wiley & Sons, Inc.

## Referencias Capitulo 2

- [1] Martynyuk, Alexander E., Martinez Lopez, José I., Rodriguez Cuevas, Jorge., Sydoruk, Yuri K., "Wideband Reflective Array Based on Loaded Metal Rings". IEEE. 2005
- [2] Martynyuk, Alexander E., Sydoruk, Yuri K., "Low-Loss Phase Shifters for Ka Band Phase Array". IEEE. 2000.
- [3] Martynyuk, Alexander E., Martinez-Lopez, Andrea G., Martinez Lopez, José I., "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 12, December 2006.
- [4] Martynyuk, Alexander E., Martynyuk, Ninel A., khotiaintsev, Sergei N., Vountesmeri, Valeri S., "Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 6, June 1997.

### Referencias Capitulo 3

- [1] Martynyuk, Alexander E., Martynyuk, Ninel A., khotiaintsev, Sergei N., Vountesmeri, Valeri S., "Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 6, June 1997.
- [2] Pozar, David M., "Microwave Engineering", 3<sup>rd</sup> Ed., USA, 2005, John Wiley & Sons, Inc.
- [3] <http://www.rogerscorp.com/acm/products/10/RT-duroid-5870-5880-5880LZ-High-Frequency-Laminates.aspx>
- [4] Hayt, Jr., William., "Teoría Electromagnética", 5a. Ed., México, 2001, Mc Graw Hill.
- [5] Martynyuk, Alexander E., Martinez-Lopez, Andrea G., Martinez Lopez, José I., "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits". *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 12, December 2006.
- [6] "Achieve High Isolation in Series Applications with the Low Capacitance HPND-4005 Beam Lead PIN", Hewlett Packard, Application Note 985

### Referencias Capitulo 4

- [1] "Agilent PNA Microwave Network Analyzers Data Sheet", Agilent Technologies.
- [2] Pozar, David M., "Microwave Engineering", 3<sup>rd</sup> Ed., USA, 2005, John Wiley & Sons, Inc.
- [3] Marks, Roger B., "A Multiline Method of Network Analyzer Calibration". *IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech.*, Vol. 39, No. 7, July 1991.
- [4] [http://www.quinstar.com/appendices\\_a\\_thru\\_n.pdf](http://www.quinstar.com/appendices_a_thru_n.pdf)
- [5] [http://www.quinstar.com/quinstar\\_2009\\_catalog.pdf](http://www.quinstar.com/quinstar_2009_catalog.pdf)

### Referencias Capítulo 5

- [1] "Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent Vector Network Analyzers", Application Note 1287.11, Agilent Technologies.