



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA  
ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES**

***CONMUTADOR SPDT BASADO EN LA GUÍA DE ONDA RECTANGULAR PARA LA  
BANDA U.***

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE  
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA

VARELA RUIZ DIANA

TUTOR PRINCIPAL

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK  
FACULTAD DE INGENIERÍA, UNAM

CIUDAD DE MÉXICO, NOVIEMBRE 2017



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

Secretario: Dr. Martínez López José Ismael

Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr

1<sup>er</sup>. Suplente: Dra. Moumtadi Fátima

2<sup>do</sup>. Suplente: Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: CIUDAD UNIVERSITARIA

**TUTOR DE TESIS:**

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

-----  
**FIRMA**

## *Dedicatoria*



*Dedico este trabajo a mis abuelos  
Valentín y Enrique, a mi tío Januariario.  
Aunque ya no están, siempre seguirán  
conmigo en la mente y el corazón.*



## *Agradecimientos*

*Le agradezco a mis padres Martha y Carlos por seguirme apoyando en las decisiones que he tomado y dejarme seguir mis sueños, a mi hermana Karla por estar ahí siempre. A toda mi familia ya que, a pesar de tener tiempos difíciles, permanecemos juntos y unidos. ¡Los quiero!*

*Le agradezco a Israel, mi compañero y amigo por no dejarme caer nunca. Gracias por tu infinito amor y apoyo.*

*Ariadna y Esperanza, gracias por su amistad y apoyo incondicional.*

*Gracias a mi tutor, el Doctor Oleksandr Martynyuk por ser mi maestro y guía, por dedicar su tiempo y seguirme brindando su apoyo para terminar mi formación. Extraordinaria persona y profesor. Mi más profunda admiración y respeto.*

*A los miembros del jurado por sus valiosas observaciones y el tiempo dedicado a la revisión de este trabajo.*

*A la Universidad Nacional Autónoma de México y a la Facultad de Ingeniería, mi alma máter que me sigue permitiendo estudiar.*

*Gracias a los proyectos CONACYT 166106, DGAPA-PAPIIT IN114116, IN115016, IN116517 por la beca recibida.*

# Resumen.

El objetivo de este trabajo es diseñar y estudiar dispositivos de bajas pérdidas que tengan potencial para ser utilizados en receptores en los sistemas de telecomunicaciones. Por ello, se realiza un estudio del estado del arte de los diferentes tipos de conmutadores y se opta por diseñar conmutadores electrónicos con diodos p-i-n. Se proponen diversos diseños de conmutadores SPST y SPDT basados en guía de onda rectangular para la banda U (40-60 GHz).

En los primeros diseños los conmutadores SPST y SPDT están basados en un diafragma en la sección transversal de la guía de onda rectangular, donde son colocados los diodos p-i-n. Sin embargo, estas propuestas no satisficieron los requerimientos. Por esta razón, se decidió que los conmutadores se basaran en una línea finline.

Después de diseñar y estudiar esta línea, para el conmutador SPST en estado encendido con cinco stubs paralelos a la línea y con diodos paralelos a los stubs tenemos pérdidas de inserción mejores que  $0.35\text{ dB}$  con pérdidas de retorno mínimas mejores que  $25\text{ dB}$ . En el estado apagado del conmutador SPST logramos un aislamiento de  $25\text{ dB}$  en una banda de 40.259 GHz a 59.82 GHz. Con respecto al conmutador SPDT obtuvimos pérdidas de inserción mejores que  $2.3\text{ dB}$  en gran parte de la banda, pérdidas de retorno mejores que 9 dB, además un aislamiento mejor que 20 dB en una banda de 40 GHz a 58.4 GHz. En conclusión, podemos decir que los objetivos de este trabajo fueron alcanzados.

# Abstract.

The main purpose of this work is to design and study devices that have potential to be used in receivers in telecommunication systems. Therefore, a study of the state of the art in the area of microwave switches has been performed and as a result it has been concluded that nowadays the electronic switches based on p-i-n diodes are interesting for microwave community. Thus, low-loss U-band SPST and SPDT switches based on rectangular waveguide were proposed.

In the first designs the main element of the SPST and SPDT switches was a control diaphragm installed in the cross-section of the rectangular waveguide. P-i-n diodes were installed on the surface of the control diaphragm in parallel to radial stubs. However, these proposals did not meet the requirements. For this reason, it was decided that the switches should be based on a finline.

The SPST switches with five stubs connected in series to the finline and with p-i-n diodes installed in parallel to the stubs were analyzed. In the ON state the minimal insertion loss of  $0.35\text{ dB}$  was obtained and the return loss was better than  $25\text{ dB}$ . In the OFF state the isolation was  $25\text{ dB}$  in the frequency band from 40.26 to 59.82 GHz. For SPDT switch insertion losses better than  $2.3\text{ dB}$  were obtained, return loss was better than  $9\text{ dB}$  and isolation was better than  $20\text{ dB}$  in the frequency band from 40 to 58.4 GHz. In conclusion, we can affirm that the purposes of this work were achieved.

# Contenido

---

<b>Introducción.....</b>	<b>1</b>
Descripción del problema.....	1
Objetivo general y objetivos particulares.....	2
Descripción de los capítulos.....	2
<b>1. Conmutadores de microondas.....</b>	<b>4</b>
1.1. Conceptos básicos de los conmutadores de microondas.....	5
1.2. Estado del arte de los conmutadores de microondas.....	6
1.2.1. Conmutadores MEMS (Microelectromechanical Systems).....	8
1.2.1.1. Actuación Magnética.....	8
1.2.1.2. Actuación térmica.....	8
1.2.1.3. Actuación electrostática.....	9
1.2.2. Conmutadores con diodos p-i-n.....	14
1.2.3. Conmutadores con CMOS.....	19
1.3. Comparación de diferentes conmutadores.....	23
1.4. Conmutador SPST de bajas pérdidas en banda X.....	25
1.5. Conclusiones.....	27
Referencias.....	28
<b>2. Conmutadores SPST y SPDT basados en guía de onda rectangular.....</b>	<b>32</b>
2.1. Requerimientos del diseño para banda U.....	33
2.2. Diseño del conmutador SPST y optimización.....	34
2.2.1. Conmutador SPST con dos diafragmas y optimización.....	38
2.3. Diseño del conmutador SPDT y optimización.....	41
2.3.1. Conmutador SPDT con postes.....	42
2.3.2. Conmutador SPDT con diafragmas.....	46
2.3.3. Optimización.....	58
2.4. Conclusiones.....	60
Referencias.....	61
<b>3. Conmutadores SPST y SPDT basados en una línea finline con diodos en paralelo.....</b>	<b>63</b>
3.1. Diseño de la Fin-Line.....	64
3.2. Diseño del conmutador SPST.....	68
3.3. Diseño del conmutador SPDT.....	72
3.3.1. Circuito equivalente completo.....	74
3.3.2. Modificación de la unión T y colocación de diodos a diferentes distancias.....	78
3.4. Conclusiones.....	80
Referencias.....	81

<b>4. Conmutadores SPST y SPDT con stubs conectados en serie a la finline y diodos paralelos a los stubs.....</b>	<b>83</b>
4.1. Diseño del conmutador SPST.....	83
4.1.1. Conmutador SPST con un stub.....	84
4.1.2. Conmutador SPST con dos stubs.....	87
4.1.3. Conmutador SPST con tres stubs y optimización.....	93
4.1.4. Conmutador SPST con cuatro stubs y optimización.....	96
4.1.5. Conmutador SPST con cinco stubs y optimización.....	102
4.2. Diseño del conmutador SPDT.....	109
4.2.1. Conmutador SPDT con cuatro stubs.....	111
4.2.1.1. Optimizaciones para ampliar ancho de banda.....	114
4.2.2. Conmutador SPDT con cinco stubs.....	121
4.3. Conclusiones.....	123
Referencias · 125.....	125
<b>Conclusiones generales.....</b>	<b>126</b>

# Índice de figuras

---

Figura 1.1: Esquema simplificado de un sistema de radiocomunicaciones.....	5
Figura 1.2: Configuraciones del conmutador.....	7
Figura 1.3: Principio de operación de un TMCA.....	9
Figura 1.4: Conmutador MEMS.....	9
Figura 1.5: Configuración de un conmutador.....	10
Figura 1.6: Medición del cambio en el espaciamiento debido al incremento y disminución del voltaje.....	11
Figura 1.7: Esquema del diodo p-i-n.....	15
Figura 1.8: Modelos del diodo p-i-n.....	15
Figura 1.9: Sección transversal de un MOSFET tipo n.....	20
Figura 1.10: Esquema del diodo varactor.....	21
Figura 1.11: Conmutador SPST en guía de onda y diafragma de control.....	25
Figura 1.12: a) Magnitud medida del coeficiente de transmisión vs. frecuencia b) Magnitud medida del coeficiente de reflexión vs. Frecuencia.....	26
Figura 2.1: Geometría de la guía rectangular estándar.....	32
Figura 2.2: Propagación electromagnética TE <sub>10</sub> en guía rectangular.....	33
Figura 2.3: a) Diseño de un semi anillo ranurado a 50 GHz b) ) Magnitudes del coeficiente de transmisión y reflexión (curvas verde y roja, respectivamente).....	35
Figura 2.4: Diseño del conmutador SPST con un diafragma.....	36
Figura 2.5: Conmutador SPST encendido.....	37
Figura 2.6: Conmutador SPST apagado.....	38
Figura 2.7: Conmutador SPST con dos diafragmas.....	38
Figura 2.8: Circuito equivalente del conmutador SPST.....	39
Figura 2.9: Optimización del conmutador SPST con dos diafragmas.....	39
Figura 2.10: Estructura de la guía de onda para el conmutador SPDT.....	42
Figura 2.11: Comportamiento ideal del conmutador SPDT, con un poste de 0.4 mm	43
Figura 2.12: : Estructura del conmutador SPDT otro brazo, mismo poste.....	43
Figura 2.13: Guía de onda con dos postes diam= 0.4 mm.....	44
Figura 2.14: Guía de onda con poste centrado diam= 0.4 mm.....	44
Figura 2.15: a) Tornillo resonante centrado, diámetro 0.5 mm b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde) y las pérdidas de retorno (curva roja) respecto a la frecuencia.....	45
Figura 2.16: a)Tornillo resonante centrado, diámetro 0.4 mm b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde) y las pérdidas de retorno (curva roja) respecto a la frecuencia.....	45
Figura 2.17: a) Dos tornillos resonantes, diámetro 0.4 mm b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde) y las pérdidas de retorno (curva roja) respecto a la frecuencia.....	45

Figura 2.18: a) Dos postes triangulares b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde) y las pérdidas de retorno (curva roja) respecto a la frecuencia.....	46
Figura 2.19: Estructura de la guía de onda para el conmutador SPDT.....	46
Figura 2.20: Guía de onda de uno a dos canales.....	47
Figura 2.21: Divisor de potencia T.....	48
Figura 2.22: Esquema de una guía de uno a dos canales.....	51
Figura 2.23: Conmutador SPDT con un diafragma.....	57
Figura 2.24: Conmutador SPDT con dos diafragmas en cada salida.....	58
Figura 2.25: Parámetros S después de la optimización del conmutador SPDT con dos diafragmas.....	60
Figura 3.1: Sección transversal de algunas finlines.....	63
Figura 3.2: Distribución de campo eléctrico transversal en Finline.....	64
Figura 3.3: Diseño de la finline.....	65
Figura 3.4: Modos en finline con diferentes.....	66
Figura 3.5: a) Dependencia de la impedancia característica respecto a la frecuencia conforme el mallado aumenta b) Constante de propagación de la finline en función de la frecuencia.....	67
Figura 3.6: Parámetros S de la finline cuando $S=0.1$ mm, pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja).....	67
Figura 3.7: Conmutador SPST con diodo en paralelo.....	68
Figura 3.8: Concentración del campo en la finline con un diodo cerrado de $3 \Omega$ ....	69
Figura 3.9: Circuito equivalente de la finline estado cerrado.....	70
Figura 3.10: Coeficiente de reflexión del conmutador SPST con diodos en paralelo, estado cerrado.....	71
Figura 3.11: Estructura del conmutador SPDT simple.....	73
Figura 3.12: Coeficiente de reflexión en CST Microwave Studio.....	74
Figura 3.13: Circuitos equivalentes del diodo p-i-n y parámetros S.....	75
Figura 3.14: Circuito equivalente de la finline con elementos parásitos.....	76
Figura 3.15: Conmutador SPDT.....	77
Figura 3.16: Campo eléctrico en el conmutador SPDT con diodos p-i-n al ras.....	77
Figura 3.17: Conmutador SPDT finline diodos al ras.....	78
Figura 3.18: Conmutador SPDT finline dos diodos.....	79
Figura 3.19: Conmutador SPDT diodos paralelos.....	79
Figura 4.1: Vista en perspectiva del conmutador SPST con un stub.....	84
Figura 4.2: Conmutador SPST con un stub $l_s=0.67$ mm.....	86
Figura 4.3: Conmutador SPST con dos stub $l_s=0.67$ mm.....	88
Figura 4.4: Conmutador SPST con dos stub $l_s=0.67$ mm separados una distancia de $\lambda/4$ .....	90
Figura 4.5: Conmutador SPST con dos stub de distintas longitudes.....	92

Figura 4.6: Conmutador SPST con tres stub de distintas longitudes.....	94
Figura 4.7: Optimización del conmutador SPST con tres stubs.....	96
Figura 4.8: Conmutador SPST con cuatro stub de distintas longitudes dos lados....	98
Figura 4.9: Conmutador SPST con cuatro stub de distintas longitudes y distancias...	100
Figura 4.10: Optimización del conmutador SPST con cuatro stubs.....	102
Figura 4.11: Conmutador SPST con cinco stubs de un lado.....	105
Figura 4.12: Optimización del conmutador SPST con cinco stubs de un lado.....	107
Figura 4.13: Optimización del conmutador SPST con cinco stubs, ambos lados....	108
Figura 4.14: Curva de aislamiento para un conmutador SPST con cinco stubs, después de la optimización.....	109
Figura 4.15: Finline simple para conmutador SPDT.....	110
Figura 4.16: Primer diseño del conmutador SPDT con cuatro stubs en cada brazo...	111
Figura 4.17: Optimización del conmutador SPDT con cuatro stubs en cada brazo...	113
Figura 4.18: Conmutador SPDT con stubs a $\lambda/8$ desde unión T.....	114
Figura 4.19: Vista lateral del conmutador SPDT con cuatro stubs y dos diodos al ras.....	115
Figura 4.20: Parámetros S después de la optimización del SPDT con cuatro stubs, en un ancho de banda de 8 GHz.....	116
Figura 4.21: Parámetros S, después de la optimización del SPDT con cuatro stubs, en un ancho de banda de 12 GHz.....	117
Figura 4.22: Parámetros S, después de la optimización del SPDT con cuatro stubs, en un ancho de banda de 16 GHz.....	118
Figura 4.23: Comparación de las pérdidas de inserción luego de las optimizaciones de la A a la D en la banda U.....	120
Figura 4.24: Comparación de las pérdidas de retorno, después de las optimizaciones A - D en la banda U.....	120
Figura 4.25: Comparación del aislamiento, después de las optimizaciones A - D en la banda U.....	121
Figura 4.26: Conmutador SPDT con cinco stubs en cada brazo.....	122
Figura 4.27: Parámetros S, después de la optimización del SPDT con cinco.....	123

# Índice de tablas

---

Tabla 1.1: Comparación del rendimiento de los conmutadores MEMS, de acuerdo a su mecanismo de actuación.....	12
Tabla 1.2: Comparación del rendimiento del diodo p-i-n, conmutador MEMS y FET.....	24
Tabla 2.1: Especificaciones de los conmutadores SPST y SPDT de Quinstar.....	34
Tabla 2.2: Características de los elementos usados para el diseño de los conmutadores.....	34
Tabla 2.3: Parámetros del diafragma ranurado.....	36
Tabla 2.4: Valores de elementos en el circuito equivalente en AWR para los diafragmas.....	39
Tabla 2.5: Parámetros del optimizador para el conmutador SPST con dos diafragmas.....	41
Tabla 2.6: Resultados de tornillos resonantes.....	45
Tabla 2.7: Parámetros S de la guía de onda con diferentes longitudes de tappers....	47
Tabla 2.8: Análisis de corto a distancia 3.84 mm.....	56
Tabla 2.9: Análisis de corto a distancia 3.4 mm.....	56
Tabla 2.10: Análisis de corto a distancia 4.5 mm.....	56
Tabla 2.11: Metas de optimización del conmutador SPDT con un diafragma.....	57
Tabla 2.12: Metas y parámetros a optimizar en el conmutador SPDT con dos diafragmas.....	58
Tabla 3.1: Impedancia característica y constante de propagación de la finline.....	66
Tabla 3.2: Variación de la inductancia y espesor del alambre dependiendo del mallado.....	71
Tabla 4.1: Comparación de resultados para un conmutador SPST con un stub.....	86
Tabla 4.2: Comparación de resultados del conmutador SPST con dos stubs de la misma longitud a la misma distancia.....	89
Tabla 4.3: Comparación de resultados del conmutador SPST con dos stubs de la misma longitud separados una distancia de $\lambda/4$ .....	90
Tabla 4.4: Comparación de resultados para un conmutador SPST con dos stubs de diferentes longitudes.....	92
Tabla 4.5: Comparación del conmutador SPST con tres stubs.....	95
Tabla 4.6: Parámetros de la optimización del SPST con tres stubs en estado cerrado.....	96
Tabla 4.7: Comparación de resultados para un conmutador SPST con cuatro stubs, dos de cada lado.....	98
Tabla 4.8: Comparación de resultados en un SPST con cuatro stubs de diferentes longitudes.....	101

Tabla 4.9: Parámetros de la optimización del SPST con cuatro stubs en estado cerrado.....	101
Tabla 4.10: Comparación de los resultados para un conmutador SPST con cinco stubs.....	105
Tabla 4.11: Metas de optimización para el conmutador SPST con cinco stubs.....	106
Tabla 4.12: Metas y parámetros de la optimización en CST para un conmutador SPST con cinco stubs en ambos lados de la ranura.....	108
Tabla 4.13: Metas de optimización y parámetros optimizados para un conmutador SPDT con cuatro stubs a una distancia $\lambda/4$ de la unión T.....	112
Tabla 4.14: Metas de optimización y longitudes de los stubs y líneas de transmisión para un conmutador SPDT con cuatro stubs a $\lambda/8$ de la unión T.....	113
Tabla 4.15: Metas de los parámetros S para diferentes anchos de banda.....	115
Tabla 4.16: Longitudes de los stubs y líneas de transmisión para las optimizaciones del conmutador SPDT en la banda U.....	119

# Introducción.

---

En los sistemas de radiocomunicaciones las antenas son elementos indispensables, sin embargo, las antenas convencionales tienen dificultad de adaptación en algunas de sus características lo cual merma su rendimiento. Por esta razón a principios de 1930 aparece la idea de hacer las antenas reconfigurables para que se adapten a las necesidades de los nuevos sistemas o de las condiciones ambientales. A partir de este momento se comenzó a trabajar con el concepto de *reconfigurabilidad* que fue definida como “la capacidad de ajustar las formas del haz a través del uso de comandos.”

Desde 1990 hasta la actualidad se han realizado esfuerzos para modificar las características de las antenas para convertirlas en reconfigurables. Estos cambios, deben disminuir su costo y aumentar su desempeño, además de ser capaces de modificar su patrón de radiación con el fin de utilizados en sistemas de radares militares, de aeronaves y automovilísticos, así como en diversas redes de comunicaciones que incluyen: los sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output), sistemas satelitales de banda ancha, comunicaciones inalámbricas, sistemas de banda ultra ancha, entre otros.

La reconfigurabilidad de las antenas debe ser capaz de cambiar el tipo de polarización de onda radiada, el patrón de radiación y frecuencias de operación, cada una independiente de la otra. Esto se puede lograr por medio de una redistribución intencional de las corrientes o de los campos electromagnéticos de la apertura efectiva de la antena, que permita cambios reversibles en las propiedades de radiación.

Mediante los conmutadores electrónicos, mecánicos o de otro tipo se logra la reconfigurabilidad de la antena. Entre estos conmutadores, destacan los electrónicos ya que son capaces de ofrecer una alta velocidad de conmutación, su tamaño es reducido comparado con los mecánicos. Los tipos más comunes de conmutadores electrónicos son los que se basan en MEMS, diodo varactor y diodo p-i-n.

En este trabajo de investigación se propone realizar conmutadores electrónicos para la banda U basados en guía de onda rectangular y diodos p-i-n, porque ofrecen una alta velocidad de conmutación en frecuencias extremadamente altas, capacidad de manejar mayores potencias y bajos voltajes de actuación comparados con los MEMS, además de su peso y tamaño que los hace ideales para aplicaciones en telecomunicaciones a frecuencias de microondas.

## **Definición del problema**

Hoy en día los desarrollos en la banda U (40-60 GHz) son de creciente interés debido a la reciente apertura de la banda para las comunicaciones fijas y móviles. Sin embargo, los problemas de las altas pérdidas en las líneas de transmisión y en los substratos semiconductores impiden el rápido desarrollo de los dispositivos en la banda U utilizando los métodos y tecnologías de fabricación convencionales. Se propone diseñar nuevos conmutadores SPST y SPDT con base en un software especializado para obtener un

dispositivo de bajas pérdidas útil para los receptores de los sistemas de telecomunicaciones operando en la banda U.

### **Objetivo general**

Proponer y estudiar nuevos diseños de conmutadores SPST (Single Pole, Single Throw o Un polo, Un Tiro) y SPDT (Single Pole, Double Throw o Un Polo, Dos Tiros), basados en una guía de onda rectangular para la banda U (40-60 GHz) que pueda ser utilizado para los receptores en los sistemas de telecomunicaciones, obteniendo bajas pérdidas.

### **Objetivos particulares**

1. Investigar y comparar entre si los diferentes diseños de los conmutadores existentes operando en la banda U.
2. Proponer diseños de nuevos conmutadores SPST y SPDT de bajas pérdidas.
3. Investigar las propiedades de los diseños propuestos.
4. Optimizar los diseños para obtener excelentes parámetros.

### **Descripción de los capítulos**

Este trabajo de investigación consiste en cuatro capítulos y conclusiones generales, donde se resumen los diseños realizados para el desarrollo de los conmutadores.

#### *Capítulo uno*

Es una introducción a los sistemas de radiocomunicaciones, en donde se resaltan las antenas reconfigurables que tienen la capacidad de cambiar sus características fundamentales mediante la conmutación. Por ello, se describen y comparan los diferentes métodos de conmutación (electrónicos, mecánicos o de otro tipo) de acuerdo con el estado del arte. Finalmente, se toma como referencia un trabajo de investigación de un conmutador SPST basado en la guía de onda rectangular para la banda X que es la base de nuestros primeros diseños.

#### *Capítulo dos*

En este capítulo se proponen diseños de conmutadores SPST y SPDT basados en una guía de onda rectangular (WR-19) para la banda U, con el objetivo de obtener bajas pérdidas. Los requerimientos que consideraremos son los mismos que tiene la empresa Quinstar, estos conmutadores se basan en diodos p-i-n.

Estos diseños están basados en un diafragma en la sección transversal de la guía donde se colocan los diodos, con ayuda de dos softwares (uno de simulación de circuitos y otro de simulación electromagnética) se simulan y obtienen los parámetros S. Después se optimizan los conmutadores SPST y SPDT.

#### *Capítulo tres*

En este capítulo se propone el diseño de conmutadores SPST y SPDT basado en una línea finline, dado que en el capítulo anterior no se pudieron satisfacer los requerimientos. Primero

se diseña la finline. Luego, se colocan diodos p-i-n en paralelo y obtenemos las características en cada caso. Con ayuda de los circuitos equivalentes y el análisis teórico comparamos los resultados esperados y los obtenidos con los softwares.

#### *Capítulo cuatro*

Finalmente, se concluye la tesis con este capítulo donde se realizan diversos diseños de conmutadores SPST y SPDT con stubs. Debido a que en el capítulo anterior la finline fue diseñada, ahora se toma como base esa estructura y se colocan stubs en los conmutadores. En primer lugar, se diseñan los circuitos equivalentes de los conmutadores SPST, se incrementa el número de stubs y luego se optimiza hasta obtener los parámetros deseados.

Una vez que alcanzamos las metas para el conmutador SPST al colocar cinco stubs, continuamos con el diseño del conmutador SPDT que está basado en los resultados anteriores. Ahora solo se diseñan dos conmutadores SPDT, con cuatro y cinco stubs en cada brazo puesto que en el SPST para estos casos se obtuvieron las mejores características y presentamos las conclusiones de los diseños.

#### **Referencias.**

- [1] Castelán Martínez, Jesús, “Investigación de conmutadores basados en los materiales de calcogenuro de cambio de fase para la banda de extremadamente alta frecuencia”, Tesis Maestría, UNAM 2015, pp. 14-15.
- [2] L. Kuang, X. Yu, H. Jia, L. Chen, W. Zhu, M. Wei, Z. Song, Z. Wang, and B. Chi, “A fully integrated 60-ghz 5-gb/s qpsk transceiver with t/r switch in 65-nm cmos,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 12, pp. 3131–3145, Dec 2014.
- [3] K. Ma, S. Mou, and K. S. Yeo, “A miniaturized millimeter-wave standing-wave filtering switch with high p1db,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 4, pp. 1505–1515, April 2013.
- [4] A.G. Martínez-Lopez, J. Rodríguez-Cuevas, J.I. Martínez-Lopez, A.E. Martynyuk, “X-band circular waveguide switch with polarisation diversity”, *Electronics Letters*, Volume: 44, Issue: 20, 25 Sep. 2008, pp. 1201-1202.
- [5] A.G. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas, A.E. Martynyuk "Low-loss X-band Switch Based on Rectangular Waveguide", *1st International Congress on Instrumentation and applied Sciences*, Cancun, Mexico, 26-29 October, 2010.

# Capítulo 1

## Conmutadores de microondas.

---

En los sistemas de comunicaciones de Radiofrecuencia uno de los componentes principales son las antenas, aquellas que son reconfigurables nos permiten adaptarnos a las necesidades de cada sistema o de las condiciones ambientales con lo cual se mejora su funcionalidad y disminuye las restricciones. El término “reconfigurabilidad” de una antena se acuñó en el año 1979 y se define como la *habilidad de ajustar las formas del haz a través del uso de comandos*.

Los sistemas de radares militares, aeronaves, automovilísticos, las redes satelitales de banda ancha e inalámbricas, además los sistemas MIMO (varias entradas y varias salidas) utilizan antenas reconfigurables. Esto ha llevado una demanda cada vez mayor por lo que se desea perfeccionar el diseño de las antenas reconfigurables que permitan cambiar el patrón de radiación de una antena a bajo costo.

Mediante la redistribución intencional de las corrientes o los campos electromagnéticos de la apertura efectiva de la antena se puede lograr su reconfiguración, con lo que se puede modificar constantemente su patrón con ayuda de conmutadores mecánicos, eléctricos o de otro tipo.

Los conmutadores más comúnmente utilizados son los electrónicos puesto que tienen una alta velocidad de conmutación, además de tener una ventaja de tamaño sobre aquellos conmutadores mecánicos que trabajan a la misma frecuencia. Entre los conmutadores electrónicos se tienen los MEMS y los basados en diodos p-i-n. Otro tipo de conmutadores son aquellos basados en tecnología CMOS, sin embargo, estos tienen grandes pérdidas a altas frecuencias de operación.

En este capítulo se dará una reseña breve de los conmutadores de microondas, los conceptos básicos y una breve comparación de diferentes tipos de conmutadores. Para finalmente, hacer una propuesta del diseño de conmutadores de una entrada y una salida SPST (Single Pole, Single Throw) y de conmutadores de una entrada y dos salidas SPDT (Single Pole, Double Throw). [1]

## 1.1. Conceptos básicos de los conmutadores de microondas.

Los sistemas de comunicaciones principalmente son usados para transmitir y recibir información, dichos sistemas pueden tener diversos medios de transmisión como lo son: conductor metálico, fibra óptica o por el espacio libre.

En los sistemas de radiocomunicaciones el medio de transmisión es el espacio libre. La información es convertida a una señal eléctrica y es enviada por el transmisor, que se compone principalmente de un generador de alta frecuencia, un modulador, y la antena transmisora; el receptor convierte la señal recibida a su forma original y la transfiere a su destino, se compone principalmente de una antena receptora y un demodulador (Figura 1.1).

Cuando la señal sale del transmisor y viaja por el espacio libre, puede tener efectos no deseados como: atenuación, distorsión, interferencia de otras señales y ruido que pueden provocar que la señal no pueda ser recibida correctamente en el destino [2].



Figura 1.1: Esquema simplificado de un sistema de radiocomunicaciones .

Los sistemas de radiocomunicaciones usan antenas como elementos principales que les permiten enviar y recibir las ondas electromagnéticas u ondas de radio. Las antenas pueden considerarse como dispositivos que permiten la transición de una onda guiada en una línea de transmisión a una onda no guiada o radiada al espacio que permite el emitir o recibir ondas electromagnéticas. El principio de funcionamiento de las antenas transmisoras es la transferencia de la energía generada por un circuito eléctrico a una antena y así la emisión de ondas electromagnéticas al espacio libre. Las antenas receptoras captan las ondas que se propagan en el espacio y la convierte en energía aprovechable para un receptor. [3]

Las antenas son elementos necesarios para los sistemas de radiocomunicaciones, sin embargo, muchas de ellas no son capaces de adaptarse a las características de un sistema. Por lo que las antenas reconfigurables son una opción más viable dado que permiten la adaptación de su comportamiento dependiendo de las necesidades de cada sistema o de las condiciones ambientales, dándoles así una ventaja sobre las antenas convencionales e incrementando su funcionalidad.

La reconfigurabilidad de una antena es una necesidad que se debe satisfacer a un bajo costo en los sistemas actuales, así como en los sistemas inalámbricos de próxima generación y en los sistemas de detección. Por ende, estas antenas deben poder cambiar su patrón de radiación, el tipo de polarización de la onda radiada y sus frecuencias de operación.

Este tipo de antenas tienen un mayor auge en los sistemas satelitales, las redes inalámbricas de banda ancha, los sistemas de radares militares, automovilísticos y de aeronaves, así como en los sistemas MIMO, de banda ultra ancha (UWB) y aquellos que requieren la eliminación de interferencias electromagnéticas [4].

Las antenas reconfigurables se pueden usar en dispositivos portátiles inalámbricos con el propósito de mejorar la relación señal a ruido  $S/N$  o redirigiendo la potencia transmitida lo que mejora el BER (la tasa de bit en error) mediante el aumento del rendimiento del sistema y bajando el consumo de energía en redes de telefonía móvil.

Como se mencionó anteriormente, la reconfiguración de una antena puede darse por medio de la redistribución de corrientes o de campos electromagnéticos de la apertura efectiva de la antena, pudiendo así modificar las propiedades de radiación. Lo anterior se logra por medio de conmutadores de microondas y existen diferentes tipos como los eléctricos, mecánicos o de otro tipo. Estos dispositivos deben tener unas buenas características para poder lograr reconfigurabilidad a bajo costo y con bajas pérdidas, por ello la velocidad de conmutación es de vital importancia.

A continuación, se hará un breve repaso del estado del arte de diferentes tipos de conmutadores y sus principales características, además de las configuraciones (serie y paralelo) que podemos tener en diferentes tecnologías.

## 1.2. Estado del arte de los conmutadores de microondas.

Un conmutador es un dispositivo que conecta o desconecta a un circuito eléctrico. Los conmutadores de RF y microondas son extensamente usados en sistemas de radiofrecuencia para enrutar la señal entre múltiples entradas y salidas al integrarse en matrices de conmutadores. Eliminando la necesidad de usar más dispositivos y permitiendo que el sistema sea óptimamente operado y automatizado, lo cual se traduce en un mejor rendimiento. [5,6]

Algunos de los parámetros más importantes para caracterizar cualquier dispositivo (incluyendo los conmutadores) a altas frecuencias son [7]:

- El ancho de banda
- La relación de onda estacionaria (VSWR)
- El aislamiento (en estado encendido/apagado)
- La potencia
- La velocidad de conmutación y vida útil
- Voltaje de operación

- El tamaño total
- Entre otros

Los conmutadores de RF y microondas pueden dividirse en dos categorías diferentes [3-7]:

- I. Los conmutadores electromecánicos
- II. Los de estado sólido

Los conmutadores electromecánicos presentan mejor aislamiento que los de estado sólido, por el contrario, los de estado sólido tienen una vida útil más larga y una velocidad de conmutación más rápida. Además, están los conmutadores basado en CMOS que tienen mejoras en otros aspectos.

Los conmutadores tienen dos estados, encendido y apagado con las que se pueden obtener características como las pérdidas de inserción y aislamiento, respectivamente. Las pérdidas de retorno se obtienen en ambos estados. A parte de eso, existen dos configuraciones básicas para el diseño, serie (Figura 1.2a) y paralelo (Figura 1.2b).

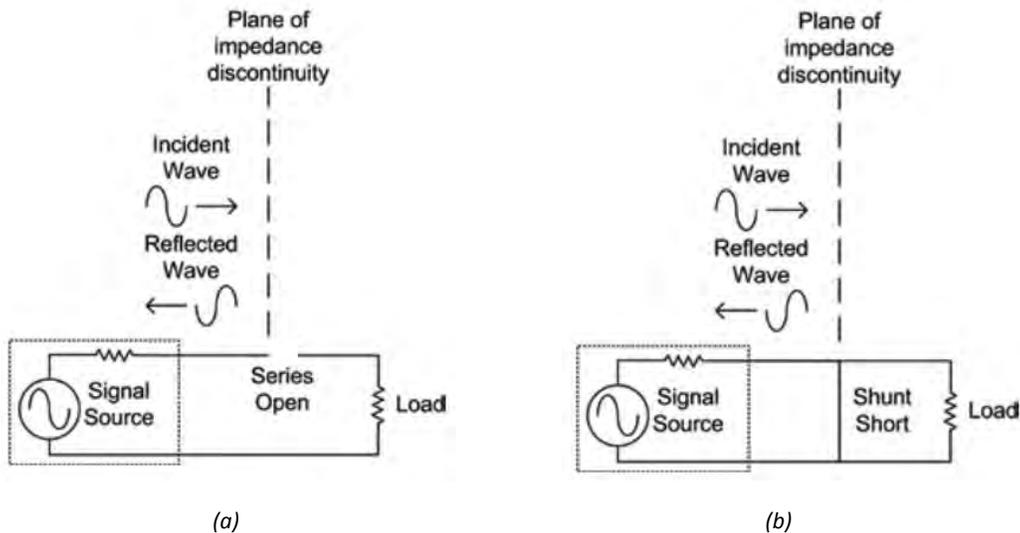


Figura 1.2: Configuraciones del conmutador a) Serie b) paralelo. [11]

En el conmutador en serie cuando tenemos el estado encendido el circuito está completo, es decir que las dos terminales están conectadas al circuito y podemos medir las pérdidas de inserción y si está apagado, o sea que las terminales están desconectadas podemos medir el aislamiento. Por el contrario, en la configuración en paralelo se tiene el estado encendido cuando las dos terminales están desconectadas lo que permite que la señal se transmita y se miden las pérdidas de inserción y en estado apagado, las terminales están conectadas y así podemos medir el aislamiento.

A continuación, se dará una breve explicación de los diferentes tipos de conmutadores dependiendo de la tecnología con la que se han diseñado.

## 1.2.1. Conmutadores MEMS (Microelectromechanical Systems).

Los conmutadores MEMS son dispositivos que hacen un circuito abierto o corto circuito en una línea de transmisión de RF [8]. Estos conmutadores son diseñados para operar entre 0.1 a 100 GHz y se pueden clasificar según su mecanismo de actuación (electrostático, térmico, magnetostático o piezoeléctrico), su configuración (capacitivo o serie), el tipo de estructura (puente, voladizo, rotativo o brazo de palanca) y el mecanismo de retorno (resorte o activo) [8,9].

Ahora, se describirán los conmutadores dependiendo de su mecanismo de actuación. Cuando nos enfocamos en los MEMS para aplicaciones en frecuencias de RF y microondas, la mayoría de estos dispositivos se encuentran categorías, de acuerdo con dos tipos principales de estructuras: micromaquinado sin movimiento 3-D o los de actuación electrostática.

### 1.2.1.1. Actuación magnética.

Los actuadores magnéticos pueden conmutar sin necesidad de energía externa, solamente usando imanes permanentes o materiales ferromagnéticos semiduros. La alta densidad de energía magnética les permite a esos actuadores dar un amplio rango de actuación y gran fuerza. A pesar de que la fuerza magnética disminuye conforme se miniaturiza el dispositivo un actuador magnético puede proveer una mayor fuerza que un actuador electrostático cuando la separación de actuación es mayor a 1  $\mu\text{m}$ . Además, los actuadores magnéticos son útiles para ondas sub-milimétricas. El alto rendimiento de los imanes permanentes permite que estos motores electromecánicos sean hechos con un diámetro menor a 1 mm.

La mayor desventaja en reducir el tamaño de un actuador electromagnético es el tamaño de los núcleos porque su fabricación se dificulta. Por ello, a grandes frecuencias se prefiere no trabajar con este tipo de actuadores [8].

### 1.2.1.2. Actuación térmica.

Los actuadores electromagnéticos tienen un proceso de fabricación complejo, una manera de simplificarlos es eliminar la estructura del núcleo para así tener una estructura del actuador libre del núcleo y sobre un sustrato de silicio. El actuador magnético térmicamente controlado (TCMA, Thermally Controlled Magnetic Actuator) actúa cambiando la magnetización local de la estructura por medio de la calefacción por puntos usando un láser infrarrojo. Al eliminar el núcleo no solo se simplifica el actuador magnético, también permite la microfabricación.

El principio de operación del TCMA se muestra en la Figura 1.3. Consiste en imanes permanentes, una armadura de un material magnético suave y estatores hechos de material termo sensible. Cuando uno de los estatores es calentado para reducir su magnetización, la

fuerza entre los dos estatores cambia porque el gradiente del campo magnético y el otro estator atrae el rayo de la armadura. Esto se hace usando un calentador por puntos de láser infrarrojo y un sistema de micro lentes.

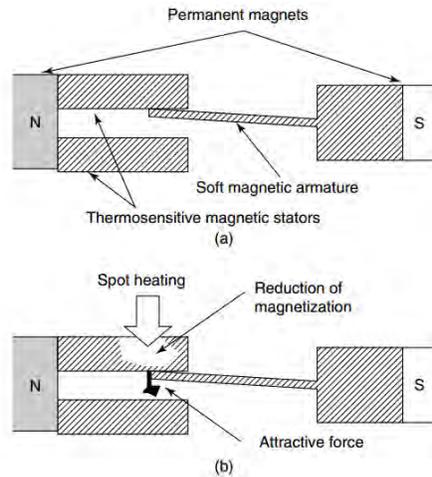


Figura 1.3: Principio de operación de un TMCA a) sin calor b) con calor [8].

### 1.2.1.3. Actuación electrostática.

La configuración más usada para los conmutadores MEMS es mediante un puente voladizo o un puente de viga, como se muestra en la Figura 1.4. Cuando un voltaje es aplicado entre el puente y el electrodo para bajar, una fuerza electrostática es inducida sobre la viga. Esto es conocido como fuerza electrostática la cual existe sobre las placas del capacitor bajo un voltaje aplicado. Con el fin de aproximar la fuerza de la viga sobre el electrodo inferior al bajar es modelado como una placa paralela capacitiva.

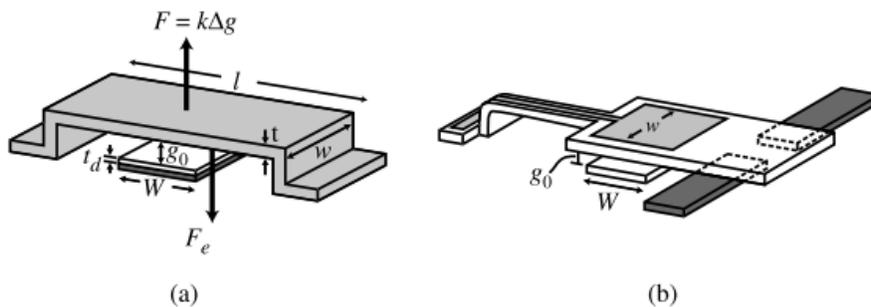


Figura 1.4: Conmutador MEMS a) puente de viga b) puente voladizo, con electrodo para bajar [8].

El capacitor en paralelo es muy común en los conmutadores MEMS, en la Figura 1.5 se ilustra un conmutador que tiene una capa dieléctrica en el área de contacto. En estado abierto, hay una impedancia alta debido al aire entre la parte superior e inferior de las placas. La fuerza electrostática provoca que la membrana se flexione y baje (Figura 1.5b). En este estado, la membrana superior está directamente sobre la capa dieléctrica y la señal de RF está capacitivamente acoplada en la parte inferior de la línea. Por esta razón, el conmutador tiene

una impedancia baja entre los electodos superior e inferior. La membrana dieléctrica sirve para resolver los problemas de fricción estática entre las capas metálicas, que es muy común en los conmutadores de contactos metálicos directos.

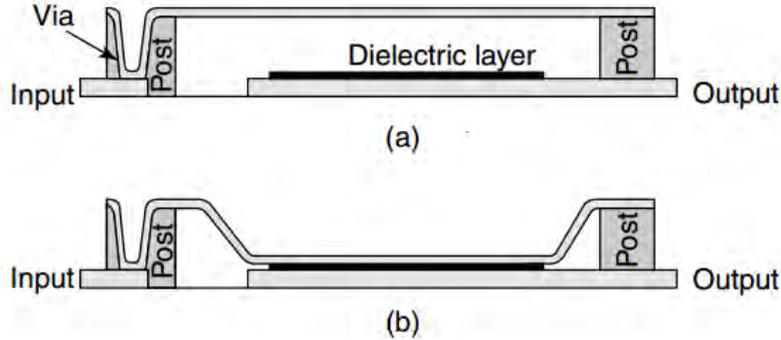


Figura 1.5: Configuración de un conmutador a) Conmutador abierto b) conmutador cerrado [8].

Dado que el ancho de la viga es  $w$  y el ancho del electro es  $W(A=Ww)$ , la capacitancia de placas paralelas es:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g} = \frac{\epsilon_0 Ww}{g} \quad (1.1)$$

donde  $g$  es la altura de la viga por encima del electrodo. La fuerza electrostática aplicada en la viga considerando la potencia entregada a una capacitancia dependiente del tiempo está dada por:

$$F_e = -\frac{\partial W_{el\acute{e}ctrica}}{\partial g} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 WwV^2}{g^2} \quad (1.2)$$

donde  $V$  es el voltaje aplicado entre la viga y el electrodo. La fuerza es independiente de la polaridad del voltaje.

La fuerza electrostática se distribuye uniformemente por la sección transversal de la viga ubicada sobre el electrodo. En la Figura 1.5a hay una fuerza electrostática aplicada y la fuerza de restauración mecánica debida a la rigidez de la viga ( $F=kx$ ) y cuando estas fuerzas son iguales, se llega al equilibrio, entonces:

$$\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 WwV^2}{g^2} = k(g_0 - g) \quad (1.3)$$

donde  $g_0$  es la altura del puente cuando el voltaje de polarización es cero y  $k$  es la constante de resorte contribuida por la membrana. Resolviendo esta ecuación para el voltaje resulta en:

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 Ww} g^2 (g_0 - g)} \quad (1.4)$$

No obstante, este resultado se vuelve inestable cuando la posición de la viga es de  $(2/3)g_0$ , ya que la fuerza electrostática es demasiado grande y el incremento de la fuerza de restauración, provoca comienzo de la inestabilidad de la posición de la viga causando que la viga tenga una posición de estado bajo. El voltaje que causa este colapso es llamado voltaje de actuación y es:

$$V_p = V(2g_0/3) = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 W w}} g^3 \quad (1.5)$$

Cabe destacar que la ecuación anterior muestra dependencia entre el espesor de la viga,  $w$ , y de la constante de resorte,  $k$ , el voltaje de actuación es dependiente del espesor de la viga. Por lo que es necesario cambiar el diseño de la membrana para reducir la constante de resorte [9].

Cuando el voltaje aplicado llega al umbral, el cantiliever (puente voladizo) cae abruptamente al electrodo del fondo, y el conmutador está en estado encendido. Se puede observar que si la magnitud del voltaje es reducida, el cantiliever regresa a su posición original (estado apagado) con un voltaje menor que el del umbral, lo cual crea la histéresis. En la Figura 1.6, se muestra la medición típica de cambio en el espaciamiento de un conmutador de puente voladizo debido a un voltaje aplicado [8].

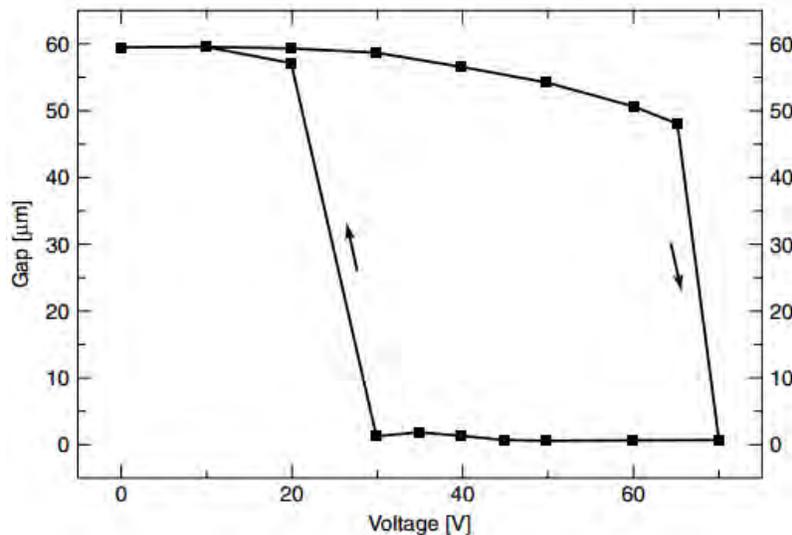


Figura 1.6: Medición del cambio en el espaciamiento debido al incremento y disminución del voltaje [8].

Los conmutadores MEMS poseen excelentes características de pérdida, bajo consumo de potencia y gran ancho de banda, además de no tener distorsión de intermodulación u otros efectos no lineales [1]. Por otro lado, este tipo de conmutadores pueden ser usados en una amplia variedad de aplicaciones como: comunicaciones por satélite, comunicaciones por microondas, los arreglos de fase, sistemas de antenas inteligentes, telefonía celular, entre otras.

Una de las desventajas de los conmutadores MEMS sobre los conmutadores electrónicos, es su baja velocidad de conmutación y el tiempo de vida de éstos, debido a su naturaleza mecánica.

Tabla A.1: Comparación del rendimiento de los conmutadores MEMS, de acuerdo a su mecanismo de actuación [8,9].

Tipo de actuación	Electrostático	Térmico	Magnetostático	Piezoeléctrico
<b>Voltaje [V]</b>	20-80	3-5	3-5	3-20
<b>Corriente [mA]</b>	0	5-100	20-150	0
<b>Potencia [mW]</b>	0	0-200	0-100	0
<b>Tamaño</b>	Pequeño	Grande	Medio	Medio
<b>Tiempo de conmutación [<math>\mu</math>s]</b>	1-200	300-10,000	300-1,000	50-500
<b>Fuerza de contacto [<math>\mu</math>N]</b>	50-1000	500-4000	50-200	50-200
<b>Eficiencia</b>	Alta	Baja	Baja	Alta

A continuación, se reportarán algunos de los trabajos más recientes de conmutadores basados en MEMS, donde se describen diferentes configuraciones, análisis y número de canales para diferentes bandas de frecuencia.

### Conmutadores MEMS en línea coplanar

- I. Se ha reportado el diseño y simulación de conmutadores SPST, SP4T y SP6T con la ayuda de un simulador electromagnético (HFSS, High Frequency Structural Simulator) basado en una línea coplanar acoplada a  $50 \Omega$ . La línea coplanar fue fabricada con una capa de oro de  $5 \mu\text{m}$  y un sustrato de Cr/Au. Los resultados simulados de las pérdidas de inserción y el aislamiento son mejores que  $-0.238 \text{ dB}$  y  $-53.002 \text{ dB}$  respectivamente, para el conmutador SP4T y  $-0.2956$  y  $-57.217 \text{ dB}$  respectivamente, para el conmutador SP6T, a una frecuencia central del  $8 \text{ GHz}$  [10].
- II. También, se han reportado conmutadores SPST y SP4T que han sido diseñados y caracterizados sobre una línea coplanar con cantilevers radiales. Su voltaje de actuación es entre  $80$  y  $90 \text{ V}$ , soportan hasta  $10$  y  $2 \text{ W}$ , respectivamente, con  $30$  millones de ciclos antes de fallar. Con el método de fabricación de la Universidad de California, en San Diego (UCSD), obtienen pérdidas de inserción menores de  $0.4 \text{ dB}$  arriba de  $8 \text{ GHz}$  con un aislamiento de  $36 - 20 \text{ dB}$  de  $1 - 2 \text{ GHz}$ , respectivamente para el conmutador SPST. El SP4T presenta pérdidas de inserción menores de  $0.8 \text{ dB}$  con aislamiento de  $20 \text{ dB}$  en  $12 \text{ GHz}$ . Tiene aplicaciones en los sistemas de comunicaciones inalámbricas [11].
- III. Por otra parte, se han diseñado conmutadores SPST y SPDT basado en una línea coplanar con micromaquinado 3D mediante un proceso de fotolitografía. La particularidad de este conmutador es que tiene un consumo estático de potencia cero. Las pérdidas a lo largo de  $500 \mu\text{m}$  de línea de transmisión tiene pérdidas de menos de

0.4 dB/mm arriba de 20 GHz. Las pérdidas de inserción del conmutador SPST son de 0.15 y 0.3 dB a 2 y 20 GHz, y el aislamiento es 45 y 25 dB a 2 y 20 GHz. Para el conmutador SPDT las pérdidas de inserción son de 0.31 y 0.68 dB, y el aislamiento de 43 y 22, en 1 y 10 GHz, respectivamente. Los voltajes de actuación de 23-39 V para el conmutador SPST y de 39-89 V para el conmutador SPDT [12].

- IV. Además, fue desarrollado un desplazador de fase en guía de onda coplanar de banda ancha de dos bits que tiene como sustrato 500  $\mu\text{m}$  de cuarzo y opera en la banda X y Ka. El voltaje de actuación es de  $\pm 20$  V. Cuando los conmutadores MEMS están activados la impedancia de carga baja de 98 a 48  $\Omega$ . El diseño de 2 bits para la banda Ka presenta un coeficiente de reflexión mejor que  $-11.5$  dB y un promedio de pérdidas de inserción de  $-1.5$  dB con desplazamientos de fase de  $0^\circ$ ,  $89^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$  a 37.7 GHz. El diseño para la banda X tiene un coeficiente de reflexión mejor que  $-12.5$  dB, y unas pérdidas de inserción de  $-1.2$  dB con desplazamientos de fase de  $0^\circ$ ,  $94^\circ$ ,  $176^\circ$  y  $270^\circ$  en 13.6 GHz [13].
- V. Las cargas de los satélites típicamente están formadas por cientos de conmutadores para tener redundancia en el sistema. En este trabajo los conmutadores MEMS tipo C y R son reportados. Están basados en una línea coplanar acoplada a 50  $\Omega$  que fue fabricada con el proceso de la Universidad de Waterloo, en el laboratorio CIRFE. El conmutador opera en un estado I donde la conexión se da entre los puertos 1 y 2, pero si existiera una falla el comportamiento del conmutador cambia al estado II donde los puertos 3 y 4. Su voltaje de actuación es de 65 V. Este conmutador tipo C presenta pérdidas de inserción de 0.3 dB y aislamiento de 25 dB para la banda satelital C. El conmutador tipo R tiene pérdidas de inserción mejores que 0.4 dB y aislamiento mejor que 25 dB [14].

### Conmutadores MEMS en guía de onda rectangular

- I. En [15] conmutadores basados en guía de onda WR-62 fueron reportados. Son adecuados para matrices redundantes de conmutadores para comunicaciones satelitales para la banda Ku. Los conmutadores mecánicos son usados para los subsistemas receptores de baja potencia, las guías de onda mecánicas son usadas para subsistemas transmisores de alta potencia. Ambos conmutadores emplean motores voluminosos. Sin embargo, siguen siendo utilizados para los sistemas satelitales debido a sus bajas pérdidas y a las altas potencias que soportan comparados con otros. El proceso de fabricación utilizado fue PolyMUMP's. El voltaje de actuación es de 20 V para la guía de onda, tipo C. Las pérdidas de inserción son aproximadamente de 1 dB, el aislamiento aproximadamente de 36 – 40 dB, para un ancho de banda de 1 GHz (13.3-14.3 GHz). A pesar de presentar buenas características, este diseño tiene un ancho de banda muy estrecho por ello también, se presenta al diseño de un conmutador coaxial en la guía de onda. Presenta pérdidas de inserción menores a 0.5 dB arriba de los 4 GHz, aislamiento de 35 – 20 dB.
- II. También, se han reportado conmutadores con actuadores rotatorios basados en deformación térmica que promete servir para aplicaciones de alta potencia. Se diseñaron en una guía de onda rectangular y en línea coplanar para aplicaciones de

amplio ancho de banda. El proceso de fabricación es PolyMUMP's. Las bandas de operación son Ku y Ka. Su voltaje de actuación es de aproximadamente de 10 V con una corriente de 5 mA. El aislamiento es mejor que 18 dB, las pérdidas de inserción de 2.5 dB de 13.2 a 14.2 GHz.

El segundo diseño es sobre una línea coplanar y guía de onda. En este diseño, los actuadores del conmutador anterior son integrados en la parte inferior de la placa y el canal de la guía de onda y el poste es fabricado para cubrir. Los resultados de la medición, nos dan pérdidas de inserción de 1 – 2.8 dB, las pérdidas de retorno cerca de 15 dB sobre una banda de 12-30 GHz [16].

- III. En [17] y [18] reportan conmutadores que presentan nuevo concepto de conmutadores basados en cargas cortocircuitadas integradas divisores de potencia. Los conmutadores son tipo R y tipo T que no necesitan voluminosas uniones rotatorias. En [17] se presenta conmutadores de cuatro puertos y en [18] se hace una generalización de los conmutadores, es decir SPNT, basados en cargas cortocircuitadas y en circuito abierto, mediante el uso de materiales de ferrita. La guía utilizada es WR-62, para aplicaciones en la banda Ku. El objetivo es lograr una transmisión mejor que 23 dB de 13 a 14.5 GHz, y un aislamiento entre los puertos mejor que 30 dB.

El diseño óptimo es el SP4T donde las pérdidas de retorno menores que 23 dB, pérdidas de inserción de 0.3 – 0.4 dB. El aislamiento es 28 dB que puede ser mejorada, al realizar un mejor diseño de los elementos en corto circuito.

- IV. Se reportó un conmutador MEMS SPST basado en una superficie reconfigurable. Un conjunto de columnas verticales, dividido en dos grupos: uno fijo y otro móvil que pueden actuar y moverse lateralmente, permitiendo o impidiendo el paso. En el estado cerrado, las columnas inhiben la propagación de la onda, cortocircuitando las líneas de campo eléctrico del modo dominante TE<sub>10</sub>. Para este diseño se utilizó una guía estándar WR-12. Los resultados de los dispositivos fabricados dan 30 dB de aislamiento en estado cerrado y menores que 0.65 dB de pérdidas de inserción para el estado abierto de 60 a 70 GHz. El voltaje de actuación es de 44 V, el tiempo de vida del conmutador es de 14 horas con 4.3 millones de ciclos [19].

## 1.2.2. Conmutadores con diodos p-i-n.

El diodo p-i-n (Figura 1.7) es un dispositivo que opera como un resistor variable en frecuencias de RF y microondas. La resistencia del diodo varía desde menos de 1 Ω (encendido) hasta más de 10 kΩ (apagado) dependiendo de la cantidad de corriente que pase a través de él. Como un dispositivo controlado por corriente, la resistencia se determina solo por la corriente directa. Cuando la corriente de control se activa y desactiva, el diodo p-i-n se puede utilizar para conmutar. Una característica importante en las aplicaciones del diodo p-i-n como conmutador es su habilidad de controlar grandes señales de RF usando bajos niveles de excitación de DC [5].

En 1950 el diodo p-i-n fue ampliamente usado en los conmutadores de estado sólido e incluso hoy en día se sigue utilizando. Una de sus principales características es que puede usarse en

aplicaciones de alta frecuencia y alta potencia con bajas pérdidas de inserción y un mejor manejo de la potencia, comparado con los circuitos integrados con conmutadores FET [6].

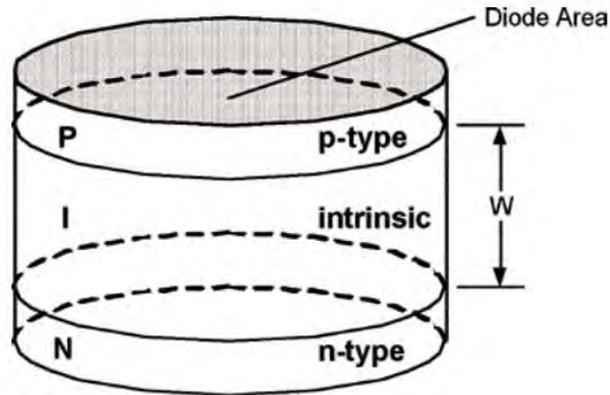


Figura 1.7: Esquema del diodo p-i-n [20].

Este diodo semiconductor que tiene una región resistivamente intrínseca,  $I$ , entre dos regiones tipo P y tipo N, se muestra en la Figura 1.7. Cuando el diodo está polarizado en directa los huecos y los electrones son inyectados de las regiones P y N hacia la capa I, respectivamente. Esas cargas no se destruyen inmediatamente, en lugar de eso permanecen con vida por un tiempo promedio que depende del portador, llamado tiempo de conmutación,  $\tau$  o  $T_L$ . Esto resulta en una carga almacenada media,  $Q$ , en la región I que baja la resistencia efectiva de la región a un valor  $R_s$  (Figura 1.8a). Cuando el diodo p-i-n está en cero o polarización inversa (y asumiendo que no estuvo polarizado en directa en el estado inmediato anterior) no hay carga almacenada en la región I y el diodo tiene una alta impedancia que comprende una capacitancia paralela  $C_T$  y una resistencia paralela  $R_p$  (Figura 1.8b) [20]. Esta capacitancia limita el desempeño del conmutador a altas frecuencias mediante la degradación de las pérdidas de inserción y el aislamiento. Una baja capacitancia del diodo permite mejorar al desempeño a altas frecuencias [5].

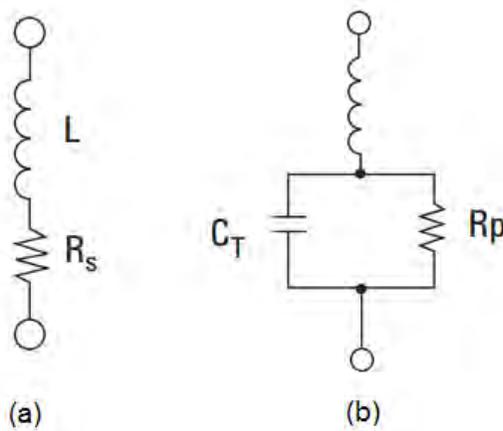


Figura 1.8: Modelos del diodo p-i-n a) polarización directa b) polarización inversa [5].

Al variar el espesor de la región I, es posible construir diodos p-i-n con diferentes geometrías que tengan las mismas características de  $R_s$  y  $C_T$ . Las características del diodo p-i-n, tales como: alta velocidad de conmutación, baja reactancia parásita debido al empaque y el pequeño tamaño comparado con la longitud de onda de la señal, los hace ideales para el diseño de conmutadores con amplio ancho de banda [5].

### **Limitaciones del diodo p-i-n**

#### Polarizados directamente

La limitante clave de los conmutadores con diodos p-i-n es que no opera bien en frecuencias bajas, ya que se comporta como circuito abierto y deja de funcionar. Cuando el diodo está polarizado directamente se comporta como una resistencia controlada por corriente  $R_s$  en la región I que es inversamente proporcional a la carga almacenada  $Q = I_f \tau$  donde  $I_f$  es la corriente directa y  $\tau$  es el tiempo de conmutación del portador.

$$R_s = \frac{W^2}{(\mu_p + \mu_n)Q} = \frac{W^2}{(\mu_p + \mu_n)I_f \tau} [\Omega] \quad (1.6)$$

Donde  $W$  es el ancho de la región I,  $\mu_p$  movilidad de los huecos y  $\mu_n$  movilidad de los electrones.

#### Polarizados inversamente

Una de las limitantes del diodo inversamente polarizado es la capacitancia  $C_T$  que es la capacitancia total que consta de la capacitancia de unión  $C_J$  y la del empaque  $C_P$

$$C_J = \frac{\epsilon A}{W} \quad (1.7)$$

es válida para frecuencias arriba de la frecuencia de relajación del dieléctrico de la región I.

$$f_d = \frac{1}{2\pi\rho\epsilon} \quad (1.8)$$

donde  $\epsilon$  es la constante dieléctrica del material de la región I,  $A$  el área de unión del diodo,  $\rho$  la resistividad de la región I.

A frecuencias mucho menores que  $f_d$ , la capacitancia característica del diodo p-i-n se comporta de manera similar que un diodo varactor. Las variaciones y cambios de la capacitancia afectan la utilidad del diodo p-i-n usado como conmutador a bajas frecuencias.

### **Conmutadores con diodo p-i-n**

Este tipo de diodos es usado comúnmente como elementos de conmutación para controlar señales de RF. En estas aplicaciones, el diodo p-i-n puede ser polarizado con estados de alta y baja impedancia, dependiendo de la carga almacenada en la región I.

Un conmutador SPST puede ser diseñado al conectar el diodo en serie o paralelo. Sin embargo, los conmutadores de múltiples salidas son más usados en configuración serie. [21]

- I. Se desarrolló un conmutador SPST basado en una guía de onda circular con diferentes polarizaciones de onda incidente en comparación con una guía de onda rectangular. Presenta bajas pérdidas de inserción en el estado encendido y gran aislamiento en el estado apagado para una onda incidente linealmente polarizada  $TE_{11}$  con un plano de polarización paralelo los ejes por los ángulos  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  o  $135^\circ$  con su respectivo eje X. Al mismo tiempo, el estado abierto y cerrado puede ser asegurado para la onda incidente  $TE_{11}$  de polarización ortogonal.

El elemento principal de este conmutador para la banda X es un diafragma especial colocado en la sección transversal de la guía de onda. El diafragma consta de un anillo ranurado donde su perímetro es aproximadamente igual a la longitud de onda  $\lambda$ . Además, cuenta con cuatro stubs radiales conectados en serie con el anillo ranurado donde también están colocados los diodos p-i-n.

Las pérdidas de inserción son menores a  $0.35 \text{ dB}$  en una banda de frecuencia de 9.75-12 GHz. El máximo aislamiento alcanzado es de  $23 \text{ dB}$  en 11.1 GHz para las cuatro polarizaciones de la onda incidente. El aislamiento es mejor que  $15 \text{ dB}$  en la banda de frecuencias de 11-11.25 GHz [21].

- II. En [22] se reportó un nuevo diseño de un conmutador SPST para la banda X, basado en una guía de onda rectangular (WR-90) que fue fabricado y medido, su frecuencia central es de 11.65 GHz. El diseño de este conmutador también tiene como elemento principal un diafragma de control que fue colocado en la sección transversal de la guía. El diafragma de control consta de un semi anillo ranurado que consta de dos stubs horizontales, donde están conectados los diodos p-i-n paralelos a los stubs. La resonancia ocurre cuando la longitud del semi anillo ranurado es aproximadamente igual a la mitad de la longitud de onda.

Los resultados experimentales cuando se aplica una corriente directa de 27 mA a través de ambos diodos, las pérdidas de inserción son mínimas  $0.14 \text{ dB}$ . Las pérdidas de retorno son  $34.5 \text{ dB}$ . Cuando se aplica un voltaje inverso de 25 V, los diodos aseguran un estado apagado para el conmutador. Por lo tanto, el aislamiento es de  $26.5 \text{ dB}$  en la frecuencia central.

Se cambia un poco la geometría de los stubs para obtener la misma resonancia serie y paralela. Al fabricar el conmutador, se tienen pérdidas de inserción menores de  $0.3 \text{ dB}$  de 11 – 12.4 GHz con aislamiento mejor que  $15 \text{ dB}$  de 11.3 – 12 GHz.

- III. Por otro lado, Assaly [23] realizó conmutadores basados en guía de onda coplanar usando diodos p-i-n con las configuraciones SPST, SPDT, SP4T y SP8T. A una frecuencia central de 7.75 GHz. Dichos conmutadores tienen pérdidas de inserción de 0.1, 0.4, 0.6 y  $1.1 \text{ dB}$ , respectivamente. En todos los casos, la señal que sale de cada puerto de los conmutadores en estado apagado, disminuye más de  $29 \text{ dB}$ . El ancho de banda de cada conmutador, es más estrecho mientras más puertos se tengan los cuales

constan de diodos con baja capacitancia. Para los conmutadores SPDT, SP4T y SP8T es necesario acoplar una guía de onda rectangular WR-112.

- IV. También, se hizo el diseño de dos conmutadores SPST para los sistemas de comunicaciones satelitales que operan en las bandas X y Ku. El diseño conmutador está basado en un arreglo de cuatro diodos resonantes. El cual comprende una delgada capa dieléctrica con un circuito impreso y contiene los cuatro diodos. Los resultados para la banda X fue fabricado con un sustrato dieléctrico de alúmina con grosor de 0.5 mm y con permitividad de 9.6. La capacitancia de los diodos es de 0.15 pF. Presenta pérdidas de inserción menores de 0.6 dB con un aislamiento de al menos 15 dB con una corriente de 30 mA en 10% de la banda.

Para el diodo que opera en la banda Ku se usó cuarzo como sustrato dieléctrico que tiene un espesor de 0.5 mm de espesor y una permitividad de 3.82. Las capacitancias de los diodos son 0.12 y 0.2 pF. Las pérdidas de inserción son típicamente de 0.9 dB, la relación de onda estacionaria 1.2, el aislamiento con una corriente de 240 mA es mínimo de 40 dB en 6% de la banda. Por otro lado, para mejorar el aislamiento se requieren tres etapas donde las pérdidas de inserción son cerca de 1.2 dB, el SWR de 1.25, el aislamiento de 65 dB con una corriente de 360 mA en 5% de la banda [24].

- V. Se propone un nuevo conmutador SPST con diodo p-i-n de GaAs de bajas pérdidas y gran aislamiento para aplicaciones de ondas milimétricas que opera en una banda de 60 – 80 GHz. En este trabajo se alcanzan bajas pérdidas de inserción y gran aislamiento (0.6 dB y 20 dB, respectivamente a una frecuencia de 75 GHz). Se emplea una línea coplanar porque ésta minimiza la inductancia de tierra con lo que se incrementa el aislamiento. Este diseño se probó primero mediante dos simuladores electromagnéticos: Ansoft HFSS y CST Microwave Studio. Los resultados experimentales son tomados por el HP 8510C VNA.

Las capas de semiconductores son reemplazadas con los dieléctricos apropiados ya que fueron probados con una polarización directa. El procedimiento de modelado puede predecir acertadamente la resistencia de propagación, la resistencia intrínseca, y todos los efectos parásitos, que son de gran importancia a altas frecuencias [25].

- VI. Conmutadores y atenuadores de banda ancha de onda progresiva fueron propuestos por [36]. Los interruptores y atenuadores consisten en tres diodos p-i-n en paralelo, seis stubs radiales, un circuito de polarización y un circuito de retorno de DC. Se logra un amplio ancho de banda por medio de los stubs radiales como cargas reflectivas de los diodos porque trabajan como corto circuito para los diodos, en diferentes frecuencias. Para el conmutador SPDT el mínimo valor de pérdidas de inserción es 0.75 dB y menor que 2 dB de 85 – 105 GHz, el aislamiento es mejor que 21.3 dB. Las pérdidas de retorno son superiores a 11.4 dB. Además, este circuito está acoplado a una impedancia de 50 Ω, por lo que su costo es bajo y es fácil de realizar. El conmutador SPST y los puertos de entrada y salida del circuito VCA están conectados a una guía de onda antípoda con una transición de finline-microcinta mediante la unión de un alambre de oro para la evaluación del desempeño [26].

### 1.2.3. Conmutadores en CMOS.

La tecnología de semiconductor complementario de óxido metálico (CMOS, Complementary Metal-Oxide Semiconductor) ha sido por mucho tiempo considerada lenta y con ruido y, además, inadecuada para aplicaciones de radiofrecuencia [27]. Desde la mitad de los años 1980, cuando la tecnología de CMOS tomó el control de NMOS en los DRAM y microprocesadores, ha dominado la tecnología de los circuitos integrados digitales. De hecho, su estructura plana simple y normalmente la puerta lógica complementaria hacen de CMOS una tecnología más adecuada para una integración a gran escala que opera a alta velocidad y baja potencia, como resultado de la reducción del tamaño del transistor [28].

Desde los años 90s, se incrementó la investigación hacia el diseño de los CMOS en RF. Esta tecnología es considerada más favorable por las siguientes razones: primero, porque el proceso de fabricación es maduro y el volumen que se puede fabricar hace que se reduzca el costo. En segundo lugar, ofrece mayor potencial para un sistema inalámbrico sobre chip (SOC, system-on-chip), porque es compatible con el proceso de fabricación del circuito. Con la rápida mejora del rendimiento de los MOSFETs en RF, la tecnología CMOS también tiene el potencial para trabajar con potencias bajas en aplicaciones de ondas milimétricas [27].

A pesar de las ventajas derivadas del uso de la tecnología RF CMOS, existen nuevos problemas de diseño y desafíos en la implementación. La caracterización precisa del comportamiento en alta frecuencia es una dificultad importante en el modelado RF CMOS. Las características de pérdida del sustrato de Silicio degradan el rendimiento de los dispositivos activos/pasivos. Por lo que, se requiere un modelado más preciso y esto resulta en una tecnología de modelado compleja. Además, los nuevos dispositivos como inductores en espiral, capacitores metal-aislante-metal (MiM) y varactores son los únicos posibles con esta tecnología [27].

#### MOSFET (Transistores de Efecto de campo de Semiconductor de Metal Oxido)

El MOSFET puede ser fabricado con diversos materiales semiconductores, sin embargo, el único tipo de MOSFET utilizado actualmente es el que se basa en silicio y que tiene la mayor parte del mercado de electrónica [29].

El MOSFET tipo n (Figura 1.9) consiste en un sustrato de silicio (Si) tipo p, frecuentemente llamado masa. El sustrato tiene en su parte inferior un contacto al cual se le puede aplicar un potencial mayor. En la parte superior, la superficie entre las regiones de la fuente y el drenaje es cubierta con una delgada capa de SiO<sub>2</sub>, llamada *óxido de la compuerta* (área sombreada). El contacto encima del óxido de la compuerta generalmente es formado por un polisilicio tipo n<sup>+</sup> (se abrevia, *Poly Si o Poly*). El polisilicio consiste en muchas regiones, cada una con una estructura atómica regular en su interior. En las fronteras entre esas regiones, la regularidad se pierde. Junto a la compuerta y el óxido de la compuerta, la fuente tipo n<sup>+</sup> fuertemente dopada y el drenaje son implantados en el sustrato. En la superficie de las regiones de fuente y drenaje se insertan los contactos óhmicos para fuente y drenaje [29].

El MOSFET tiene dos regiones altamente conductivas (fuente y drenaje) separadas por un canal semiconductor. En la Figura 1.9 se ilustra la sección transversal del MOSFET donde es considerado un dispositivo con cuatro terminales: compuerta (*gate*, G), masa (*bulk*, B), drenaje (*drain*, D) y fuente (*source*, S). Los voltajes de las terminales controlan la corriente que fluye dentro del dispositivo [30].

La operación de los transistores de efecto de campo (FETs) está basada en el principio de conductividad *controlada capacitivamente* en el canal. La terminal de la compuerta del MOSFET se ubicada encima del canal, y está separada del canal por una capa aislante de SiO<sub>2</sub>. El control capacitivo del MOSFET se debe a la capa de óxido aislante entre la compuerta y la superficie semiconductor del canal. La conductividad del canal es controlada por el voltaje aplicado a través de la compuerta y la masa ( $V_{GB}$ ). El campo eléctrico resultante causa la redistribución de huecos y electrones dentro del canal. Cuando un voltaje compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ) excede cierto umbral, llamado ( $V_T$ ) la conductividad del canal incrementa a tal grado que la corriente puede fluir con facilidad entra la compuerta y la fuente. El valor de  $V_T$  requerido para que esto suceda se determina por medio de la concentración de dopantes en el canal, pero también depende del voltaje presente en la masa [30].

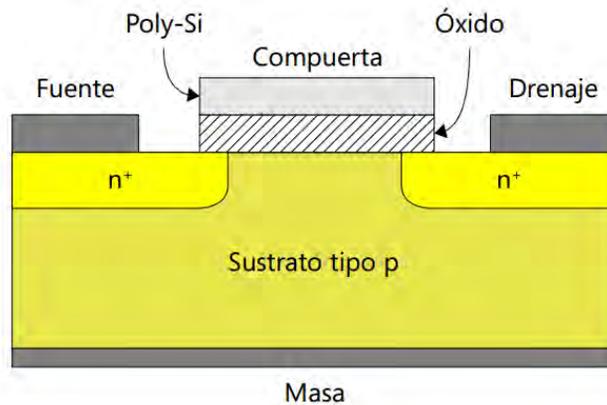


Figura 1.9: Sección transversal de un MOSFET tipo n [29].

### Diodo varactor

Los diodos varactores juegan un rol indispensable en la tecnología RF CMOS. Debido a su capacitancia controlada por polarización directa, los varactores son ampliamente usados en muchas aplicaciones incluyendo amplificación paramétrica, generación armónica, conversión de frecuencia y sintonización de frecuencia. La clave para el diseño con alto desempeño de varactores es su gran factor de calidad, amplio rango de sintonización, alta frecuencia de resonancia y su capacitancia [31].

El varactor o Diodo de capacitancia variable es un dispositivo semiconductor de Silicio o de Arseniuro de Galio con capacitancia variable [30, 32, 33]. Al unir dos piezas de semiconductor, uno tipo P y otro tipo N, con una concentración de impurezas similar se obtiene el diodo varactor. Debido a la diferencia de concentración de electrones y huecos en

cada lado de la unión, los electrones de los átomos cerca de la unión en la región N se mueven a la región P para lograr un balance de concentraciones. De manera similar, los huecos de los átomos cerca de la unión en la región P se mueven a la región N.

La zona de empobrecimiento, libre de carga móvil es por tanto creada cerca de ambos lados de la unión. Esta zona es mejor conocida como la región de carga espacial. Las cargas fijas dan lugar a un potencial electrostático, oponiéndose al proceso de difusión, que drásticamente reduce la magnitud de la corriente. Al mismo tiempo los pocos portadores minoritarios (electrones en la región P y huecos en la región N) creados térmicamente, serán atraídos por las cargas fijas. El equilibrio se logra cuando la corriente total es cero. El valor final de la barrera de potencial, también llamado potencial incorporado, es denotado como  $\phi_0$ . Su magnitud depende del material semiconductor y del nivel de dopaje [30].

Cuando el Diodo Varactor es polarizado en inversa se incrementa la barrera del potencial entre las regiones P y N al valor  $\phi_0 + V$  con lo cual se reduce la difusión de portadores mayoritarios a casi cero. EL incremento de la altura de la barrera potencial no afecta la corriente de portadores minoritarios desde que estos portadores siguen atravesando la unión sin oposición. Una corriente pequeña  $I_s$  es obtenida, la cual constituye la mayor contribución (bajo la condición de polarización inversa) a la corriente total del dispositivo.  $I_s$  es llamada corriente de saturación inversa, su tamaño depende del material semiconductor y de la temperatura.

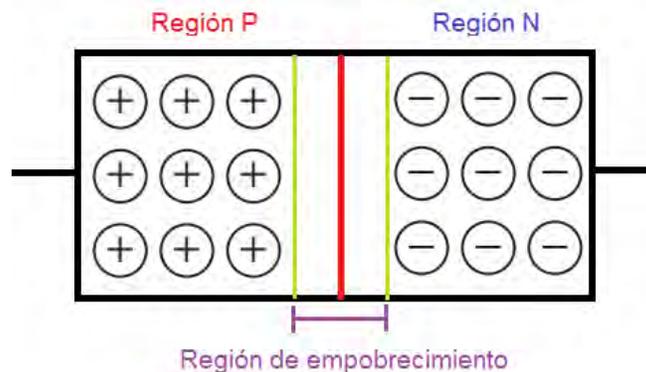


Figura 1.10: Esquema del diodo varactor.

Bajo condiciones de polarización directa, se reduce la diferencia de potencial a lo largo de la unión obteniendo un nuevo valor de  $\phi_0 - V$ . Esta reducción de la barrera de potencial favorece la corriente del portador mayoritario que crece exponencialmente conforme  $V$  es incrementado. Realmente como  $V \rightarrow \phi_0$ , la corriente de los portadores mayoritarios estará limitada por la resistencia del circuito externo. La resistencia del dispositivo es debida al valor de la conductividad limitada de las zonas neutras ( $\rho = \frac{1}{\sigma}$ ). La corriente del portador minoritario  $I_s$ , depende de la temperatura del dispositivo y no es afectada por la polarización [30].

## Conmutadores CMOS

En los últimos años, ha aumentado el uso de los sistemas inalámbricos. De hecho, gracias a la tecnología CMOS se ha visto un rápido progreso en la tecnología de semiconductores. Esto permite la integración de bloques de radio frecuencia RF y frecuencia intermedia FI en el mismo chip, pero a un menor costo en aplicaciones de comunicación inalámbrica. Así como los avances de la tecnología inalámbrica avanza, la frecuencia de operación aumenta [34].

A continuación, se presentan algunos de los trabajos sobre conmutadores basados en la tecnología CMOS.

- I. Se ha reportado un diseño híbrido que está basado en un conmutador CMOS SPDT. Se realiza un análisis y optimización de la estructura. Además, se utiliza una estructura específica de polarización. El conmutador ocupa un área de  $0.012 \text{ mm}^2$  en  $65 \text{ nm}$  CMOS. Después del análisis se llega a la conclusión que para el óptimo desempeño del conmutador se deben emplear tres transistores en paralelo, es decir, tres etapas. La frecuencia de operación está centrada a  $70 \text{ GHz}$ . El conmutador SPST alcanza menos de  $-10 \text{ dB}$  de pérdidas de retorno de  $54$  a  $84 \text{ GHz}$ . Las mínimas pérdidas de inserción son de  $1.7 \text{ dB}$  a  $65 \text{ GHz}$ . Tiene menos de  $4 \text{ dB}$  de pérdidas de inserción entre  $35$  y  $85 \text{ GHz}$ , que satisfacen los requerimientos de la aplicación.

Cuando todos los conmutadores están encendidos, el conmutador SPST presenta un gran aislamiento que es mayor a  $35 \text{ dB}$  en la banda de  $54$  a  $84 \text{ GHz}$ . El aislamiento máximo es  $39 \text{ dB}$  alrededor de  $75 \text{ GHz}$ . Con un voltaje de actuación de  $0.9 \text{ V}$ , aunque con  $0.6 \text{ V}$  se alcanzan  $20 \text{ dB}$  de aislamiento [35].

- II. Por otra parte, se desarrolló el diseño de un conmutador SPST de tres bits que opera desde DC a frecuencias por encima de  $94 \text{ GHz}$  realizado en  $65 \text{ nm}$  de CMOS. A  $94 \text{ GHz}$ , provee unas pérdidas de  $1.6 \text{ dB}$  y aislamiento mayor de  $30 \text{ dB}$ . En este trabajo se ocupa una polarización de compuerta selectiva de transistores múltiples para permitir que la conductancia en estado encendido sea dinámicamente controlada, lo que resulta en un aislamiento o niveles de atenuación controlados digitalmente. La naturaleza reflectiva de este atenuador de este tipo de conmutadores limita su uso como un atenuador variable para aplicaciones que no requieran un bajo VSWR, como en la ruta después de los amplificadores de bajo ruido de una antena en arreglo de fase. Otra aplicación de este conmutador es como un conmutador transmisor-receptor para  $94 \text{ GHz}$  en un matriz transmisora-receptora.

En el modo receptor las pérdidas de retorno son inferiores de  $-8 \text{ dB}$  en una banda de  $58$  a  $94 \text{ GHz}$ , y en el modo transmisor inferiores a  $-10 \text{ dB}$  entre  $80$  y  $90 \text{ GHz}$  [36].

- III. Se han reportado conmutadores SPST y SPDT que operan de  $140$ - $220 \text{ GHz}$  construidos usando  $45 \text{ nm}$  basados en la tecnología CMOS SOI (Semiconductor-on-insulator) [37]. Se utilizó una topología sintonizada en paralelo para minimizar las pérdidas de inserción, el layout del transistor da como resultado una baja inductancia de tierra y alto aislamiento. El conmutador SPST con doble derivación presenta unas pérdidas de inserción de  $1 \text{ dB}$  y un aislamiento de  $20 \text{ dB}$ , mientras que el conmutador SPDT da como resultado una pérdida de inserción de  $3 \text{ dB}$  y un aislamiento de  $20 - 25 \text{ dB}$ .

Estos resultados son a 180 GHz. Los conmutadores están bien acoplados, por lo que logran pérdidas de retorno en todos los puertos de más de 10 dB de 140-220 GHz. En este trabajo se muestra que los nodos avanzados de CMOS se utilizan en conmutadores de transmisión-recepción en los sistemas emergentes de CMOS entre 140-220 GHz.

- IV. Conmutadores SPDT de RF con bajas pérdidas, de banda ancha (DC a 40 GHz) son implementados en un 180 nm de tecnología SOI CMOS. Una red de acoplamiento tipo  $\pi$  es implementada para mejorar las pérdidas de inserción a altas frecuencias. Bajo condiciones normales, las pérdidas de inserción del interruptor (1.5 V) son menores de 0.5 dB de DC a 20 GHz, y menos de 2 dB a 4 GHz. El acoplamiento a la entrada del conmutador es mejor que 10 dB, el aislamiento es superior a 15 dB. Se implementó un desplazador de fase de un bit ( $180^\circ$ ) usando un conmutador de bajas pérdidas con un voltaje de 1.5 V. El desplazador presenta pérdidas de inserción mejores que 3 dB a 18 GHz [38].
- V. Además, se presentó un nuevo diseño de un desfaseador de 60 GHz que proporciona un control digital de fase de 5 bits y un rango de fase de  $360^\circ$  para sistemas de formación de haces. La fase fue diseñada con una topología de puente cruzado tipo T y una topología de tipo reflectiva con diodo varactor. Las topologías son analizadas usando un circuito equivalente en señal pequeña. Para validar el diseño teórico, los desplazadores de fase de  $360^\circ$  de 5 bits están diseñados en la tecnología comercial CMOS de 65 nm. Las características de desplazador de fase tienen un buen rendimiento, con 32 estados de fase de 57 a 64 GHz, con un error de fase rms de  $4.4^\circ$ , pérdidas de inserción de  $14.3 \pm 2$  dB, un error de ganancia rms de 0.5 dB y el consumo de energía es casi cero [39].
- VI. En [40] se reportó un oscilador de voltaje controlado (VCO) de banda ancha y bajo ruido de fase (PN) para la banda Ku. Consiste en una matriz de interruptores la cual es de 5 bits, un conmutador varactor de un bit y uno de cuatro bits para obtener un amplio rango de sintonización de 11.6 a 14.83 GHz. La corriente de disipación medida en el núcleo del circuito fue de 10.48 mA, y la corriente total medida fue 19.8 mA para un voltaje de 1.2 V. Al inicio, el diseño se hizo para un voltaje de 0.6 V, sin embargo, se observó que al aumentarlo a 1.2 V se obtenía mayor linealidad. El VCO se fabricó en el proceso TSMC 0.13um 1P8M CMOS. El área de la matriz de fue  $351\mu\text{m} \times 707\mu\text{m}$ .

### 1.3. Comparación de diferentes conmutadores.

En la Tabla 1.2 se muestra una comparación entre los conmutadores MEMS con actuación electrostática, los conmutadores con diodos p-i-n y los conmutadores de transistores. Aunque es difícil hacer una comparación adecuada sobre los dispositivos de RF, esto se pueden clasificar dependiendo de sus niveles de potencia, voltaje, velocidad de conmutación, aislamiento, entre otros [9].

Tabla 1.2: Comparación del rendimiento del diodo p-i-n, conmutador MEMS y FET [9].

Parámetro	Diodo p-i-n	Conmutador electrostático MEMS	FET
<b>Voltaje [V]</b>	1...30	20...80	3-5
<b>Corriente [mA]</b>	3...20	0	0
<b>Consumo de potencia [mW]</b>	5...100	0.05...0.1	0.05...0.1
<b>Tiempo de conmutación</b>	1...100 [ns]	1...300 [ $\mu$ s]	1...100 [ns]
<b>Capacitancia en serie [fF]</b>	40...80	1...6	70...140
<b>Resistencia en serie [<math>\Omega</math>]</b>	2...4	0.5...2	4...6
<b>Razón de capacitancia</b>	10	40...500	N/A
<b>Frecuencia de corte [THz]</b>	1...4	20...80	0.5...2
<b>Aislamiento (1-10 [GHz])</b>	Alta	Muy alta	Media
<b>Aislamiento (10-40 [GHz])</b>	Media	Muy alta	Baja
<b>Aislamiento (60-100 [GHz])</b>	Media	Alta	Nula
<b>Pérdidas de inserción (1-100 [GHz]) [dB]</b>	0.3...1.2	0.05...0.2	0.4...2.5
<b>Manejo de potencia [W]</b>	<10	<1	<10

En la Tabla 1.2 se puede observar que los conmutadores MEMS presentan una resistencia pequeña en el estado encendido comparada con conmutadores basados en tecnología de semiconductores, lo que da como resultado menores pérdidas y menor potencia disipada [1]. Además, sus excepcionales niveles de aislamiento y pérdidas de inserción en frecuencias de microondas permiten que puedan reemplazar los conmutadores de GaAs en teléfonos celulares dando como resultado un bajo consumo de potencia en DC y una larga vida a la batería. También, pueden ser usados en desplazadores de fase, lo cuales son esenciales en aplicaciones de telecomunicaciones, automóviles y de defensa, en circuitos sintonizables de bajas pérdidas (redes de acoplamiento, filtros, etc.) y en sistemas de instrumentación de alto rendimiento [9].

Los conmutadores MEMS también requieren grandes voltajes de actuación comparado con los conmutadores basados en semiconductores. Por consiguiente, no son muy utilizados en la práctica, aunado a su dificultad de integración, los problemas de fiabilidad y alto costo [41].

Por otro lado, los conmutadores basados tecnología MEMS han sido usados y perfeccionados por lo que en su fabricación se tiene pocas pérdidas y se puede implementar a gran escala con lo que su costo se reduce. Los conmutadores CMOS tienen bajo consumo de potencia en onda milimétrica y alta velocidad de conmutación. A pesar de las grandes ventajas que tiene la tecnología CMOS, es necesario decir que el diseño y la implementación a altas frecuencias se complica y las pérdidas debido al sustrato de Silicio degradan el rendimiento de los dispositivos.

No obstante, se han realizado importantes avances en la tecnología CMOS que permite operar en altas frecuencias en circuitos digitales y circuitos analógicos de alta velocidad [42].

Con respecto a, los conmutadores basados en diodos p-i-n en la Tabla 1.2 observamos que presentan una alta velocidad de conmutación, capacidad de manejar mayor potencia, bajos voltajes de conmutación comparados con los MEMS, un tamaño y peso pequeños, lo que los hace ideales para aplicaciones en telecomunicaciones, sobre todo como elementos de conmutación, desfases de frecuencias de microondas, entre otros.

Algunas de las desventajas de los diodos p-i-n son sus pérdidas de inserción, consumo de potencia DC y manejo de potencia, y aislamiento contra los conmutadores MEMS [43]. Sin embargo, para el diseño de conmutadores que sean pequeños, con poco peso, menor voltaje de actuación y su facilidad de integración los hace mejores que los conmutadores MEMS. La ventaja sobre la tecnología de CMOS es que el diodo p-i-n tiene menos pérdidas que el Silicio en altas frecuencias.

La red de polarización de un conmutador basado en diodo p-i-n es una parte importante y compleja, puesto que es un elemento de dos terminales, además si no se tiene una buena técnica para polarizar los diodos las pérdidas serán mayores, lo que afectaría el diseño del dispositivo.

Por estas razones es interesante profundizar en el diseño de conmutadores SPST y SPDT basados en diodos p-i-n con diferentes configuraciones, que operen a altas frecuencias.

## 1.4. Conmutador SPST de bajas pérdidas para banda X.

Propusieron un conmutador SPST basado en guía de onda rectangular que funciona con diodos p-i-n que presenta bajas pérdidas a una frecuencia central de 11.65 GHz que fue fabricado y probado [22].

En la Figura 1.11 podemos observar el conmutador SPST con diodos p-i-n que tiene como elemento principal un diafragma de control en la sección transversal de una guía de onda rectangular estándar WR-90, que opera en la banda X. El diafragma de control está compuesto por un medio anillo ranurado 1 con dos stubs horizontales 2 y 3. Sobre los stubs se conectan dos diodos p-i-n en paralelo 4 y 5.

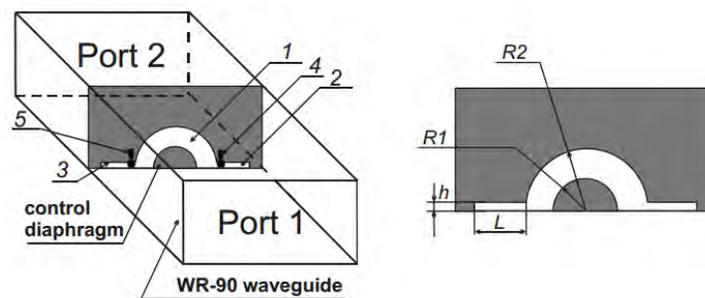


Figura 1.11: Conmutador SPST en guía de onda y diafragma de control [22].

Cuando los diodos p-i-n están cerrados (baja impedancia) los stubs están cortocircuitados y el diafragma de control es similar a un medio anillo ranurado. La frecuencia de resonancia  $\omega_p$  ocurre cuando la longitud del anillo ranurado es aproximadamente  $\lambda/2$  puesto que en esta frecuencia el diafragma es transparente para la onda incidente  $TE_{10}$ . Así, la onda incidente pasa del puerto 1 al 2 sin reflexión y se dice que el conmutador SPST está *encendido*.

Para que el conmutador SPST este *apagado* los diodos p-i-n deben estar abiertos, lo cual se logra al polarizarlos inversamente. Debido a esto, la capacitancia  $C_{off}$  del diodo en inversa y la inductancia debida al metal fuera del semi anillo ranurado forman un circuito resonante serie a una frecuencia de resonancia  $\omega_s$ . Entonces, cuando se tiene una frecuencia  $\omega_s$  el diafragma es como una pared metálica y cuando la onda incidente  $TE_{10}$  es reflejada totalmente con un coeficiente de reflexión cerca de  $-1$ .

Las pérdidas de inserción y aislamiento del conmutador fueron determinadas por las pérdidas disipativas del diafragma de control con los diodos p-i-n. Estas pérdidas se pueden atribuir a que los diodos no son ideales, el sustrato dieléctrico y la polarización. En los dispositivos activos de microondas, las pérdidas disipativas debido a los circuitos de polarización pueden reducir considerablemente el desempeño [6]. Por ello, el diafragma de control fue fabricado utilizando tecnología especial para suprimir las pérdidas disipativas.

El diafragma de control fue diseñado de manera que se asegure que la frecuencia de resonancia en serie  $\omega_s$  sea igual que la frecuencia de resonancia en paralelo  $\omega_p$  sean iguales a 11.5 GHz. En la Figura 1.12 se observan los coeficientes de transmisión y reflexión medidos en el estado encendido y apagado del conmutador.

Por un lado, para el estado *encendido* se obtuvo una pérdida de inserción mínima 0.14 dB y pérdidas de retorno de 34.5 dB a una frecuencia central de 11.65 GHz al aplicar una corriente de 27 mA. Por otro lado, para el estado *apagado* el aislamiento fue de 26.5 dB a 11.65 GHz al polarizar inversamente con 25 V [22].

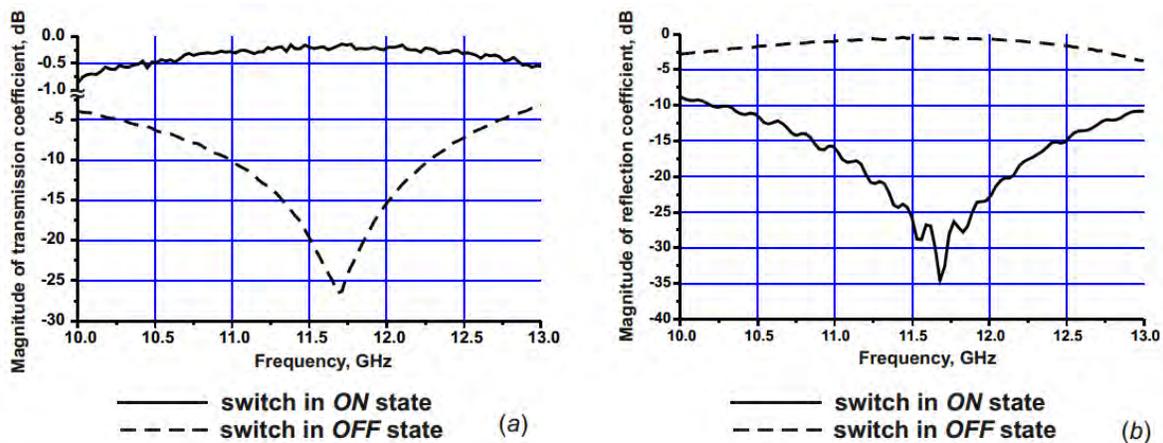


Figura 1.12: a) Magnitud medida del coeficiente de transmisión vs. frecuencia b) Magnitud medida del coeficiente de reflexión vs. frecuencia [22].

## 1.5.Conclusiones.

El rápido crecimiento en los sistemas de comunicaciones satelitales como la televisión, el radio, internet de banda ancha y el servicio de GPS han impulsado la proliferación de los sistemas de bajo costo, peso ligero y arreglos de fase reconfigurables [44].

En aplicaciones de RF uno de los componentes clave son las antenas. Donde la reconfigurabilidad de estas, permiten una mejor adaptación a las necesidades de cada sistema. Algunos de ellos son: los sistemas de radares militares, aeronaves, automovilísticos, las redes satelitales de banda ancha e inalámbricas, incluyendo los sistemas MIMO (varias entradas y varias salidas).

La gran demanda ha hecho que se perfeccione el diseño de antenas reconfigurables capaces de cambiar su patrón de radiación a bajo costo. Es decir, que mediante la redistribución de las corrientes o los campos electromagnéticos podemos lograr la reconfiguración. Lo anterior, con ayuda de conmutadores mecánicos, eléctricos u otro. De ahí que, los conmutadores sean de gran importancia en los sistemas de comunicaciones en RF.

- 1) Los conmutadores de RF y microondas permiten el uso de una sola estructura para la reconfiguración, con lo que se permite la automatización de los sistemas. Estos conmutadores pueden dividirse en dos grandes categorías: electromecánicos y de estado sólido (Diodos p-i-n y CMOS).
- 2) Algunos de los parámetros más importantes para caracterizar un conmutador son: voltaje de operación, velocidad de conmutación y vida útil, potencia, aislamiento, pérdidas de inserción, tamaño, entre otros.
- 3) Los conmutadores electromecánicos tienen mejor aislamiento que los de estado sólido, por otro lado, los de estado sólido presentan una velocidad de conmutación más rápida, no son voluminosos y tienen una vida útil más larga.
- 4) Los conmutadores basados en tecnología MEMS se pueden clasificar por diferentes aspectos, pero el más relevante es su mecanismo de actuación. Ya que, los conmutadores con actuación electrostática tienen mejores características a frecuencias milimétricas.
- 5) Entre las mejores características de los conmutadores MEMS se encuentran sus bajas pérdidas (0.3 a 1.2 *dB*), bajo consumo de potencia (0.05 a 0.1 mW) y gran ancho de banda, además de no tener distorsión de intermodulación u otros efectos no lineales. Pero debido a su naturaleza mecánica, tienen una velocidad de conmutación lenta (1 a 300  $\mu$ s) y un corto tiempo de vida útil. A parte de eso, sus voltajes de actuación son grandes (20 a 80 V).
- 6) Los conmutadores basados en tecnología CMOS poseen una mayor velocidad de conmutación (1 a 100 ns) y bajos voltajes de actuación (3 a 5 V) comparados con los MEMS, bajo consumo de potencia (0.05 a 0.1 mW), escalabilidad que se traduce en bajo costo. Sin embargo, a altas frecuencias el diseño y la implementación se vuelven más complejas, y además esta tecnología tiene como sustrato dieléctrico las pérdidas son muy altas (0.4 a 2.5 *dB*).

- 7) Los conmutadores basados en diodos p-i-n son ampliamente utilizados como elementos de conmutación porque su rápida velocidad de conmutación (1 a 100 ns), la capacidad de manejo de potencia (<10 W) es mayor que en MEMS, su pequeño tamaño y peso, mejor fiabilidad y bajos voltajes de actuación (1 a 30 V) comparados con los MEMS.
- 8) No obstante, los diodos p-i-n también tiene desventajas comparadas con los conmutadores MEMS y CMOS. Comparado con los MEMS tiene mayores pérdidas de inserción (0.3 a 1.2 dB), menor aislamiento a grandes frecuencias, entre otros. Además, los conmutadores CMOS y MEMS presentan bajo consumo de potencia (0.05 a 0.1 mW). Aún más, la polarización de los diodos puede introducir pérdidas si no se utiliza una técnica adecuada.
- 9) Cada conmutador tiene ventajas y desventajas que son importantes de considerar al momento de realizar un diseño de un conmutador. Sin embargo, para este trabajo de investigación se elige realizar el diseño de conmutadores SPST y SPDT basados en diodos p-i-n que operarán en la banda U (40 a 60 GHz). El diseño se basó en [22] donde se reporta un conmutador de bajas pérdidas para la banda X, usando una guía de onda rectangular y con un diafragma en la sección transversal donde se colocaron los diodos.

## Referencias.

- [1] Castelán Martínez, Jesús, “Investigación de conmutadores basados en los materiales de calcogenuro de cambio de fase para la banda de extremadamente alta frecuencia”, Tesis Maestría, UNAM 2015, Capítulo 1.
- [2] Tomasi, W., Bisogno, V. “Sistemas de comunicaciones electrónicas”, Prentice Hall, Capítulo 1, 1996.
- [3] Pérez Vega, Constantino, “Sistemas de Telecomunicación”, Universidad de Cantabria, Capítulo 10, 2007.
- [4] John L. Volakis, “Reconfigurable Antennas”, en Antenna Engineering Handbook, McGraw Hill, pp. 31-1 a 31-19, 2007.
- [5] Agilent Technologies, “Understanding RF/Microwave Solid State Switches and their Applications”, en Agilent Technologies, 2010.
- [6] Pat Hindle, “The State of RF/Microwave Switch Devices”, en Microwave Journal, pp. 1-2, Noviembre 2010.
- [7] Garry Bred, “A Review of RF/Microwave Switching Technologies”, en High Frequency Electronics, Mayo 2010.

- [8] Vijay K. Varadan, K.J. Vinoy y K.A. Jose, "RF MEMS and their applications", John Wiley, Capítulo 3, pp. 109-177, 2003.
- [9] Gabriel M. Rebeiz, "RF MEMS: Theory, Design and Technology", John Wiley, Capítulo 2, pp. 36-38, 2003.
- [10] S. C. Roy and K. J. Rangra, "Design Optimization of RF MEMS SP4T and SP6T Switch," 2010 3rd International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology, Goa, 2010, pp. 430-433.
- [11] H. Zareie and G. M. Rebeiz, "Compact High-Power SPST and SP4T RF MEMS Metal-Contact Switches," en IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 2, pp. 297-305, Feb. 2014.
- [12] M. Sterner, N. Roxhed, G. Stemme and J. Oberhammer, "Static Zero-Power-Consumption Coplanar Waveguide Embedded DC-to-RF Metal-Contact MEMS Switches in Two-Port and Three-Port Configuration," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 57, no. 7, pp. 1659-1669, July 2010.
- [13] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, "Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 1, pp. 309-314, Jan 2003.
- [14] M. Daneshmand and R. R. Mansour, "Redundancy RF MEMS Multiport Switches and Switch Matrices," in Journal of Microelectromechanical Systems, vol. 16, no. 2, pp. 296-303, April 2007.
- [15] M. Daneshmand and R. R. Mansour, "Multiport MEMS-based waveguide and coaxial switches," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 11, pp. 3531-3537, Nov. 2005.
- [16] M. Daneshmand, R. R. Mansour and N. Sarkar, "RF MEMS waveguide switch," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 12, pp. 2651-2657, Dec. 2004.
- [17] J. A. Ruiz-Cruz, M. M. Fahmi and R. R. Mansour, "Compact four-port rectangular waveguide switches based on simple short circuit loads," 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Baltimore, MD, 2011, pp. 1-4.
- [18] J. A. Ruiz-Cruz, M. M. Fahmi and R. R. Mansour, "Generalized Multiport Waveguide Switches Based on Multiple Short-Circuit Loads in Power-Divider Junctions," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 12, pp. 3347-3355, Dec. 2011.
- [19] Z. Baghchehsaraei, U. Shah, J. Åberg, G. Stemme and J. Oberhammer, "Millimeter-wave SPST Waveguide switch based on reconfigurable MEMS surface," 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), Seattle, WA, 2013, pp. 1-4.

- [20] Rick Cory, Skyworks Solutions Inc., “RF/Microwave Solide State Switches”, en Feature Article, Mayo 2009.
- [21] A.G. Martinez-Lopez, J. Rodríguez-Cuevas, J.I. Martinez-Lopez, A.E. Martynyuk, “X-band circular waveguide switch with polarisation diversity”, *Electronics Letters*, Volume: 44, Issue: 20, 25 Sep. 2008, pp. 1201-1202.
- [22] A.G. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas, A.E. Martynyuk "Low-loss X-band Switch Based on Rectangular Waveguide", *1st International Congress on Instrumentation and applied Sciences*, Cancun, Mexico, 26-29 October, 2010.
- [23] R.N. Assaly, “Some designs of XL band switches,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.14, no. 11, pp. 553-563, Nov. 1966.
- [24] N. Drozdovski, “SPST switches for satellite communications systems,” in Proc. IEEE Computer Communications Symp., July 1997, pp. 360-363.
- [25] T. Buber, N. Kinayman, Yong-Hoon Yun and J. Brogle, "Low-loss high-isolation 60-80 GHz GaAs SPST P-I-N switch," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003, Philadelphia, PA, USA, 2003, pp. 1307-1310 vol.2.
- [26] C. Yao, M. Zhou, Y. Luo, J. Zhang, X. Wei and C. Xu, "Design of 85–105GHz Wideband Traveling Wave P-I-N Diode Switches and Attenuators with Radial Stubs," in Chinese Journal of Electronics, vol. 26, no. 1, pp. 218-222, 1 2017.
- [27] Lui Jun, “Compact Modelling in RF CMOS technology”, Tesis de doctorado, School of Electronic Engineering, Dublin City University, Julio 2011.
- [28] Hiroshi Iwai, "RF CMOS technology," 2004 Asia-Pacific Radio Science Conference, 2004. Proceedings., 2004, pp. 296-298.
- [29] Schwierz Frank y Juin J. Liou, *Modern Microwave Transistors : theory, design and performance.*, John Wiley & sons, Inc., Capítulos 1, 2, 4, 6 y 7, 2003
- [30] I. A. Glover, S. R. Pennock y P.R. Shepherd, *Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communication Engineering*, John Wiley & sons, Inc., Capítulo 2, 2005.
- [31] Chun-Yen Chang, Jiong-Guang Su, Shyh-Chyi Wong, Tiao-Yuan Huang, Yuan-Chen Sun, *RF CMOS technology for MMIC* en “Microelectronics Reliability”, Elsevier, Volume 42, Issues 4–5, Abril–May 2002, pp. 721–733.
- [32] George D. Vendelin, Anthony M. Pavo y Ulrich L. Rohde, “Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques”, John Wiley, pp. 77-91, 2005.
- [33] Albert Malvino y David J. Bates, “Principios de electrónica”, McGraw-Hill, Capítulo 5, pp. 189-191, 1999.

- [34] B. S. Iksannurazmi, A. N. Nordin and A. H. M. Z. Alam, "0.35 $\mu$ m SPDT RF CMOS switch for wireless communication application," RSM 2013 IEEE Regional Symposium on Micro and Nanoelectronics, Langkawi, 2013, pp. 109-112.
- [35] R. Shu, A. Tang, B. Drouin and Q. J. Gu, "A 54–84 GHz CMOS SPST switch with 35 dB isolation," 2015 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), Phoenix, AZ, 2015, pp. 15-18.
- [36] A. Tomkins, P. Garcia and S. P. Voinigescu, "A 94GHz SPST Switch in 65nm Bulk CMOS," 2008 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, Monterey, CA, 2008, pp. 1-4.
- [37] M. Uzunkol and G. M. Rebeiz, "140–220 GHz SPST and SPDT Switches in 45 nm CMOS SOI," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 22, no. 8, pp. 412-414, Aug. 2012.
- [38] A. S. Cardoso, P. Saha, P. S. Chakraborty, D. M. Fleischhauer and J. D. Cressler, "Low-loss, wideband SPDT switches and switched-line phase shifter in 180-nm RF CMOS on SOI technology," 2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Newport Beach, CA, 2014, pp. 199-201.
- [39] F. Meng, K. Ma, K. S. Yeo and S. Xu, "A 57-to-64-GHz 0.094-mm<sup>2</sup> 5-bit Passive Phase Shifter in 65-nm CMOS," in IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 24, no. 5, pp. 1917-1925, May 2016.
- [40] M. C. Gao, K. Y. Bao and F. Y. Huang, "A broadband low phase noise CMOS voltage controlled oscillator for Ku band," 2016 International Conference on Integrated Circuits and Microsystems (ICICM), Chengdu, 2016, pp. 118-121.
- [41] V. Sanphuang, N. Ghalichechian, N. K. Nahar and J. L. Volakis, "Phase change materials for reconfigurable systems," 2014 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), Memphis, TN, 2014, pp. 209-209.
- [42] CHANG, Chun-Yen, et al. RF CMOS technology for MMIC. *Microelectronics Reliability*, 2002, vol. 42, no 4, p. 721-733.
- [43] P. D. Grant, M. W. Denhoff and R. R. Mansour, "A Comparison between RF MEMS Switches and Semiconductor Switches," MEMS, NANO and Smart Systems, 2004. ICMENS 2004. Proceedings. 2004 International Conference on, 2004, pp. 515-521.
- [44] P. Sun, P. Upadhyaya, D. H. Jeong, D. Heo and G. S. La Rue, "A Novel SiGe P-I-N Diode SPST Switch for Broadband T/R Module," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no. 5, pp. 352-354, May 2007.

## Capítulo 2

# Conmutadores SPST y SPDT basados en guía de onda rectangular.

---

En 1893 Heaviside consideró la posibilidad de la propagación de las ondas electromagnéticas dentro de un tubo hueco, sin embargo, descartó la idea porque él creía que para transferir energía electromagnética eran necesarios dos conductores [1]. Lord Rayleigh (John William Strutt) probó matemáticamente que la propagación de las ondas era posible para las guías rectangulares y circulares, en 1897 [2]. Rayleigh también notó la infinidad de modos de propagación TE y TM posibles, además de la existencia de la frecuencia de corte, pero no pudo comprobarlo experimentalmente porque no existía infraestructura en ese tiempo. La guía de onda fue olvidada, hasta que fue redescubierta independientemente en 1936 por dos investigadores [3]. George C. Southworth de la compañía AT&T en Nueva York presentó un artículo basado en guía de onda. Al mismo tiempo, W. L. Barrow del MIT por su parte también presentó un artículo basado en guía de onda circular, con confirmación experimental de propagación.

Las guías de onda rectangulares fueron de los primeros tipos de líneas de transmisión usadas para transportar señales de microondas, y siguen siendo usadas para diversas aplicaciones que incluyen: sistemas de alta potencia, aplicaciones en ondas milimétricas, sistemas satelitales, y algunas aplicaciones en pruebas de precisión. Una larga lista de componentes comerciales están disponibles en varias guías de onda estándares en bandas de 1 a 220 GHz, tales como acopladores, detectores, aisladores y atenuadores [4].

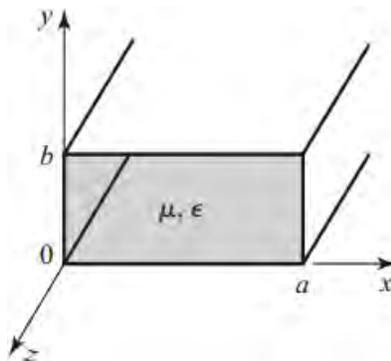


Figura 2.1: Geometría de la guía rectangular estándar [4].

La guía de onda rectangular (Figura 2.1) puede propagar los modos TE (Transversal Eléctrico,  $E_z = 0$ ) y TM (Transversal Magnético,  $H_z = 0$ ), pero no las ondas TEM (Transversales Electromagnéticas,  $E_z = 0$  y  $H_z = 0$ ), a menos que esté presente un conductor. El modo principal de la guía de onda rectangular es el  $TE_{10}$ , como se muestra en la Figura 2.2 donde podemos ver las líneas de campo eléctrico  $\vec{E}$  y magnético  $\vec{H}$  es aquel que tiene la menor frecuencia de corte [4].

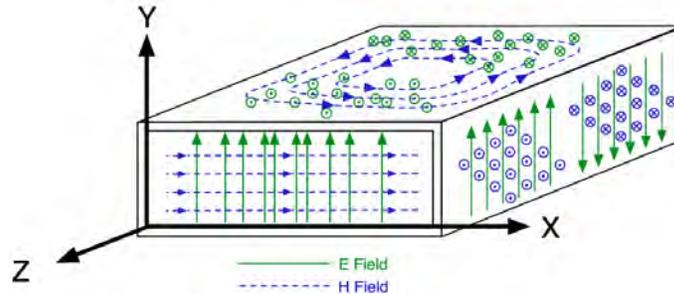


Figura 2.2: Dilles, J., (2011), Propagación electromagnética  $TE_{10}$  en guía rectangular, recuperado de <http://mason.gmu.edu/~jdilles/classes/ece305/ehwave.html>.

En este capítulo se diseñarán conmutadores SPST y SPDT basados en guía de onda rectangular que fueron realizados mediante circuitos equivalentes, simulación en software de análisis electromagnético para caracterizarlos de forma más real y finalmente fueron optimizados.

## 2.1. Requerimientos del diseño para la banda U.

Los desarrollos tecnológicos en extra alta frecuencia para aplicaciones comerciales son de gran interés para las comunicaciones fijas y móviles. Sin embargo, a estas frecuencias las pérdidas en las líneas de transmisión y en los semiconductores impiden el rápido desarrollo de los dispositivos. Por esta razón, en este trabajo se pondrán nuevos diseños de conmutadores SPST y SPDT basados en guía de onda rectangular para la banda U (40-60 GHz) con el objetivo de obtener un dispositivo con bajas pérdidas.

Estos diseños propuestos tienen el propósito de igualar sus características con los conmutadores SPST y SPDT fabricados por la empresa Quinstar que están basados en diodos P-I-N, mostradas en la Tabla 2.1. La guía estándar usada en nuestra frecuencia de interés es la WR-19.

Para poder hacer la simulación en el software de análisis electromagnético, es necesario conocer los datos de: la guía de onda, la longitud de onda de la guía, del sustrato dieléctrico y las características del diodo. Como se mencionó anteriormente, la guía de onda utilizada es la WR-19, el sustrato dieléctrico propuesto es el Rogers 5880, el diodo P-I-N es HN4005 y sus características se muestran en la Tabla 2.2.

Tabla 2.1: Especificaciones de los conmutadores SPST y SPDT de Quinstar (<http://quinstar.com/millimeter-wave/waveguide-p-i-n-switch-qssqsd-series/>).

Banda de frecuencia		U
Rango de frecuencia		40-60 GHz
Ancho de banda		20 GHz
Guía de onda		WR-19
Pérdidas de inserción (dB máx)	SPST	1.8
	SPDT	2.3
Aislamiento (dB mín)	SPST	26
	SPDT	23
VSWR		2:1

Tabla 2.2: Características de los elementos usados para el diseño de los conmutadores.

Guía de onda WR-19		Longitud de onda en el espacio a 50 GHz.	Rogers 5880		Diodo p-i-n HN4005
Medidas internas	4.8×2.4 mm		6 mm	Esesor del cobre	0.017 mm
Medidas externas	6.81×4.42 mm	Esesor dieléctrico		0.127 mm	Polarización inversa: 20 kΩ y 0.017 pF
		Permitividad relativa	2.2		

## 2.2. Diseño del conmutador SPST y optimización.

Una vez entendido el concepto del conmutador SPST de bajas pérdidas para banda X [5], podemos iniciar con nuestro diseño puesto que nos basaremos en esta idea para su realización. Las características de los elementos utilizados y las metas establecidas son indicadas en las secciones 1.4. y 2.1.

La frecuencia central de operación es de 50 GHz y la longitud de onda de onda en el espacio libre es de 6 mm, dentro de la guía de onda se puede calcular mediante:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.1)$$

donde  $\beta$  es la constante de propagación y se define como:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (2.2)$$

Al resolver la ecuación 2.2, podemos calcular la longitud de onda TE<sub>10</sub> dentro de la guía.

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \frac{\pi}{4.8 \times 10^{-3}}$$

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon} = \frac{2\pi(50\text{GHz})}{3 \times 10^8 \text{ m/s}} \sqrt{1}$$

$$\beta = 817.46$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{817.46} = 7.68\text{mm}$$

Primero se realizó el diseño de un diafragma con un semi anillo ranurado (Figura 2.3a) con una frecuencia de resonancia cercana a los 50 GHz. Como la longitud del semi anillo es aproximadamente  $\lambda/2$  el diafragma es transparente por lo que la onda incidente TE<sub>10</sub> pasará del puerto 1 al 2. En la Figura 2.3b se muestran las magnitudes del coeficiente de transmisión  $S_{21} = -0.0081$  dB y la reflexión  $S_{11} = -37.68$  dB a una frecuencia de 50.538 GHz.

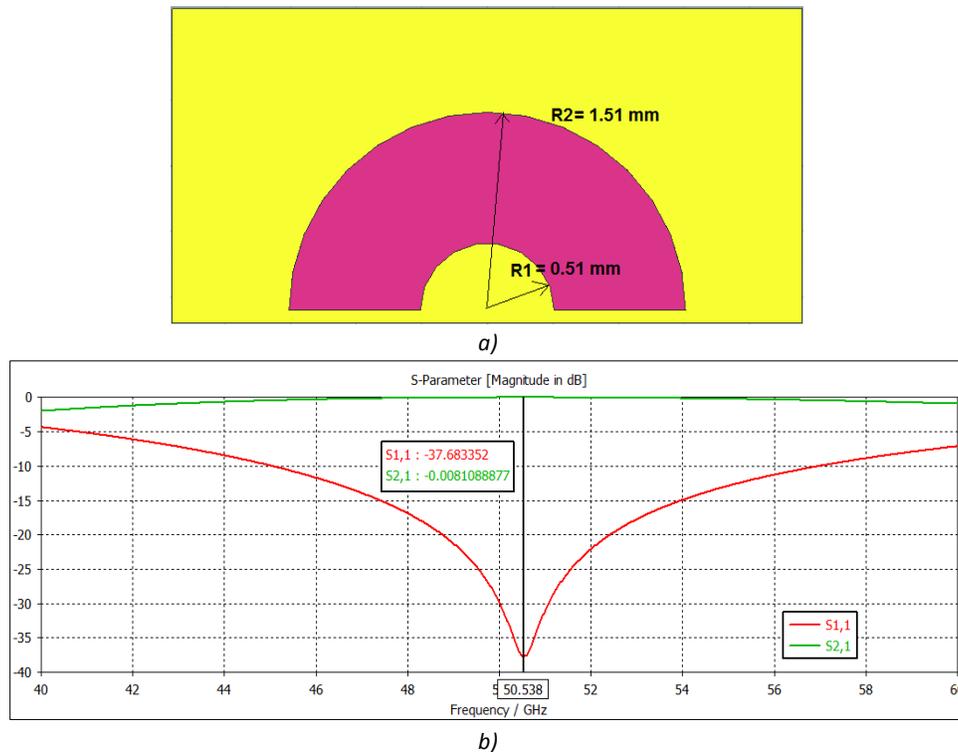


Figura 2.3: a) Diseño de un semi anillo ranurado a 50 GHz b) Magnitudes del coeficiente de transmisión y reflexión (curvas verde y roja, respectivamente).

Puesto que, con el diseño propuesto por [5] para una frecuencia de 50 GHz no se logran obtener las características deseadas, se modifica un poco la estructura de los stubs horizontales con el fin de mejorar el ancho de banda, el aislamiento y las pérdidas de inserción. En la Figura 2.4 se ilustra el diseño del conmutador SPST sin diodos para saber su

frecuencia de resonancia, y una vez ajustada a 50 GHz se agregan los diodos abiertos y cerrados. Las medidas usadas para este conmutador se muestran en la Tabla 2.3.

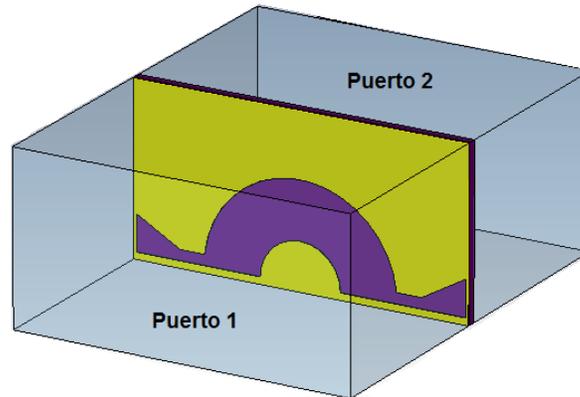


Figura 2.4: Diseño del conmutador SPST con un diafragma.

Tabla 2.3: Parámetros del diafragma ranurado.

R1 [mm]	R2[mm]	L [mm]	h1 [mm]	h2 [mm]
0.7	1.452	1.66	0.15	0.5146

Una vez mostrado el diseño del conmutador agregamos los diodos para cada estado. El principio de funcionamiento es el mismo que en [5], al conectar diodos en corto circuito la longitud del anillo es aproximadamente  $\lambda/2$  de modo que el diafragma es transparente para la onda incidente y se dice que el conmutador está *encendido*. Por el contrario, si los diodos están abiertos, existe una capacitancia y una inductancia y parece que el diafragma es una pared de metal, por lo que la onda incidente es totalmente reflejada y el conmutador está *apagado*.

En la Figura 2.5a se muestra el diseño del diafragma con diodos cerrados. En 2.5b podemos observar el circuito equivalente del diafragma en estado cerrado, el anillo es representado un circuito resonante en paralelo, las inductancias L1 y L2 se deben al metal, la capacitancia C1 es debida a la ranura del semi anillo. Los inductores L3 y L4 también se deben al metal afuera de los stubs. Las resistencias R1 y R2 representan al diodo cuando está en baja impedancia.

Los valores de todos los elementos fueron obtenidos mediante el software simulación de circuitos AWR (a excepción de R1 y R2, obtenidos de las hojas de especificaciones del diodo) y se trató de igualar la respuesta obtenida en este software y el de simulación electromagnética CST Microwave Studio.

Los diodos están cerrados el conmutador SPST está en estado abierto, es decir, que la onda incidente será transmitida en su totalidad. En la Figura 2.5c y 2.5d podemos observar que para la frecuencia de resonancia las pérdidas de inserción son de  $|S_{21}| \approx -0.2$  dB para ambos software, mientras que las pérdidas de retorno son de  $|S_{11}| \approx -33$  dB. Sin embargo, las pérdidas de inserción deben ser menores que -1.8 dB según nuestros requerimientos, lo cual se logra en la banda de 41.123 GHz a 60 GHz.

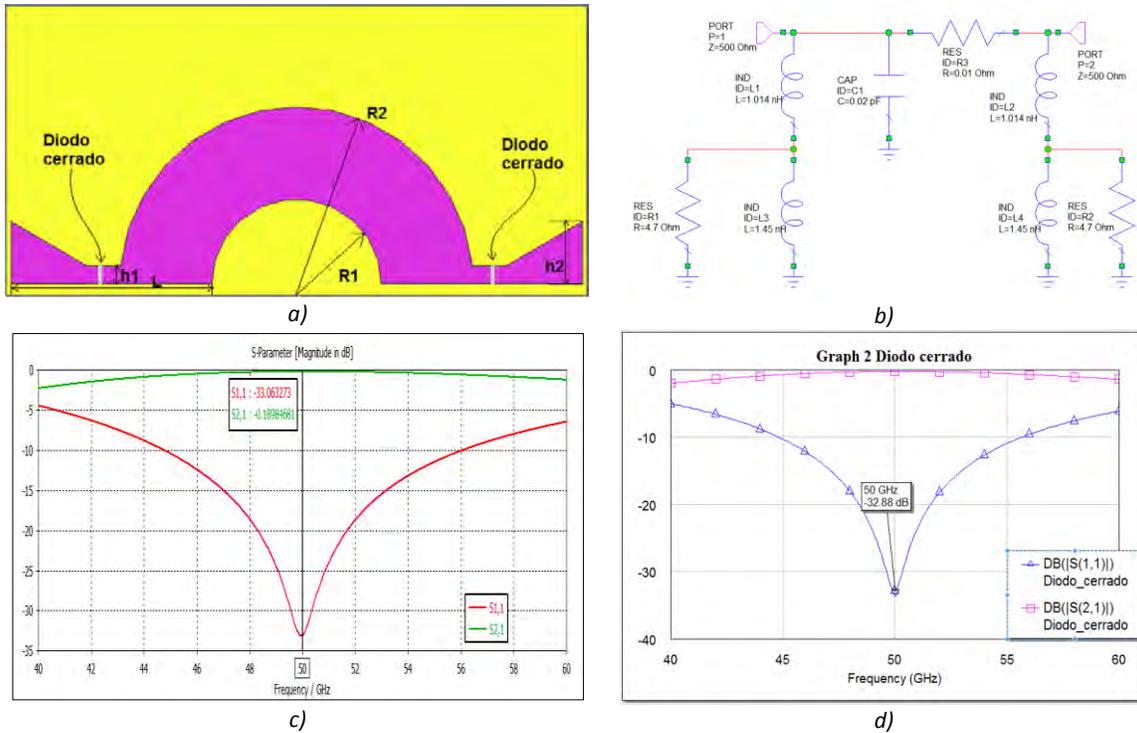
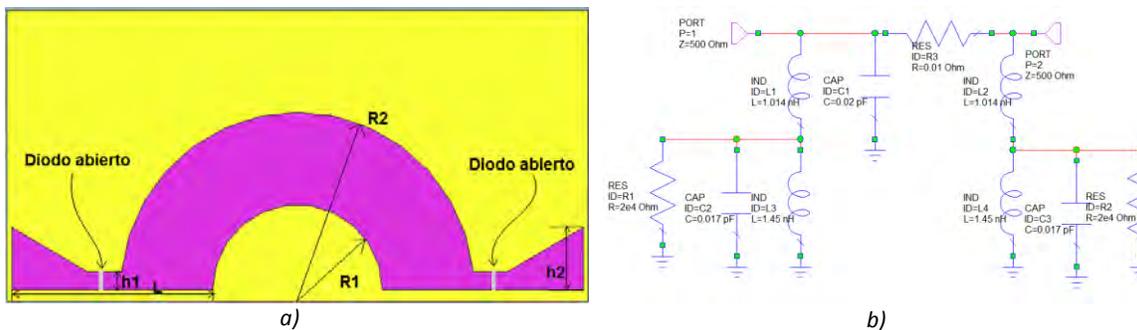


Figura 2.5: Conmutador SPST encendido a) Diafragma con diodos cerrados b) Circuito equivalente del semi anillo ranurado c) Dependencia de las pérdidas de inserción (Curva verde) y pérdidas de retorno (Curva roja) respecto a la frecuencia en CST d) Dependencia de las pérdidas de inserción (Curva rosa) y pérdidas de retorno (Curva azul) respecto a la frecuencia en CST en AWR.

En la Figura 2.6a se ilustra el diseño del diafragma para el estado apagado, o sea, con diodos abiertos. El circuito equivalente es parecido al anterior pero ahora el diodo es representado por medio de las capacitancias C2, C3 y de las resistencias R1, R2 que también fueron obtenidas de las hojas de especificaciones (Figura 2.6b).

Ahora los diodos están abiertos y el conmutador SPST está apagado. La onda incidente debe ser reflejada totalmente, con ello obtendremos el aislamiento que debe ser menor que -25 dB para toda la banda, no obstante, solo se logra en la banda de 49.725 GHz a 50.894 GHz. Por esta razón, no podemos considerar que este diseño sea el óptimo debido a que el aislamiento es de los parámetros más importantes a considerar en el diseño de nuestro conmutador.

Al observar esta respuesta se decidió colocar un segundo diafragma para determinar si se podían mejorar las características obtenidas con un solo diafragma.



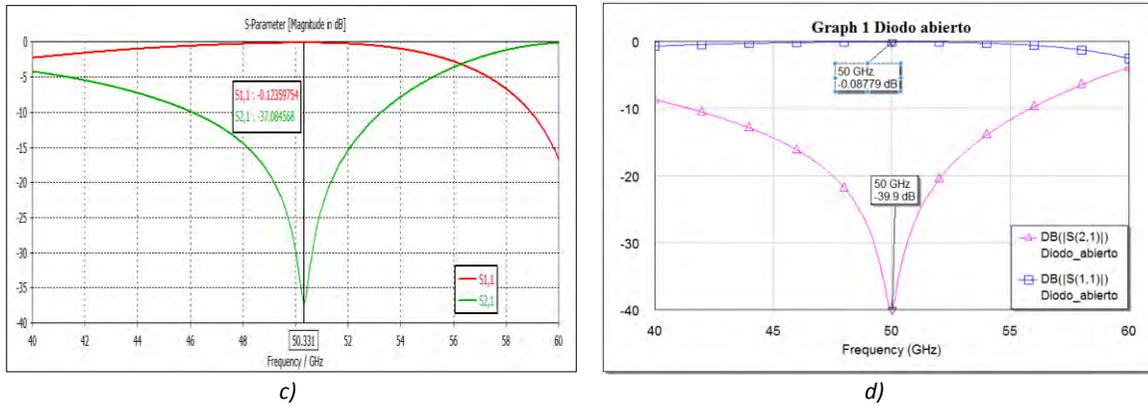


Figura 2.6: Conmutador SPST apagado a) Diafragma con diodos abiertos b) Circuito equivalente del semi anillo ranurado c) Dependencia de las pérdidas de inserción (Curva verde) y pérdidas de retorno (Curva roja) respecto a la frecuencia en CST d) Dependencia de las pérdidas de inserción (Curva rosa) y pérdidas de retorno (Curva azul) respecto a la frecuencia en CST en AWR.

## 2.2.1. Conmutador SPST con dos diafragmas y optimización.

Puesto que el diseño anterior no cumple con el ancho de banda requerido, se colocó un segundo diafragma a una distancia de  $D = 1.92$  mm con el fin de mejorar sus características (Figura 2.7).

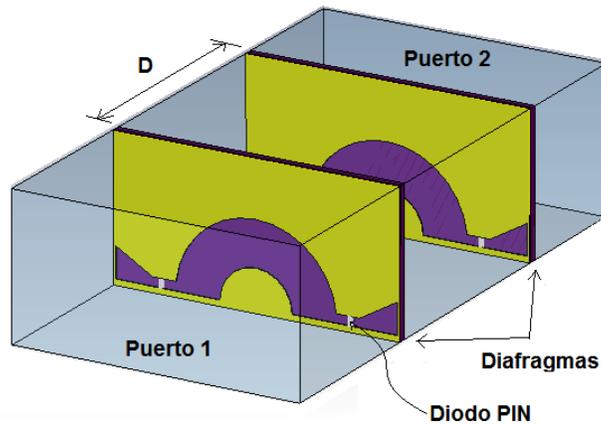


Figura 2.7: Conmutador SPST con dos diafragmas.

Para el diseño de este conmutador se realizó el circuito equivalente para el estado encendido y apagado. En la Figura 2.8a y 2.8b podemos observar que los circuitos del primer y segundo diafragma están unidos mediante una línea de transmisión que, en este caso representa la distancia a la cual estarán separados,  $EL1$ . Puesto que los diafragmas son iguales, podemos tener la misma inductancia  $LL1$  y capacitancia  $cc1$  debida al semi anillo ranurado, además de la misma inductancia debida a los stubs,  $Ls2$ . Para determinar los valores de cada elemento en los diafragmas se utilizó la herramienta de *tune* de AWR y posteriormente estos valores fueron optimizados para poder obtener un resultado más preciso. En la Tabla 2.4 se muestran los valores de cada elemento que fue optimizado para alcanzar nuestras metas.

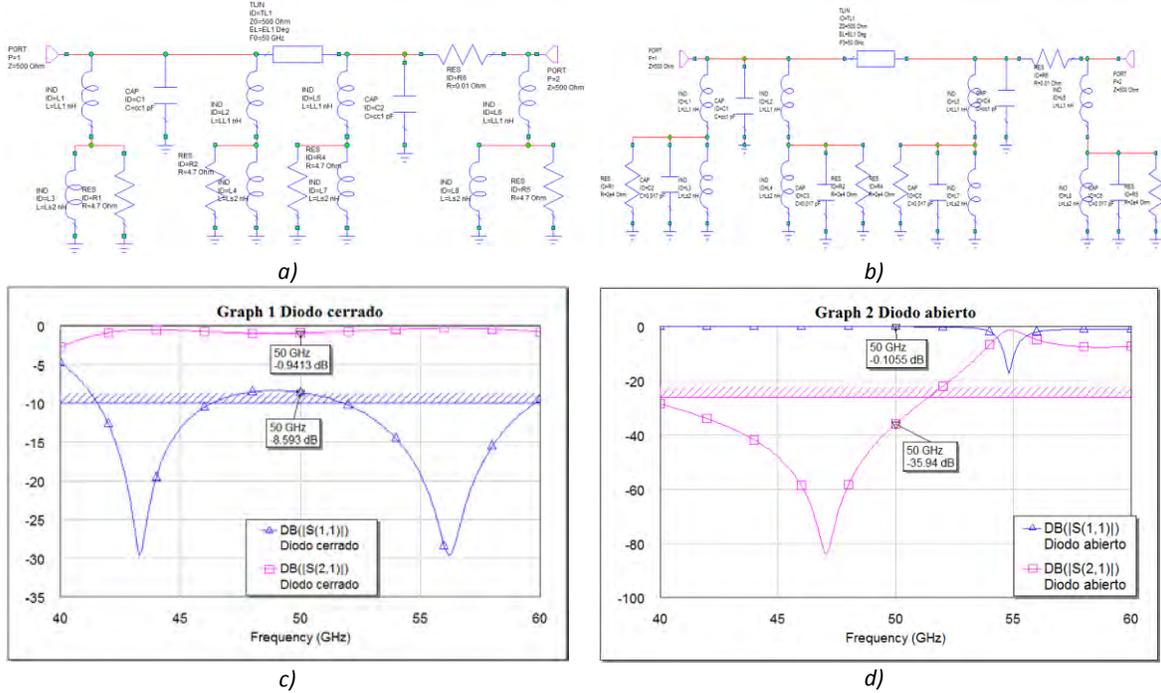
Tabla 2.4: Valores de elementos en el circuito equivalente en AWR para los diafragmas.

Valores de los elementos concentrados en AWR			
LL1 [nH]	cc1 [pF]	Ls2 [nH]	EL1
1.028	0.01559	1.948	145.4°

En el estado encendido (Figura 2.8c) en AWR, podemos ver que las pérdidas de inserción son de  $|S_{21}| = -0.9416$  dB con pérdidas de retorno de  $|S_{11}| = -8.593$  dB a 50 GHz. En la Figura 2.8e se muestra la respuesta obtenida en CST Microwave Studio  $|S_{21}| = -0.535$  dB y  $|S_{11}| = -28.7$  dB para un ancho de banda de aproximadamente 8 GHz (de 44 a 52 GHz).

En la Figura 2.8d se muestra la respuesta en estado apagado del conmutador SPST en AWR donde el aislamiento es de  $|S_{21}| = -35.94$  dB a 50 GHz, sin embargo de 40 a 52 GHz se logra un aislamiento mejor que  $-20$  dB. Para CST (Figura 2.8f) el aislamiento  $|S_{21}| = -20$  dB se alcanza de 41.5 a 51.4 GHz, es decir un ancho de banda de 9.9 GHz.

Después de terminar el diseño se hizo una optimización en CST Microwave Studio para tratar de mejorar el ancho de banda y también mejorar el aislamiento, pérdidas de inserción y pérdidas de retorno. En la Figura 2.9a se muestra el esquemático para la optimización, dado que se tenían dos proyectos separados, se hace la optimización sobre otro de CST donde podamos variar los mismos parámetros de ambo proyectos.



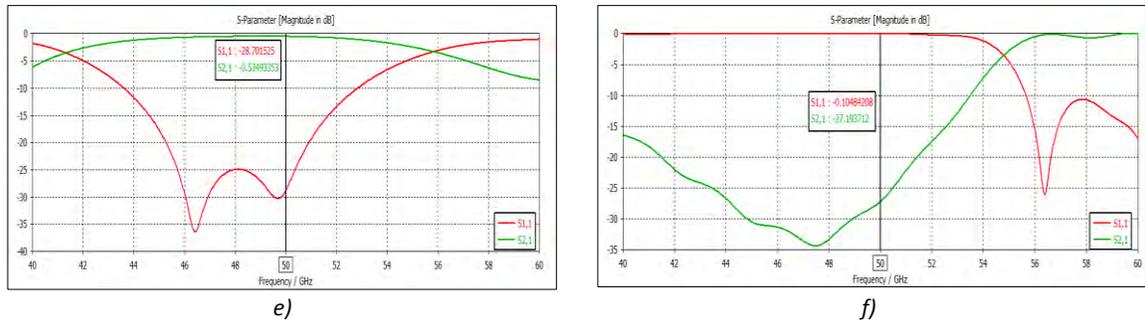


Figura 2.8: Circuito equivalente del conmutador SPST a) En estado encendido b) En estado apagado c) Pérdidas de inserción y de retorno (curva rosa y azul, respectivamente) en AWR d) Aislamiento en AWR (curva rosa) e) Pérdidas de inserción y de retorno (curva verde y roja, respectivamente) en CST f) Aislamiento en CST (curva rosa).

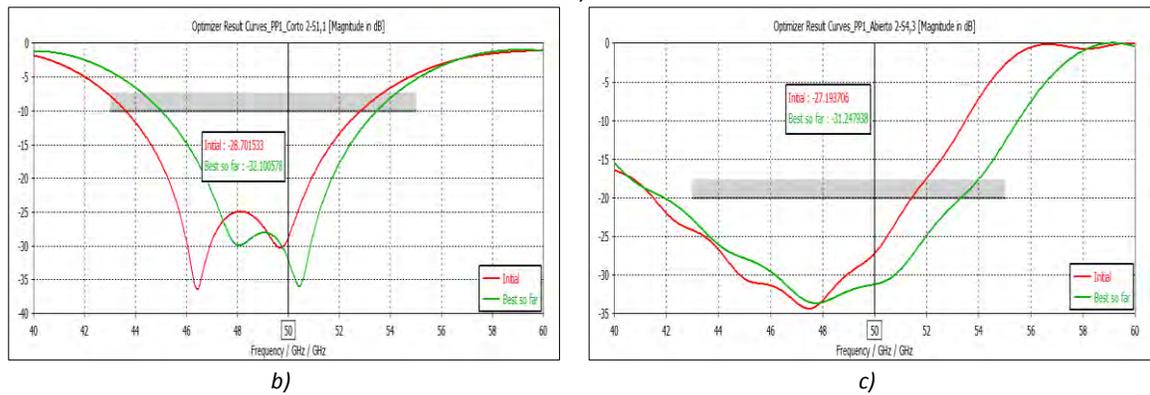
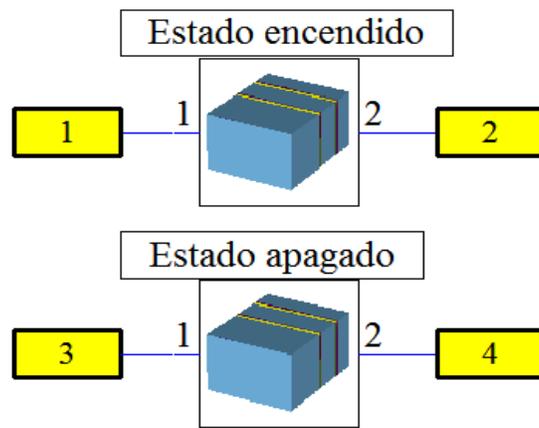


Figura 2.9: Optimización del conmutador SPST con dos diafragmas a) Esquema general para la optimización en CST Design Studio b) Pérdidas de retorno para estado encendido después de la optimización (curva verde) c) Aislamiento para estado apagado después de la optimización (curva verde).

En la Tabla 2.5 podemos observar los parámetros optimizados y las metas que propusimos alcanzar, así como el rango de frecuencias y el peso que se le da a meta de optimización. El algoritmo utilizado fue el Simplex.

Tabla 2.5: Parámetros del optimizador para el conmutador SPST con dos diafragmas.

Metas	Parámetros S		Rango de frecuencia	Peso
	$ S_{11}  < -10$ dB		43 a 55 GHz	2.0
	$ S_{21}  < -20$ dB		43 a 55 GHz	3.0
Parámetros	Nombre	Valor	Descripción	
	A1	0.910499	Radio del arco	
	a1_e	0.760543	Espesor del arco	
	At	0.463082	Altura del stub en parte triangular	
	d1	1.7847	Distancia entre los diafragmas	
	h	0.106941	Altura de la base de la guía a la ranura	

Podemos observar en la Figura 2.9b que para el estado encendido, las pérdidas de retorno son menores que  $-10$  dB en la banda de 45 a 53.46 GHz. Con respecto al ancho de banda inicial, después de la optimización se pierde 0.739 GHz. Por el contrario, para el estado apagado (Figura 2.9c) el aislamiento se mide a  $-20$  dB en una banda de 41.91 a 53.29 GHz, es decir 11.38 GHz. Después de la optimización mejoró en 1.463 GHz.

Al optimizar se intentó ampliar el ancho de banda manteniendo las mismas características en el conmutador SPST, no obstante, no se obtuvo una diferencia sustancial. Por esta razón, se decide terminar el diseño del conmutador SPST con dos diafragmas. Además, en los requerimientos de Quinstar para un conmutador SPST se debe alcanzar  $-26$  dB de aislamiento en toda la banda.

### 2.3. Diseño del conmutador SPDT y optimización.

Un conmutador SPDT (Single Pole, Double Throw o Un Polo Dos Tiros) es aquel que tiene una entrada y dos salidas. Para este caso, la onda incidente entra en un puerto 1 se transmite hacia el puerto 2, mientras que el puerto 3 está aislado. De esta manera, podemos decir que este diseño en el puerto 2 el conmutador SPDT está encendido con lo que obtenemos las pérdidas de inserción y, en el puerto 3 el conmutador SPDT está apagado y la señal será reflejada con lo que determinaremos el aislamiento.

Para el diseño del conmutador SPDT tenemos dos propuestas diferentes basadas en guía de onda rectangular. El primer diseño se intenta realizar con postes metálicos en una guía de onda WR-19 con forma de T para después colocar los diafragmas. Dichos postes tienen diversos tamaños y localizaciones. En el segundo diseño también se modifica la guía de onda para poder colocar dos diafragmas en cada brazo. Además, se hace un análisis del comportamiento de la estructura mediante el cálculo de la matriz S.

### 2.3.1. Conmutador SPDT con postes.

Para iniciar el diseño del conmutador SPDT se realiza la estructura de la guía de onda en forma de T, como se ilustra en la Figura 2.10. Dentro de esta guía se propone colocar dos diafragmas al ras cada brazo para el conmutador SPDT, iguales a los del conmutador SPST. Sin embargo, es necesario realizar una primera aproximación antes de colocar los diafragmas. Por esta razón caracterizamos la guía de onda de tal forma que su comportamiento se asemeje al esperado con los diafragmas.

Después se harán pruebas con diferentes anchos, posiciones y forma de los postes para determinar el mejor comportamiento esperado con esta propuesta. Se hará una breve comparación de los resultados obtenidos.

En primer lugar, en uno de los brazos la onda incidente debe ser transmitida en su totalidad y en el otro la señal debe ser reflejada completamente como si hubiese una pared metálica al ras del brazo. En las Figuras 2.11a y 2.11b podemos observar la estructura en forma de L o *H-bend* para obligar a que la onda incidente se dirija hacia el puerto 2. En la Figura 2.11c podemos ver los parámetros S obtenidos en ésta guía, con un poste que no centrado que tiene un diámetro de 0.4 mm.

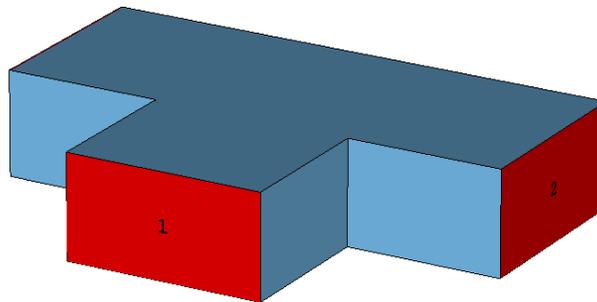


Figura 2.10: Estructura de la guía de onda para el conmutador SPDT.

Para poder tener una mejor idea del funcionamiento de los H-bend fue necesario investigar acerca de sus características y su comportamiento, de [7-12] se hacen análisis matemáticos para diseñarlos.

En nuestro caso las características de H-bend con un poste satisface nuestros requerimientos, puesto que las pérdidas de inserción son prácticamente nulas y el aislamiento es  $|S_{11}| < -20$  dB para casi toda la banda. Sin embargo, se debe considerar que esta estructura es ideal porque no se tienen los diafragmas con los diodos p-i-n, que van a introducir pérdidas. Además, el conmutador SPDT es una estructura simétrica por lo que se debe observar el comportamiento en el otro brazo al tener el poste en esa misma posición.

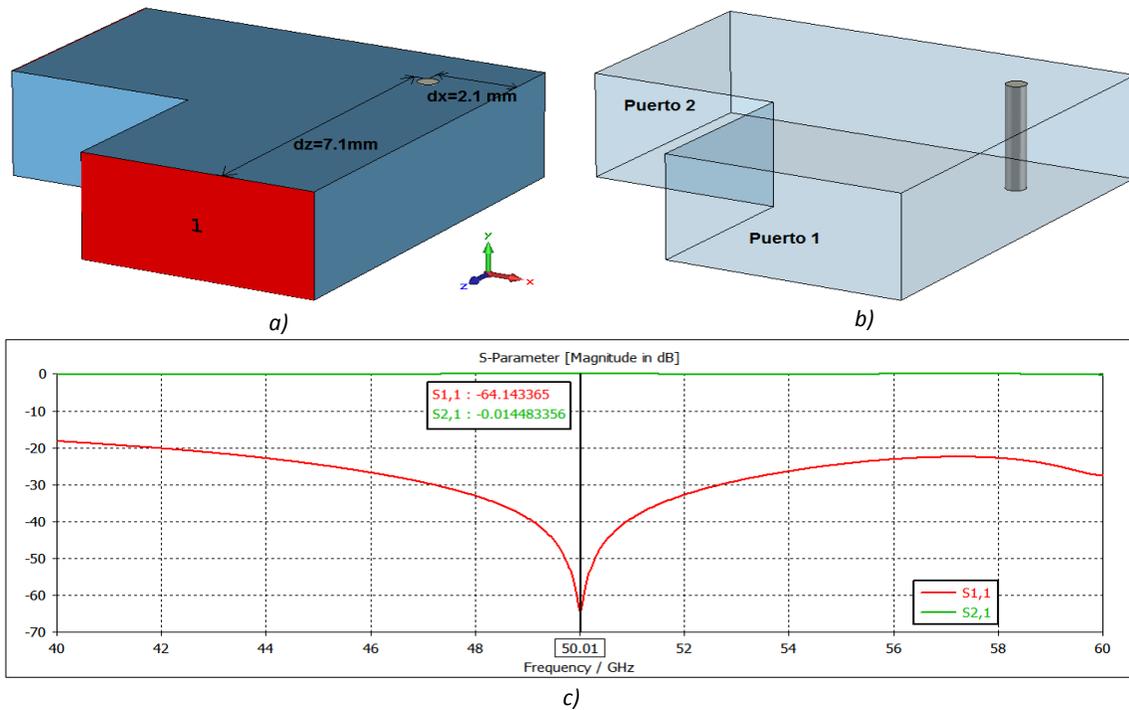


Figura 2.11: Comportamiento ideal del conmutador SPDT, con un poste de 0.4 mm a) Estructura exterior de la guía en forma de L vista en perspectiva b) Vista interior de la guía con un poste c) Transmisión ideal (curva verde) y reflexión ideal (curva roja).

En la Figura 2.12a podemos observar la estructura de la guía al tener el poste ubicado en la misma posición que en la Figura 2.11a. La onda incidente debería de pasar del puerto 1 al puerto 2 sin pérdidas. Sin embargo, en la Figura 2.12b se muestra el comportamiento del conmutador donde la transmisión es  $|S_{21}| < -3\text{ dB}$  en la banda de 40 a 50 GHz, pero después de esta frecuencia nada se transmite y todo se refleja. Además, la reflexión es muy grande ya que es mayor a  $-10\text{ dB}$ . A la frecuencia de 58.038 GHz la señal es reflejada en su totalidad.

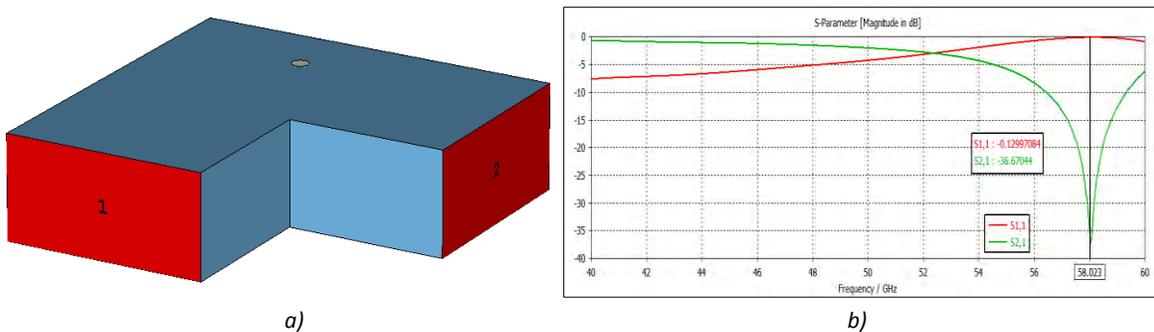


Figura 2.12: Estructura del conmutador SPDT otro brazo, mismo poste a) Estructura exterior b) Aislamiento (curva verde).

Ahora se propone determinar el comportamiento que tendrá el conmutador SPDT al colocar un poste simétrico al primero en una guía en forma de T (Figura 2.13a), los postes tienen un diámetro de  $\text{diam} = 0.4\text{ mm}$ , una separación entre ellos de  $s = 1.63\text{ mm}$ . La onda incidente debe ir del puerto 1 al puerto 2 y 3 sin pérdidas, ya que no se han colocado los diafragmas. No obstante, sus características no son óptimas ya que los coeficientes de transmisión en los

puertos 2 y 3 son de  $|S_{21}| = |S_{31}| = -3.577$  dB y el coeficiente de reflexión va  $|S_{11}|$  de  $-10$  a  $-7$  dB, como se ilustra en la Figura 2.13a.

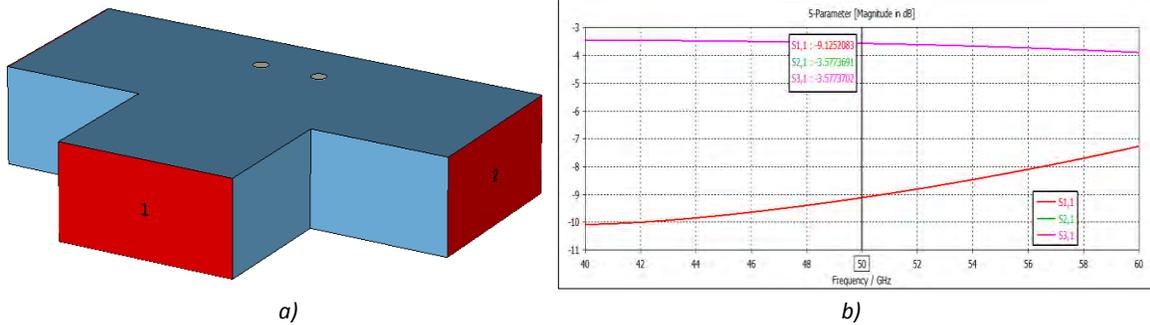


Figura 2.13: Guía de onda con dos postes  $\text{diam}=0.4$  mm a) Estructura completa en forma de T b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde y rosa) y pérdidas de retorno Aislamiento (curva roja) respecto a la frecuencia.

A partir de estos resultados se decidió regresar a la caracterización del de la guía con un poste mostrado en la Figura 2.14a, centrado con diámetro  $\text{diam} = 0.4$  mm y un desplazamiento  $\text{dz} = 7.1$  mm desde la entrada de la guía. Con este diseño obtenemos resultados buenos solo en la mitad de la banda (de 40 a 50 GHz) donde el coeficiente de transmisión es de  $|S_{21}| < -0.5$  dB y el coeficiente de reflexión es menor a  $-10$  dB (Figura 2.14b). Por lo que este resultado no es óptimo, aunque sí es simétrico.

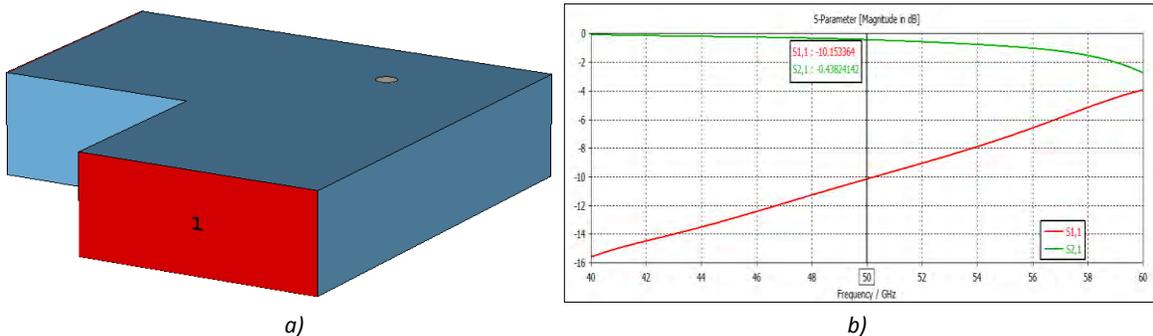


Figura 2.14: Guía de onda con poste centrado  $\text{diam}=0.4$  mm a) Estructura en forma de L b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde) y las pérdidas de retorno (curva roja) respecto a la frecuencia.

Por otra parte, en [13] se propone utilizar un nuevo parámetro de diseño para compensar la respuesta eléctrica de cualquier unión de guía de onda multi-puerto, mediante la posición relativa de un poste metálico cilíndrico colocado dentro de la estructura de hasta cinco puertos. Por ello, proponemos el diseño un tornillo resonante que permita mejorar las características del conmutador SPDT. Los postes están colocados en diferentes posiciones y diámetros. Los resultados se comparan en la Tabla 2.6 y se muestran en las Figuras 2.15 a 2.17.

Tabla 2.6: Resultados de tornillos resonantes.

Parámetro	Poste abajo	Poste arriba	Dos postes
Altura del poste [mm]	1.6	1.7	2.1
Diámetro [mm]	0.5	0.4	0.4
Posición en X [mm]	0	0	$\pm 0.35$
Posición en Z [mm]	7.1	7.6	7.6
Parámetro $ S_{11} $ [dB]	-10 dB @ 43 a 48 GHz	-10 dB @ 40 a 50.7 GHz	-9 dB @ 40 a 48 GHz
Parámetro $ S_{21} $ [dB]	-1 dB @ 40 a 53.3 GHz	-1 dB @ 40 a 55.7 GHz	-1 dB @ 40 a 54 GHz
Ancho de banda	5 GHz	10.7 GHz	8 GHz

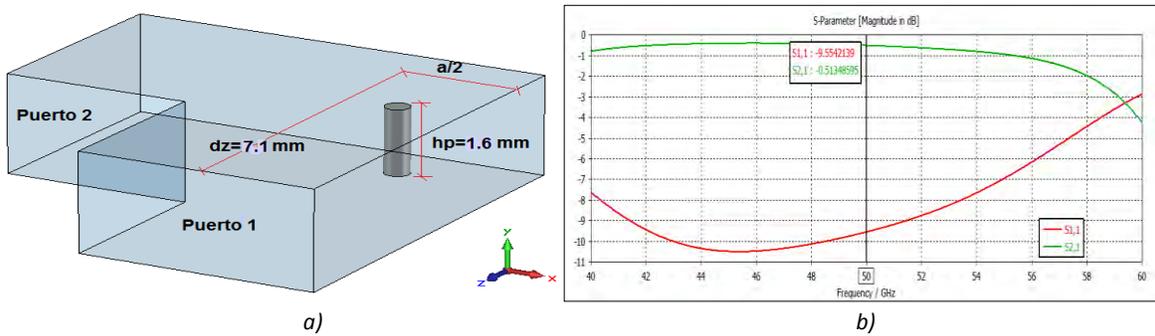


Figura 2.15: a) Tornillo resonante centrado, diámetro 0.5 mm b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde) y las pérdidas de retorno (curva roja) respecto a la frecuencia.

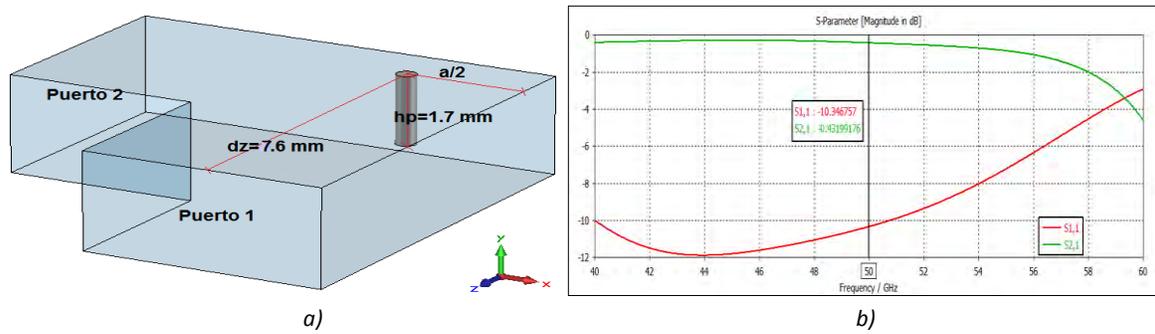


Figura 2.16: a) Tornillo resonante centrado, diámetro 0.4 mm b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde) y las pérdidas de retorno (curva roja) respecto a la frecuencia.

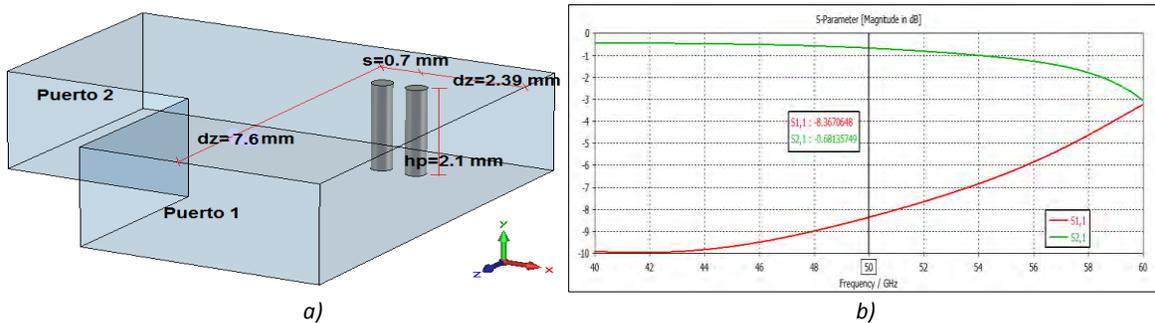


Figura 2.17: a) Dos tornillos resonantes, diámetro 0.4 mm b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde) y las pérdidas de retorno (curva roja) respecto a la frecuencia.

Después de comparar los resultados anteriores, podemos observar que con un poste centrado que tiene un diámetro de 0.4 mm se obtiene un ancho de banda de 10.7 GHz, medido con respecto a la magnitud del parámetro  $S_{21}$ , sin embargo estos resultados aún no son adecuados para el diseño del conmutador SPDT. Finalmente, se realiza una estructura que consta de dos postes con una geometría triangular colocados en una de las paredes metálicas de la guía.

En la Figura 2.18a podemos observar la estructura de los postes que tienen una base de 0.5 mm y una altura de 1.25 mm. La reflexión es  $|S_{11}| > -10$  dB en una banda de 40 a 52 GHz y el coeficiente de transmisión es  $|S_{21}| > -1$  dB en una banda de 40 a 55.75 GHz. Las características de esta estructura mejoran muy poco respecto a los postes circulares diseñados anteriormente, por esta razón se decide cambiar la forma de la guía de onda con el fin de llegar a los resultados esperados.

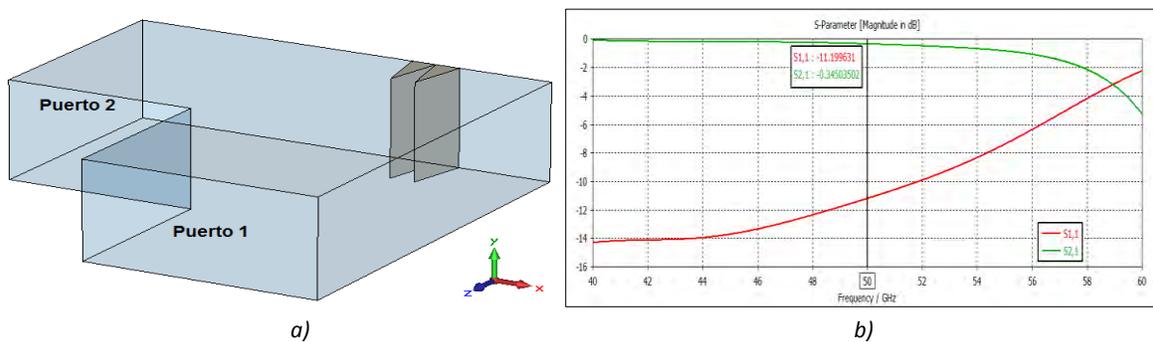


Figura 2.18: a) Dos postes triangulares b) Dependencia de las pérdidas de inserción (curva verde) y las pérdidas de retorno (curva roja) respecto a la frecuencia.

### 2.3.2. Conmutador SPDT con diafragmas.

La segunda estructura del conmutador SPDT basado en guía de onda rectangular se muestra en la Figura 2.19. En el puerto 1 donde incide la onda  $TE_{10}$  se tiene una guía de onda WR-19 estándar de longitud  $\lambda/2$ , a continuación un taper de longitud cercana  $\lambda$  y finalmente la guía se divide en dos puertos de salida separados por una placa metálica y con una longitud de  $\lambda$ .

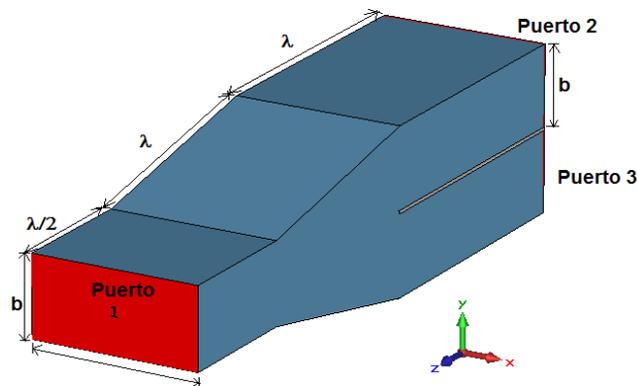


Figura 2.19: Estructura de la guía de onda para el conmutador SPDT.

Para el diseño de la estructura, se realizaron diversos diseños donde se varió la longitud del taper para poder hacer una comparación de los resultados obtenidos. Para un conmutador SPDT el aislamiento requerido debe ser mayor 20 dB. En la Tabla 2.7 se muestran los resultados al variar la longitud del taper.

Tabla B.7: Parámetros S de la guía de onda con diferentes longitudes de tappers.

Longitud del taper	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{11} $ [dB]	Ancho de banda [GHz]
$\lambda/2 \rightarrow 3.84$ mm	-3	-12	2.737 GHz
$\lambda \rightarrow 7.68$ mm	-3	-22	20 GHz
$1.5 * \lambda \rightarrow 11.52$ mm	-3	-25	20 GHz
$2 * \lambda \rightarrow 15.36$ mm	-3	-26	20 GHz

Como en el caso anterior, primero se tratará de caracterizar idealmente la guía de onda ya que posteriormente se colocarán los diafragmas y los diodos p-i-n, así es necesario tener una idea de cómo funcionará el conmutador. En la Figura 2.20a podemos observar la vista lateral de la guía de onda de uno a dos canales. En el puerto 1 incide la onda  $TE_{10}$ , en el puerto 2 debe salir la onda puesto que no hay nada que impida su paso por lo tanto en este puerto se tendrá la transmisión y pérdidas de inserción. En el puerto 3 hay una pared metálica que representa un corto circuito y nos dará el aislamiento. La Figura 2.20b muestra la respuesta de esta estructura, donde se muestra que a 49.696 GHz y a 58.82 GHz hay resonancias que empobrecen el desempeño del conmutador. Para poder solucionar este problema es necesario realizar un análisis de la matriz S de esta estructura, que se comporta como un divisor de potencia T en serie, para poder precisar a qué distancia se debe colocar el corto circuito.

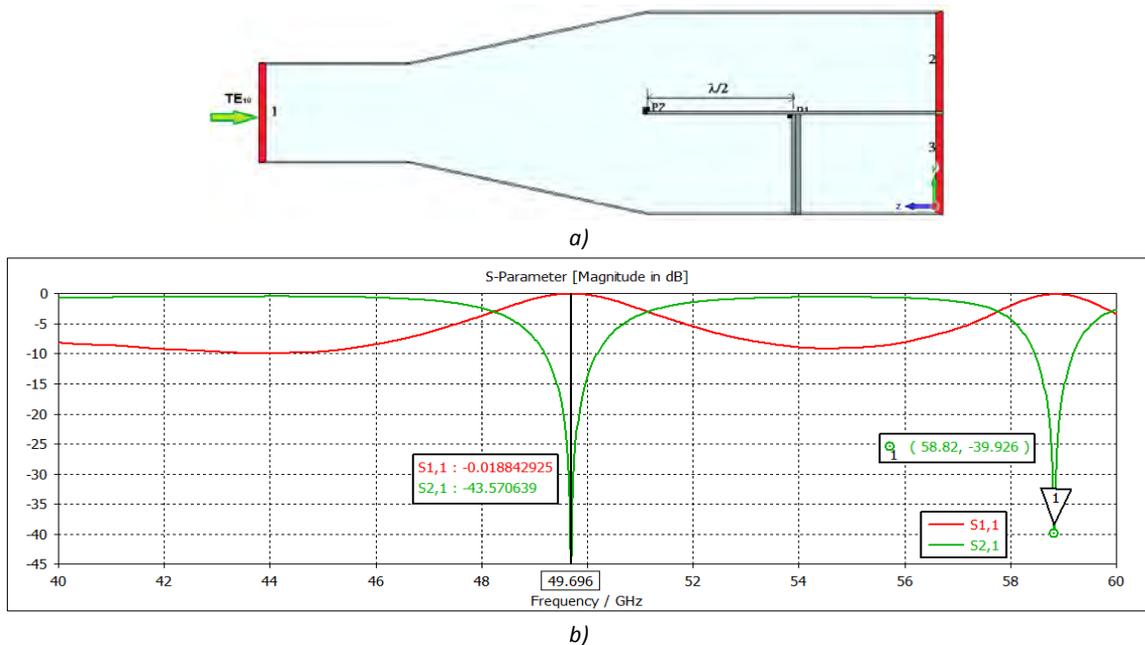


Figura 2.20: Guía de onda de uno a dos canales a) Estructura de la guía b) Perdidas de inserción y de retorno (curvas verde y roja, respectivamente).

## Análisis de la matriz S para un divisor de potencia T.

A continuación, se hará un análisis de la matriz S de un divisor de potencia T que tenga la misma impedancia característica en todas las líneas de transmisión y que esté acoplada en los puertos (Figura 2.21a). Después, en el puerto 3 se colocará un corto circuito a una distancia  $l$  inmediatamente después del tapper, definido como  $V_3^+ = V_3^- e^{-j2\beta l}$  y se recalculará la matriz S para poder hacer un análisis de vectores de los elementos que componen la matriz y así saber cómo se comportará el divisor de potencia T.

Luego, se realizará un análisis del divisor de potencia T que corresponda con nuestra estructura en la guía de onda de uno a dos canales, para poder determinar su matriz S y saber a qué distancia se debe colocar el corto circuito.

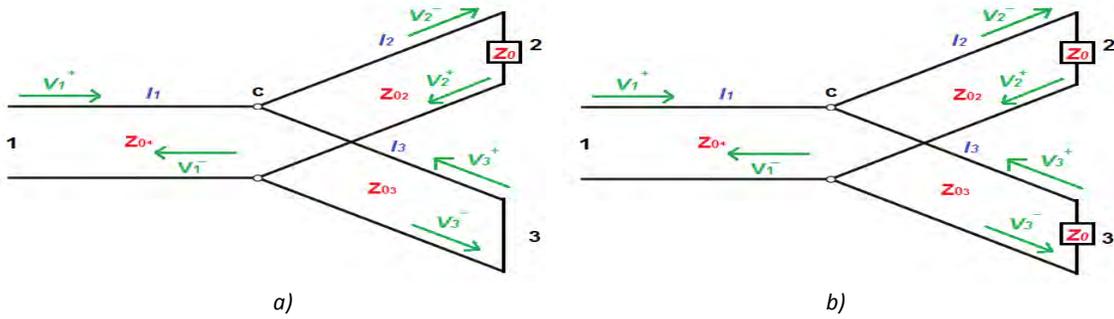


Figura 2.21: Divisor de potencia T a) con puertos acoplados b) con un corto circuito en el puerto 3.

La matriz S de una red de tres puertos es la siguiente:

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix}$$

Para un divisor de potencia T como el mostrado en la Figura 2.21a, podemos decir que en el punto de conexión  $c$  los voltajes de todos los puertos son iguales, por lo que:

$$V_c = V_1 = V_2 = V_3$$

$$Z_{01} = Z_{02} = Z_{03}$$

Para el análisis de la matriz S, se debe trabajar con voltajes completos, es decir, el voltaje de onda incidente y de onda reflejada.

$$V_c = V_1^+ + V_1^- = V_2^+ + V_2^- = V_3^+ + V_3^- \quad (2.2)$$

Para determinar el coeficiente de reflexión tenemos:

$$S_{11} = \left. \left( \frac{V_1^-}{V_1^+} \right) \right|_{V_2^+ = V_3^+ = 0} = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = \frac{Z_0/2 - Z_0}{Z_0/2 + Z_0} = -\frac{1}{3} \quad (2.2)$$

Como es una matriz recíproca y simétrica, todos sus coeficientes de reflexión son iguales y los coeficientes de reflexión son los mismos. Para el coeficiente de transmisión:

$$\begin{aligned}
 V_2^- &= V_3^- = V_1^+ + V_1^- \\
 V_2^- &= V_3^- = V_1^+(1 + S_{11}) \\
 V_2^- &= V_3^- = V_1^+(2/3) \\
 S_{21} &= \left. \left( \frac{V_2^-}{V_1^+} \right) \right|_{V_2^+ = V_3^+ = 0} = \frac{(2/3)V_1^+}{V_1^+} = \frac{2}{3} \quad (2.4)
 \end{aligned}$$

$$\therefore [S] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Ahora bien, en la Figura 2.21b se tiene un corto circuito en el puerto 3 del divisor de potencia. La onda incidente en función de la onda reflejada es  $V_3^+ = V_3^- e^{-j2\beta l}$ , la cual se sustituye en la matriz S al desarrollar la matriz se tiene:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ + S_{13}V_3^- e^{-j2\beta l} \quad (2.6)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ + S_{23}V_3^- e^{-j2\beta l} \quad (2.7)$$

$$V_3^- = S_{31}V_1^+ + S_{32}V_2^+ + S_{33}V_3^- e^{-j2\beta l} \quad (2.8)$$

Despejando  $V_3^-$  y sustituyendo en  $V_1^-$  (2.6) y en  $V_2^-$  (2.7) :

$$\begin{aligned}
 V_3^- - S_{33}V_3^- e^{-j2\beta l} &= S_{31}V_1^+ + S_{32}V_2^+ \\
 V_3^- [1 - S_{33}e^{-j2\beta l}] &= S_{31}V_1^+ + S_{32}V_2^+
 \end{aligned}$$

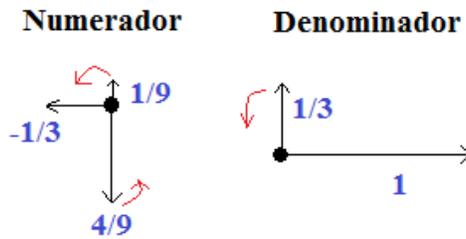
$$V_3^- = \frac{S_{31}V_1^+ + S_{32}V_2^+}{[1 - S_{33}e^{-j2\beta l}]} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned}
 V_1^- &= S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ + S_{13}e^{-j2\beta l} \left( \frac{S_{31}V_1^+ + S_{32}V_2^+}{[1 - S_{33}e^{-j2\beta l}]} \right) \\
 V_1^- (1 - S_{33}e^{-j2\beta l}) &= S_{11}V_1^+ (1 - S_{33}e^{-j2\beta l}) + S_{12}V_2^+ (1 - S_{33}e^{-j2\beta l}) + \\
 &\quad + S_{13}e^{-j2\beta l} (S_{31}V_1^+ + S_{32}V_2^+) \\
 V_1^- &= \left( \frac{S_{11} - S_{11}S_{33}e^{-j2\beta l} + S_{13}S_{31}e^{-j2\beta l}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta l}} \right) V_1^+ + \left( \frac{S_{12} - S_{12}S_{33}e^{-j2\beta l} + S_{13}S_{32}e^{-j2\beta l}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta l}} \right) V_2^+ \quad (2.9)
 \end{aligned}$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ + S_{23}e^{-j2\beta x} \left( \frac{S_{31}V_1^+ + S_{32}V_2^+}{1 - S_{33}e^{-j2\beta x}} \right)$$

$$V_2^- = \left( \frac{S_{21} - S_{21}S_{33}e^{-j2\beta x} + S_{23}S_{31}e^{-j2\beta x}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta x}} \right) V_1^+ + \left( \frac{S_{22} - S_{22}S_{33}e^{-j2\beta x} + S_{23}S_{32}e^{-j2\beta x}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta x}} \right) V_2^+ \quad (2.10)$$

Los parámetros de la nueva matriz  $S_{2 \times 2}$  son los términos que se encuentran entre paréntesis en las ecuaciones (2.9) y (2.10). Mediante un análisis con vectores podremos predecir el comportamiento de los términos de la matriz S, usando los valores de la matriz S de la Figura 2.21a. En el primer término en la ecuación (2.9), que es el coeficiente de reflexión, observamos que el numerador y el denominador podrían representarse como:



Para el numerador el vector que corresponde a  $S_{11} = -1/3$  en sentido negativo, de acuerdo a la matriz S del divisor acoplado los demás elementos del numerador serían:  $S_{11}S_{33} = (1/3)(1/3) = 1/9$  y  $S_{13}S_{31} = (2/3)(2/3) = 4/9$ . Para el denominador el vector igual a uno es positivo y  $S_{33} = -1/3$  que gira hacia el sentido negativo, pero al estar multiplicado por un signo negativo, se hace positivo.

Por otro lado, al analizar el término donde se encuentra el coeficiente de transmisión  $S_{21}$  en la ecuación (2.10) tenemos que:

$$\frac{S_{21} - S_{21}S_{33}e^{-j2\beta x} + S_{23}S_{31}e^{-j2\beta x}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta x}} \quad (2.11)$$

$$\frac{S_{21}(1 - S_{33}e^{-j2\beta x})}{1 - S_{33}e^{-j2\beta x}} + \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta x}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta x}}$$

$$S_{21} + \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta x}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta x}} = 1 \rightarrow \text{Meta, un máximo} \quad (2.12)$$

Sustituyendo los valores de la matriz S:

$$S_{21} = \frac{2}{3} \rightarrow \therefore \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta x}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta x}} = \frac{1}{3}$$

$$\frac{\left(\frac{2}{3}\right)\left(\frac{2}{3}\right)e^{-j2\beta x}}{1 - \left(-\frac{1}{3}\right)} = \frac{1}{3}$$

$$\left(\frac{4}{3}\right)e^{-j2\beta \times l} = 1 + \left(\frac{4}{3}\right)e^{-j2\beta \times l}$$

$$\therefore 2\beta \times l = 2\pi n \rightarrow \text{Variación cada } \lambda/2$$

Si ahora se propone que la meta no sea un máximo en la ecuación (2.12) sino un mínimo, es decir cero, el análisis cambia de la siguiente forma:

$$S_{21} + \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta \times l}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta \times l}} = 0 \rightarrow \text{Meta, un mínimo} \quad (2.13)$$

$$S_{21} = \frac{2}{3} \rightarrow \therefore \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta \times l}}{1 - S_{33}e^{-j2\beta \times l}} = -\frac{2}{3}$$

$$\frac{\left(\frac{4}{9}\right)e^{-j2\beta \times l}}{1 + \left(\frac{1}{3}\right)} = -\frac{2}{3}$$

$$\left(-\frac{2}{3}\right)e^{-j2\beta \times l} = 1 + \left(\frac{1}{3}\right)e^{-j2\beta \times l}$$

$$\therefore 2\beta \times l = \pi n \rightarrow \text{Variación cada } \lambda/4$$

A continuación, se hará el análisis de la matriz S de la estructura de la guía de onda de uno a dos canales. En la Figura 2.22 podemos observar el esquema general de la estructura, para el análisis, donde todas las líneas de transmisión tienen la misma impedancia característica. En los puertos 2 y 3 hay la misma potencia. La carga vista desde el puerto 1 es  $2Z_0$ , además el voltaje es la suma de los voltajes en los puertos 2 y 3.

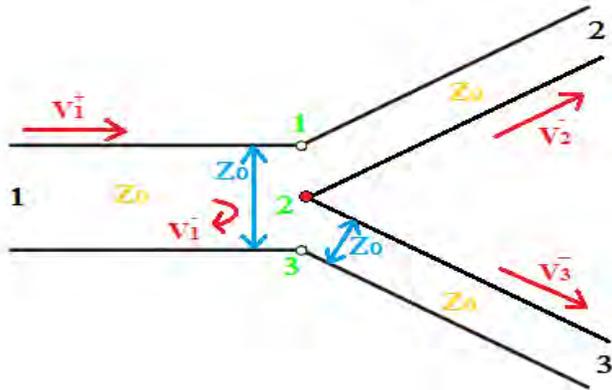


Figura 2.22: Esquema de una guía de uno a dos canales.

Lo anterior se puede resumir como:

$$P'_1 = P'_2 = P'_3$$

$$Z'_c = Z'_{02} + Z'_{03} = 2Z'_0$$

$$V'_1 = V'_2 + V'_3$$

$$\begin{aligned}
 V_1^{'+} + V_1^{'-} &= (V_2^{'+} + V_2^{'-}) + (V_3^{'+} + V_3^{'-}) \\
 V_1^{'+} + V_1^{'-} &= V_2^{'+} + V_3^{'+} \\
 S'_{11} &= \frac{Z'_c - Z'_0}{Z'_c + Z'_0} = \frac{2Z'_0 - Z'_0}{2Z'_0 + Z'_0} = \frac{1}{3}
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

$$V_2^{'+} + V_3^{'+} = V_1^{'+} (1 + S'_{11})$$

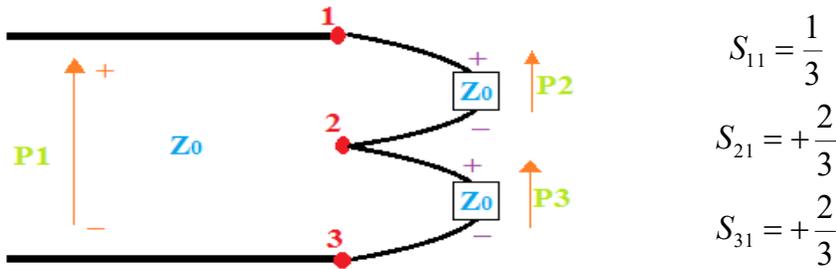
$$V_2^{'+} = V_3^{'+} = V_1^{'+} (1 + 1/3)$$

$$S'_{21} = \left( \frac{V_2^{'+}}{V_1^{'+}} \right) \Bigg|_{V_2^{'+}=V_3^{'+}=0} = \frac{(2/3)V_1^{'+}}{V_1^{'+}} = \frac{2}{3}
 \tag{2.15}$$

Ahora bien, se hará un análisis en los puertos para determinar los signos que deben tener los coeficientes de transmisión de la matriz S, dado que los coeficientes de reflexión tendrán signo positivo en el cálculo previo.

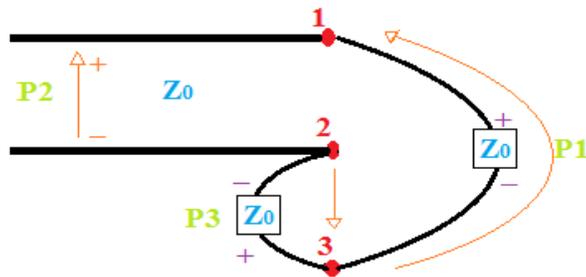
- Análisis del puerto 1

Para determinar los signos en los parámetros S que corresponden al puerto 1, tenemos que orientarnos con los nodos. Con el coeficiente  $S_{21}$  observamos los nodos 1 y 2. Desde el nodo 2 al 1 se tiene un incremento de potencial así que a éste parámetro le corresponde un signo positivo (+). De manera similar, del nodo 3 a 1 incrementa el potencial por lo que el coeficiente  $S_{31}$  tiene signo positivo (+).



- Análisis en el puerto 2

Para el puerto dos, tenemos que los parámetros correspondientes son  $S_{22}$  con signo positivo (+), como ahora la excitación entra en el puerto 2 entre los nodos 1 y 2 a el coeficiente  $S_{12}$  le corresponde un signo positivo (+). En el coeficiente  $S_{32}$  hay una caída de potencial por lo que se le atribuye un signo negativo (-).



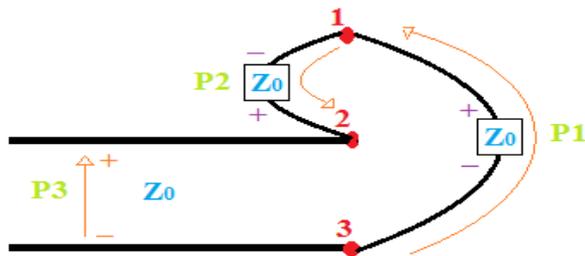
$$S_{22} = \frac{1}{3}$$

$$S_{12} = +\frac{2}{3}$$

$$S_{32} = -\frac{2}{3}$$

• Análisis en el puerto 3

En el caso del puerto 3, en el parámetro  $S_{13}$  tenemos que ver cómo se comporta el potencial entre estos nodos. Dado que tiene la misma dirección del potencial en el puerto podemos decir que tendrá un signo positivo (+). Por otro lado, entre los nodos 2 y 3 hay una caída de potencial así que el signo correspondiente es negativo (-).



$$S_{33} = \frac{1}{3}$$

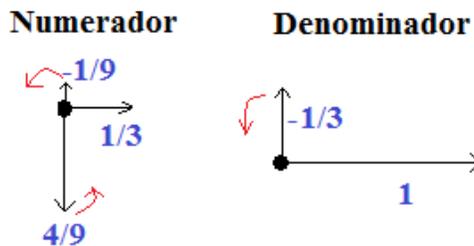
$$S_{13} = +\frac{2}{3}$$

$$S_{23} = -\frac{2}{3}$$

La matriz  $S'$  para este caso resulta como:

$$[S'] = \begin{bmatrix} +\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} & +\frac{2}{3} \\ +\frac{2}{3} & +\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \\ +\frac{2}{3} & -\frac{2}{3} & +\frac{1}{3} \end{bmatrix}$$

A continuación, se debe realizar un análisis cuando se tiene un corto circuito en el puerto 3 con el fin de conocer la distancia a la cual debe colocarse. El procedimiento es similar realizado anteriormente para un divisor de potencia T, con la diferencia que el análisis de vectores será diferente por el signo de los parámetros  $S'$  de la matriz:



De acuerdo con la ecuación (2.9) y la matriz  $S'$  el coeficiente de transmisión en el numerador, el coeficiente de reflexión  $S_{11} = 1/3$  positivo, para  $-S_{11}S_{33} = -(1/3)(1/3) = 1/9$  y  $S_{13}S_{31} = (-2/3)(2/3) = -4/9$ . Para el denominador se tiene el vector igual a uno en sentido positivo y  $S_{11} = 1/3$  en sentido negativo por el signo que le antecede.

Para determinar la longitud óptima a la que debe ser colocado el corto circuito, haremos un análisis matemático para cuando el coeficiente de reflexión sea mínimo y el coeficiente de transmisión sea máximo, y viceversa, a partir de las ecuaciones (2.9) y (2.10). Posteriormente se hará una comprobación con el software de simulación electromagnética para conocer si se cumplen las predicciones matemáticas.

- Metas cuando  $S_{21} + \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta l}} = 1$  (máximo) y  $S_{11} + \frac{S_{13}S_{31}e^{-j2\beta l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta l}} = 0$  (mínimo)

Cuando el primer término de la ecuación (2.10) es un máximo, es decir, igual a uno tenemos:

$$S_{21} + \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta l}} = 1 \rightarrow \text{Meta, un máximo}$$

Puesto que  $S_{21} = 2/3$ , entonces:

$$\frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta l}} = \frac{\left(-\frac{2}{3}\right)\left(\frac{2}{3}\right)e^{-j2\beta l}}{1-\frac{1}{3}e^{-j2\beta l}} = \frac{1}{3}$$

Simplificando y despejando:

$$-1e^{-j2\beta l} = 1 \rightarrow e^{-j2\beta l} = -1$$

$$2\beta \times l = \pi; \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\frac{4\pi}{\lambda} \times l = \pi \rightarrow l = \frac{\pi\lambda}{4\pi}$$

$$\therefore l = \frac{\lambda}{4}$$

El primer término de la ecuación (2.9) es un mínimo, es decir, igual a cero tenemos:

$$S_{11} + \frac{S_{13}S_{31}e^{-j2\beta l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta l}} = 0 \rightarrow \text{Meta, un mínimo}$$

Como  $S_{11} = 1/3$  tenemos que:

$$\frac{S_{13}S_{31}e^{-j2\beta \times l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta \times l}} = \frac{\left(\frac{2}{3}\right)\left(\frac{2}{3}\right)e^{-j2\beta \times l}}{1-\frac{1}{3}e^{-j2\beta \times l}} = -\frac{1}{3}$$

$$e^{-j2\beta \times l} = -1 \rightarrow 2\beta \times l = \pi$$

$$\therefore l = \frac{\lambda}{4}$$

- Metas cuando  $S_{21} + \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta l}} = 0$  (mínimo) y  $S_{11} + \frac{S_{13}S_{31}e^{-j2\beta l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta l}} = 1$  (máximo)

Cuando hay mínimo en el primer término de la ecuación (2.10) entonces:

$$S_{21} + \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta \times l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta \times l}} = 0 \rightarrow \text{Meta, un mínimo}$$

$$S_{21} = \frac{2}{3}; \quad \frac{S_{23}S_{31}e^{-j2\beta \times l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta \times l}} = \frac{\left(-\frac{2}{3}\right)\left(\frac{2}{3}\right)e^{-j2\beta \times l}}{1-\frac{1}{3}e^{-j2\beta \times l}} = -\frac{2}{3}$$

$$e^{-j2\beta \times l} = 1 \rightarrow 2\beta \times l = 2\pi$$

$$\therefore l = \frac{\lambda}{2}$$

Ahora bien, el término de la ecuación (2.9) que representa al coeficiente de reflexión es máximo si:

$$S_{11} + \frac{S_{13}S_{31}e^{-j2\beta \times l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta \times l}} = 0 \rightarrow \text{Meta, un máximo}$$

$$S_{11} = \frac{1}{3}; \quad \frac{S_{13}S_{31}e^{-j2\beta \times l}}{1-S_{33}e^{-j2\beta \times l}} = \frac{\left(\frac{2}{3}\right)\left(\frac{2}{3}\right)e^{-j2\beta \times l}}{1-\frac{1}{3}e^{-j2\beta \times l}} = \frac{2}{3}$$

$$e^{-j2\beta \times l} = 1 \rightarrow 2\beta \times l = 2\pi$$

$$\therefore l = \frac{\lambda}{2}$$

Una vez analizados matemáticamente los coeficientes de las ecuaciones (2.9) y (2.10) para diferentes metas se realizaron diversas pruebas en CST Microwave Studio al colocar un corto circuito (como en la Figura 2.20a) a diferentes distancias y observar su comportamiento.

En las Tablas 2.8 a 2.10 se comparan diferentes distancias para determinar qué máximos y qué mínimos corresponden a las metas anteriores. Para una frecuencia  $f_0 = 50$  GHz con un corto circuito ideal a una distancia de  $\lambda/4 = 1.92$  mm todo se transmite  $S_{21} = 1$  y nada se refleja, es decir  $S_{11} = 1$  cumpliendo así la predicción matemática.

Tabla 2.8: Análisis de corto a distancia 3.84 mm.

<b>Distancia al corto <math>\Delta = 3.84</math> mm (<math>\lambda/2</math> @ 50 GHz)</b>				
	Mínimos		Máximos	
<b>Frecuencias</b>	$f_0 = 49.7$ GHz	$f_0 = 58.8$ GHz	$f_1 = 54.2$ GHz	$f_1 = 44.5$ GHz
$\lambda_g$	7.76 mm	6.1 mm	6.77 mm	9.46 mm
$\lambda_g/2$	3.88 mm	3.05 mm	3.38 mm	4.73 mm
$\lambda_g/4$	1.94 mm	1.52 mm	1.70 mm	2.36 mm

Tabla 2.9: Análisis de corto a distancia 3.4 mm.

<b>Distancia al corto <math>\Delta = 3.4</math> mm</b>			
	Mínimos		Máximos
<b>Frecuencias</b>	$f_0 = 51.1$ GHz	$f_1 = 45$ GHz	$f_1 = 55.5$ GHz
$\lambda_g$	7.42 mm	9.26 mm	6.54 mm
$\lambda_g/2$	3.71 mm	4.63 mm	3.27 mm
$\lambda_g/4$	1.85 mm	2.31 mm	1.63 mm

Tabla 2.10: Análisis de corto a distancia 4.5 mm.

<b>Distancia al corto <math>\Delta = 4.5</math> mm</b>				
	Mínimos		Máximos	
<b>Frecuencias</b>	$f_0 = 47.5$ GHz	$f_0 = 56.9$ GHz	$f_1 = 42$ GHz	$f_1 = 53$ GHz
$\lambda_g$	8.38 mm	6.3 mm	10.6 mm	7 mm
$\lambda_g/2$	4.19 mm	3.15 mm	5.34 mm	3.5 mm
$\lambda_g/4$	2.09 mm	1.57 mm	2.67 mm	1.75 mm

Por otro lado, observamos que para una distancia de  $l = 3.84$  mm (Tabla 2.8) se cumple la predicción matemática del análisis anterior a una frecuencia de 49.7 GHz.

Una vez que se hizo una comparación breve de los resultados que podemos esperar al colocar el corto circuito a diferentes distancias el siguiente paso es colocar un diafragma en cada una de las salidas de la guía de onda. Este diafragma es similar a los diseñados en la sección 2.2.1. El objetivo de colocar los diafragmas es determinar qué ancho de banda podemos alcanzar con este diseño (Figura 2.23a) por consiguiente, se hace una optimización de los parámetros del diafragma y los resultados se muestran en la Tabla 2.11.

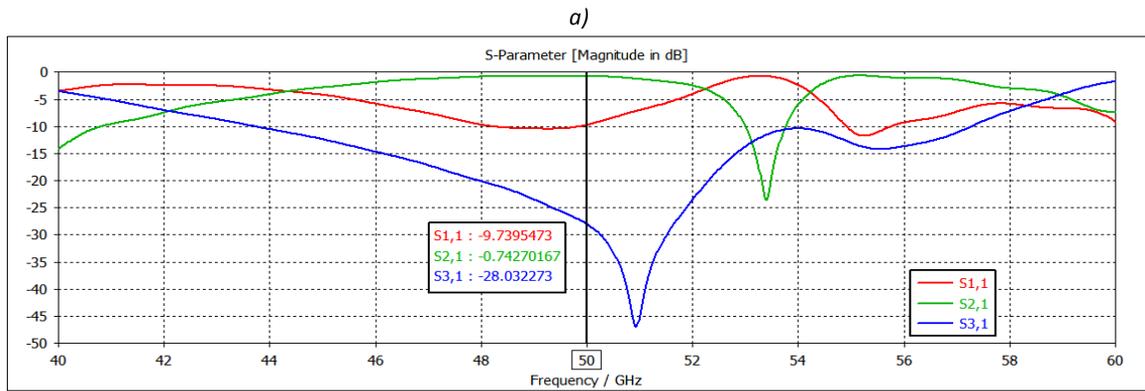
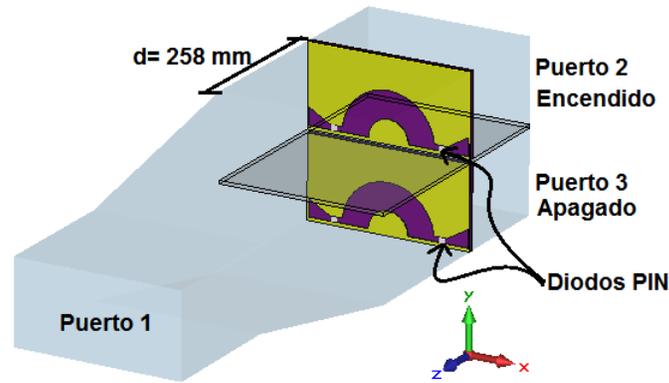


Figura 2.23: Conmutador SPDT con un diafragma a) Estructura y diafragmas b) Pérdidas de inserción (curva verde), pérdidas de retorno (curva roja) y aislamiento (curva azul).

Tabla 2.11: Metas de optimización del conmutador SPDT con un diafragma.

Metas	Parámetros S		Rango de frecuencia	Peso
	$ S_{11}  < -10$ dB		46 a 52 GHz	5.0
	$ S_{21}  > -1$ dB		46 a 52 GHz	1.0
	$ S_{31}  < -20$ dB		46 a 52 GHz	1.0
Parámetros	Nombre	Valor	Descripción	
	A1	0.90969	Radio del arco	
	a1_e	0.897751	Espesor del arco	
	a_pol	0.420074	Altura del stub en parte triangular	
	dc1	2.52126	Distancia del diafragma	
	D	0.168436	Distancia del stub a la pared de la guía	

Después de terminar esta optimización, podemos observar en la Figura 2.23b los resultados alcanzados. Dentro las metas de optimización fue alcanzar una banda de 6 GHz en el rango de 46 a 52 GHz, tratando de tener una reflexión mínima  $|S_{11}| < -10$  dB, transmisión máxima  $|S_{21}| > -1$  dB y un aislamiento máximo de  $|S_{31}| < -20$  dB, sin embargo a pesar de la optimización el ancho de banda alcanzado con estas metas fue de 2 GHz en una banda de 48 a 50 GHz. Por esta razón se decidió agregar un segundo diafragma como en el caso del conmutador SPST para tratar de incrementar el ancho de banda.

### 2.3.3. Optimización.

En la sección anterior se diseñó y optimizó un conmutador SPDT en una guía de onda con una entrada y dos salidas cada una con un diafragma. Sin embargo, solo se alcanzaron las metas en una banda de 2 GHz y por ello se decide colocar un segundo diafragma para aumentar el ancho de banda como se hizo en el conmutador SPST. Algunas de los parámetros a optimizar es el radio y el espesor del arco, las características de los stubs, la distancia entre diafragmas y la distancia a la cual se deben colocar los diafragmas. En la Figura 2.24 podemos observar la estructura del conmutador SPDT y sus diafragmas.

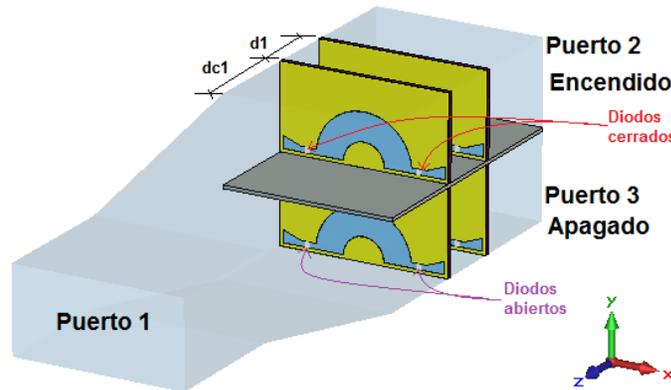


Figura 2.24: Conmutador SPDT con dos diafragmas en cada salida.

Tabla 2.12: Metas y parámetros a optimizar en el conmutador SPDT con dos diafragmas.

Metas	Parámetros S		Rango de frecuencia	Peso
	$ S_{11}  < -10$ dB		42 a 52 GHz	20.0
	$ S_{21}  > -1$ dB		42 a 52 GHz	1.0
	$ S_{31}  < -20$ dB		42 a 52 GHz	5.0
Parámetros	Nombre	Valor	Descripción	
	A1	0.90969	Radio del arco	
	a1_e	0.897751	Espesor del arco	
	a_pol	0.420074	Altura del stub en parte triangular	
	dc1	2.52126	Distancia del diafragma	
	d1	1.93123	Distancia entre diafragmas	
D	0.168436	Distancia del stub a la pared de la guía		

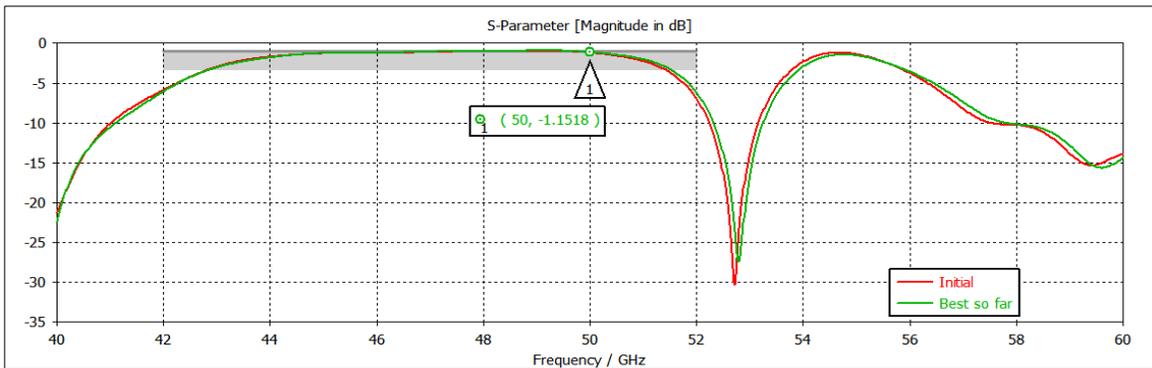
Como en el diseño anterior donde solo se tenía un diafragma las metas se cumplieron de 48 a 50 GHz, la optimización para este caso partió desde estas frecuencias. Se hicieron varias optimizaciones y en cada una se incrementó el ancho de banda, sin embargo, cuando se intenta tener un ancho de banda de 10 GHz (de 42 a 52 GHz) los resultados ya no mejoran. Por lo tanto, sabemos que este es el mejor resultado posible con este diseño.

En la Figura 2.25a tenemos la transmisión en el puerto dos, cuando los diodos están cerrados. Según nuestras metas las pérdidas de inserción permisibles son de  $S_{21} = -2.3$  dB lo cual se cumple en una banda de 43.483 a 51.153 GHz es decir, un ancho de banda de 7.67 GHz. El

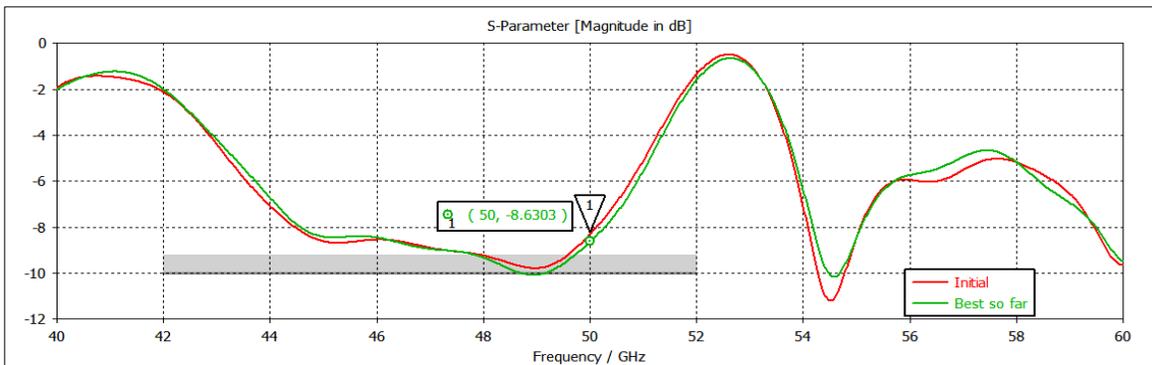
aislamiento  $S_{31} = -22$  dB alcanzado va de 43.601 a 51.686 GHz alcanzando un ancho de banda de 8.085 GHz que se ilustra en la Figura 2.25b. Finalmente, tenemos que en la Figura 2.25c se mide la reflexión  $S_{11} = -10$  dB que no obstante no cumple más que a una frecuencias: una de 48.94 GHz y otra de 54.52 GHz. Si la reflexión se mide a -8 dB se alcanza un ancho de banda de 5.71 GHz.

A pesar que en el optimizador se dio prioridad a mejorar la reflexión, no se alcanzaron los objetivos deseados y no es permisible tener reflexión grande puesto que puede dañar nuestros equipos de medición. Por ende, podemos concluir que para el diseño del conmutador SPDT en una guía de onda que va de uno a dos canales con dos diafragmas y cuatro diodos p-i-n en cada salida no se logran satisfacer los requerimientos establecidos por la empresa Quinstar. Lo anterior porque si se realizara la implementación del conmutador se deberían agregar las pérdidas debido los circuitos de polarización, a los conectores y a la soldadura usada para cada elemento y el desempeño del conmutador SPDT se empobrecería más.

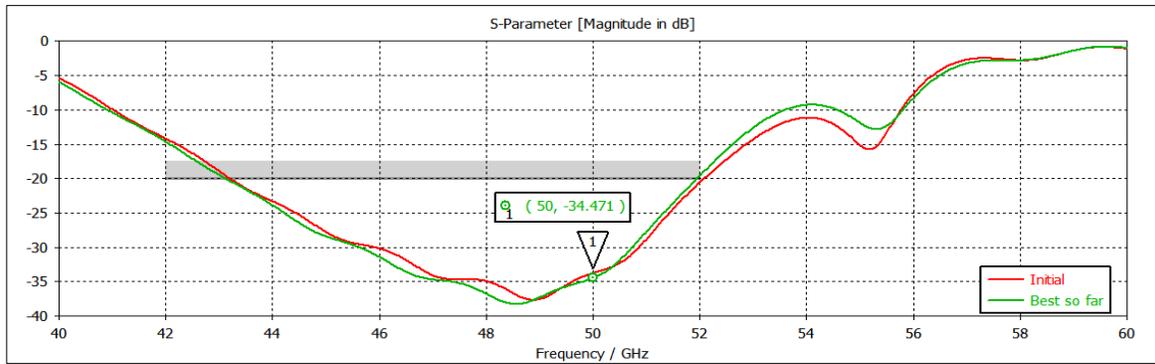
En estas optimizaciones las curvas del valor inicial y el valor final son muy parecidas ya que previamente se habían realizado optimizaciones para anchos de banda menores en donde sí hubo una mejora significativa. Por esta razón ya no se realizaron más optimizaciones y se dio por terminado el diseño donde se alcanzaron los mejores parámetros en el mayor ancho de banda posible.



a)



b)



c)

Figura 2.25: Parámetros S después de la optimización del conmutador SPDT con dos diafragmas a) Pérdidas de inserción, antes (curva roja) y después (curva roja) de la optimización b) Reflexión antes (curva roja) y después (curva roja) de la optimización c) Aislamiento antes (curva roja) y después (curva roja) de la optimización.

## 2.4. Conclusiones.

Al comenzar el diseño de cualquier dispositivo es necesario plantear las metas que se desean alcanzar y saber qué materiales se utilizarán para que los resultados sean lo más apegados a lo que serían en la realidad. Dentro de este capítulo se realizaron diversos diseños para conmutadores SPST y SPDT basados en la guía de onda rectangular WR-19 que tenían uno o dos diafragmas colocados en la sección transversal de la guía de onda. Las metas a cumplir se tomaron de conmutadores realizados por la empresa Quinstar.

La base del diseño fue con base en un trabajo realizado en [5] donde se propone un conmutador SPST para la banda X. En el capítulo anterior se hace una descripción del funcionamiento de este dispositivo. A partir de estas ideas el conmutador se modificó para que fuera adecuado para la banda U (40 – 60 GHz).

- 1) Las metas que se quieren alcanzar para los conmutadores SPST y SPDT están dadas por los dispositivos vendidos por Quinstar. Para el conmutador SPST pérdidas de inserción de 1.8 dB y aislamiento de  $-26$  dB, para el conmutador SPDT pérdidas de inserción de 2.3 dB y aislamiento de  $-23$  dB en toda la banda U.
- 2) En el diseño diafragma colocado en la sección transversal de la guía de onda se utilizan los datos de una lámina con sustrato semiconductor Rogers 5880, con una capa de cobre. Los diodos p-i-n son los HN4005 con una resistencia de  $4.7 \Omega$  en estado cerrado y con una capacitancia de 0.017 pF y una resistencia de  $20 \text{ k}\Omega$  en estado abierto.
- 3) El primer paso para el diseño del conmutador es el diafragma, ya que es necesario que resuene a 50 GHz. Una vez caracterizado se colocó en la sección transversal de la guía WR-19 y se optimizó nuevamente para poder tener una frecuencia central de 50 GHz. En el estado encendido se tienen pérdidas de inserción de  $|S_{21}| \approx 0.2$  dB en una banda de 41.123 GHz a 60 GHz y en estado apagado un aislamiento de  $-25$  dB en una banda de 49.725 GHz a 50.894 GHz. Puesto que, el ancho de banda debe ser de 20 GHz, este diseño no es el óptimo.

- 4) Con el fin de mejorar el ancho de banda del conmutador SPST se coloca un segundo diafragma a una distancia de  $\lambda/4$  del primero. Dando como resultado un mejoramiento del ancho banda medido respecto al aislamiento a  $-20$  dB en una banda de 41.91 a 53.29 GHz, es decir 11.38 GHz de ancho de banda. A pesar de las optimizaciones éste fue el mejor resultado posible con este diseño.
- 5) Ahora bien, para comenzar el conmutador SPDT se tiene una guía de onda en forma de T y para poder dirigir la onda electromagnética hacia uno de los puertos se propone colocar un poste. Sin embargo, después de realizar diversos diseños con postes simétricos, postes centrados, postes resonantes y postes triangulares no se lograron resultados satisfactorios. Por lo que se descarta este diseño.
- 6) Finalmente se realiza un diseño de un conmutador SPDT con una guía de onda que va de uno a dos canales. Se hace el análisis del comportamiento de la guía mediante la matriz S. Posteriormente, se coloca un diafragma en cada una de las salidas con los diodos p-i-n en su estado correspondiente para obtener las pérdidas de inserción y el aislamiento. A una frecuencia central de 50 GHz las pérdidas de inserción son  $|S_{21}| = -0.74$  dB, la reflexión de  $|S_{11}| = -9.74$  dB y un aislamiento de  $|S_{31}| = -28$  dB. Así que como en el caso del conmutador SPST, se colocó un diafragma más en cada salida y se optimizaron las variables del diafragma, la distancia entre los diafragmas y la distancia inicial. Con lo cual se obtuvieron los siguientes resultados: las pérdidas de inserción  $|S_{21}| = -2.3$  dB en una banda de 43.483 a 51.153 GHz es decir, un ancho de banda de 7.67 GHz, una reflexión de  $|S_{11}| = -8$  dB con un ancho de banda de 5.71 GHz y un aislamiento de  $|S_{31}| = -22$  dB de 43.601 a 51.686 GHz alcanzando un ancho de banda de 8.085 GHz.
- 7) A pesar de que los resultados mejoraron al colocar un segundo diafragma, no son los esperados ya que se necesita que el conmutador obtenga buenas características en un ancho de banda de 20 GHz. Por lo tanto, el diseño de los conmutadores SPST y SPDT basados en guía de onda rectangular con diafragmas no es adecuado en este caso.

## Referencias.

- [1] O. Heaviside, *Electromagnetic Theory*, Vol. 1, 1893. Reprinted by Dover, New York, 1950.
- [2] Lord Rayleigh, "On the Passage of Electric Waves through Tubes," *Philosophical Magazine*, vol. 43, pp. 125–132, 1897. Reprinted in *Collected Papers*, Cambridge University Press, Cambridge, 1903.
- [3] K. S. Packard, "The Origin of Waveguides: A Case of Multiple Rediscovery," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-32, pp. 961–969, September 1984.

- [4] Pozar David M., *Microwave Engineering*, John Wiley & sons, Inc., Capítulo 3, pp. 96, 110-119, 1998.
- [5] A.G. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas, A.E. Martynyuk "Low-loss X-band Switch Based on Rectangular Waveguide", *1st International Congress on Instrumentation and applied Sciences*, Cancun, Mexico, 26-29 October, 2010.
- [6] J. S. Hayden, and Gabriel M. Rebeiz, "Very Low-Loss Distributed X-band and Ka-band MEMS Phase Shifters Using Metal-Air-Metal Capacitors" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no 1, Jan 2003, pp.309-314.
- [7] A. A. S. Blas, B. Gimeno, V. E. Boria, H. Esteban, S. Cogollo and A. Coves, "A rigorous and efficient full-wave analysis of uniform bends in rectangular waveguide under arbitrary incidence," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 397-405, Feb. 2003.
- [8] Jui-Pang Hsu, T. Anada and T. Hiraoka, "Analysis of H-plane circular bend of rectangular waveguide based on equivalent multi-transmission line network representation," *Proceedings of 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, 1997, pp. 773-776 vol.2.
- [9] B. Gimeno and M. Guglielmi, "Multimode equivalent network representation for H- and E-plane uniform bends in rectangular waveguide," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 10, pp. 1679-1687, Oct 1996.
- [10] Y. Rong and W. B. Dou, "Theoretical analysis of arbitrary angle H-plane waveguide bend discontinuity," in *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 137, no. 3, pp. 189-192, June 1990.
- [11] Jui-Pang Hsu and T. Anada, "Systematic analysis method of E- and H-plane circular bend of rectangular waveguide based on the planar circuit equations and equivalent network representation," *Proceedings of 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Orlando, FL, USA, 1995, pp. 749-752 vol.2.
- [12] Z. Q. Bi, K. L. Wu and J. Litva, "Application of the FD-TD method to the analysis of H-plane waveguide discontinuities," in *Electronics Letters*, vol. 26, no. 22, pp. 1897-1898, 25 Oct. 1990.
- [13] A. San Blas, F. Mira, V. E. Boria, B. Gimeno, M. Bressan and P. Arcioni, "On the Fast and Rigorous Analysis of Compensated Waveguide Junctions Using Off-Centered Partial-Height Metallic Posts," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 1, pp. 168-175, Jan. 2007.

## Capítulo 3

# Conmutadores SPST y SPDT basados en una línea finline con diodos en paralelo.

La línea ranurada fue inventada por S. B. Cohn como una guía de onda plana que tiene una región de polarización elíptica del campo [1].

La estructura de la finline es de una línea de transmisión casi plana. Fue propuesta por primera vez por P. J. Meier [2, 3] como una nueva línea de transmisión para aplicaciones de circuitos a longitudes de onda milimétricas. Las principales características de la finline son su gran ancho de banda, su compatibilidad con la tecnología de circuitos impresos, y ausencia de radiación. A pesar de que las guías de onda han sido usadas por largo tiempo y relativamente tienen bajas pérdidas, no son compatibles con la tecnología de circuitos impresos. La línea microcinta, línea ranurada y línea coplanar han sido ampliamente utilizadas en circuitos integrados. Sin embargo, estas líneas en la práctica sufren de problemas de tolerancia con anchos pequeños en las líneas requeridos a longitudes de onda milimétricas. Otros problemas son la radiación y los multi-modos [4].

Algunas de las estructuras de finlines más comúnmente usadas se muestran en la Figura 3.1. La estructura básica de la finline es similar a una línea ranurada insertada en el plano E de una guía de onda rectangular (Figura 3.1a) [4].

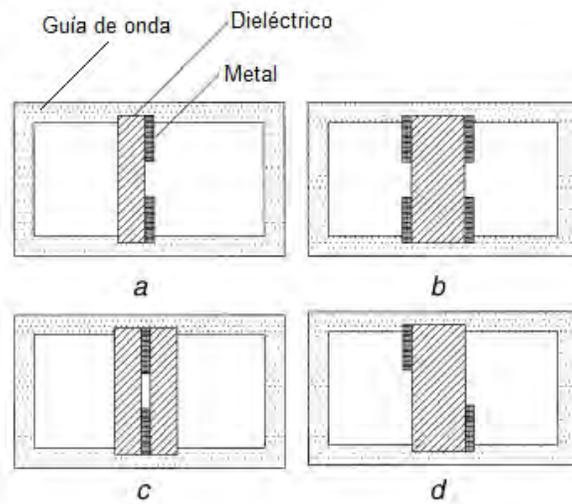


Figura 3.1: Sección transversal de algunas finlines a) Unilateral b) Bilateral c) Aislada d) Antípoda [5].

La concentración del campo en las finlines está entre el espacio entre los bordes de la línea ranurada como se muestra en la Figura 3.2, conduciendo una carga capacitiva en el modo de propagación dominante HE en la guía de onda.

De la concentración del campo resultan pérdidas debido al dieléctrico y al conductor, dada la gran densidad de corriente cerca de los bordes. La atenuación en la finline es típicamente en el orden de 0.1 dB/ $\lambda$ , por lo tanto no es apta para transmisiones de alta potencia a grandes distancias.

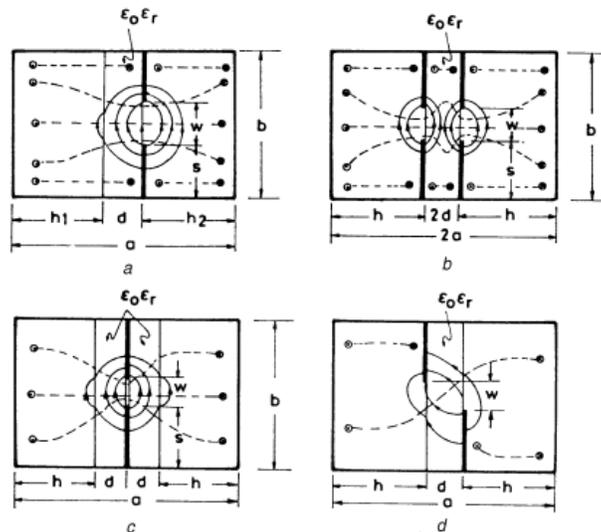


Figura 3.2: Distribución de campo eléctrico transversal en Finline a) Unilateral b) Bilateral c) Aislada d) Antípoda [5].

Estas estructuras soportan modos híbridos HE y EH. Esos modos tienen campos  $H_z$  y  $E_z$  dominantes que a la frecuencia de corte se reducen a Modos TE y TM, respectivamente. Para el análisis de las finlines se utilizan varias técnicas. Incluyen el método transversal resonante [6], el método de la matriz de línea de transmisión [7], las técnicas de dominio espaciales y espectrales [8], el método de Ritz-Garlekin [9] y el de modo de acoplamiento [10].

Podemos observar que no existen fórmulas, ni formas exactas de diseñar una finline. Esta es la razón por la que dentro de este capítulo con ayuda del software de simulación electromagnética se diseñan las finlines y posteriormente conmutadores SPST y SPDT basados en estas líneas quasi planas.

### 3.1. Diseño de la Fin-Line.

El primer paso antes de tratar de hacer algún conmutador es diseñar la finline. Para ello, utilizamos el software de simulación electromagnética donde podremos determinar la ranura ideal, la impedancia característica y la longitud de onda de este tipo de estructura. Siguiendo las especificaciones de la guía de onda rectangular WR-19, del sustrato dieléctrico y del diodo p-i-n que se encuentran en la Tabla 2.2.

El siguiente paso a considerar para el diseño es el tamaño de la ranura de la slotline dentro de la guía de onda rectangular. Mediante el software de simulación electromagnética se determinará qué impedancia característica  $Z_0$  y qué constante de propagación  $\beta$  corresponde a cada ranura. Se realizará un barrido donde la separación mínima entre las placas metálicas será de  $S = 0.1 \text{ mm}$  y la máxima de  $S = 2.4 \text{ mm}$  en incrementos de  $0.1 \text{ mm}$ . En la Figura 3.3a podemos ver la línea finline con una separación entre las placas de  $S = 0.1 \text{ mm}$ . En la Figura 3.3b y 3.3c observamos cómo varía la impedancia característica y la constante de propagación, respectivamente, conforme aumenta la ranura.

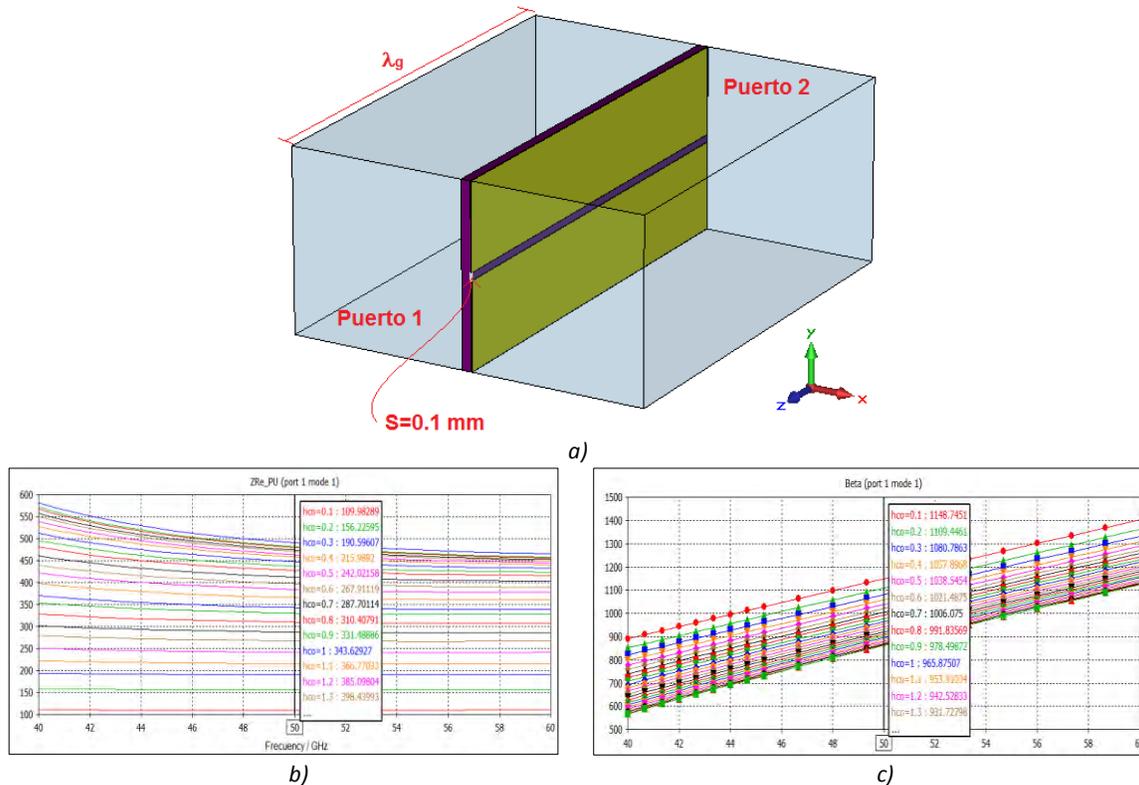


Figura 3.3: Diseño de la finline a) Estructura simple b) Dependencia de la Impedancia característica en función de la frecuencia c) Dependencia de la constante de propagación en función de la frecuencia.

Los resultados de la simulación para obtener la impedancia característica y la constante de propagación cuando la separación entre las placas metálicas aumenta, se muestra en la Tabla 3.1 de acuerdo a la Figura 3.3b y 3.3c, respectivamente.

En cada iteración cuando la separación entre las placas aumenta, también lo hace su impedancia característica hasta llegar a  $500 \Omega$  aproximadamente.

Cuando la separación entre las placas metálicas en la finline es poca, las líneas de campo se concentran ahí, entonces se propaga el modo QTEM y su impedancia está entre  $10 - 120 \Omega$ , mientras que en si la separación entre las placas es muy grande el modo que se empieza a propagar es el quasi  $TE_{10}$  y la impedancia característica se va acercando a  $500 \Omega$ . No puede ser el modo  $TE_{10}$  debido a la presencia del dieléctrico.

Tabla C.1: Impedancia característica y constante de propagación de la finline.

Espesor de ranura S [mm]	Impedancia característica $Z_0$ [ $\Omega$ ]	Constante de propagación $\beta$
0.1	109.983	1148.745
0.2	156.225	1109.446
0.3	190.596	1080.786
0.4	215.989	1057.897
0.5	242.022	1038.545
0.6	267.911	1021.487
0.7	287.701	1006.075
0.8	310.408	991.835
0.9	331.489	978.498
1.0	343.629	965.875
1.1	366.770	953.910
1.2	385.098	942.528
1.3	398.439	931.728
1.4	413.488	921.469
1.5	428.109	911.817
1.6	437.677	902.797
1.7	448.455	894.444
1.8	458.664	886.831
1.9	464.503	880.005
2.0	471.193	874.041
2.1	474.611	869.053
2.2	480.143	865.095
2.3	482.321	862.469
2.4	490.698	861.465

El modo QTEM en la finline cuando la ranura es  $S = 0.1$  mm y para un modo quasi  $TE_{10}$  cuando  $S = 2.4$  mm, es decir cuando solo hay dieléctrico se ilustran en la Figura 3.4a y 3.4b, respectivamente.

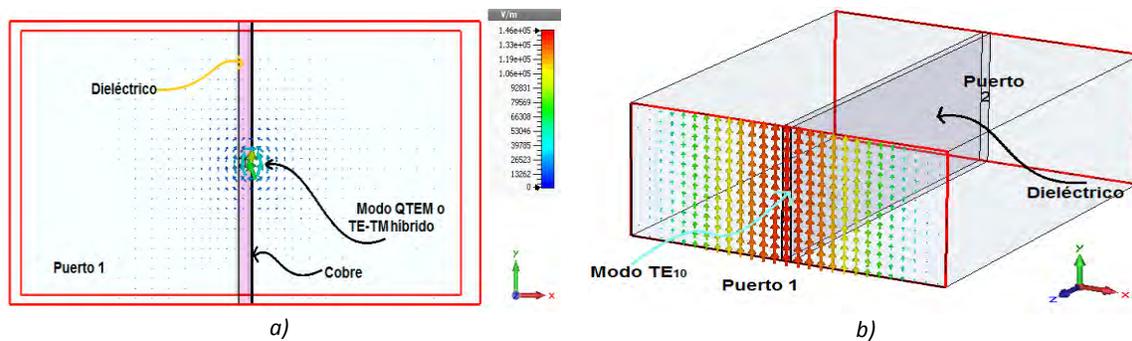


Figura 3.4: Modos en finline con diferentes S a) QTEM cuando  $S=0.1$  mm b) Modo quasi  $TE_{10}$  cuando  $S=2.4$  mm.

Una vez que se determinó que con una ranura  $S = 0.1$  mm tenemos la impedancia más pequeña de  $109.983 \Omega$  hacemos un mallado más denso para que nuestros resultados sean más

exactos y recalculamos la impedancia característica y la constante de propagación que se observan en la Figura 3.5a y 3.5b. Cuando el mallado es  $6.68 \times 10^5$  y el error es  $1 \times 10^4$  se tiene una impedancia de  $105 \Omega$  y una constante de propagación igual a  $1149.23$ .

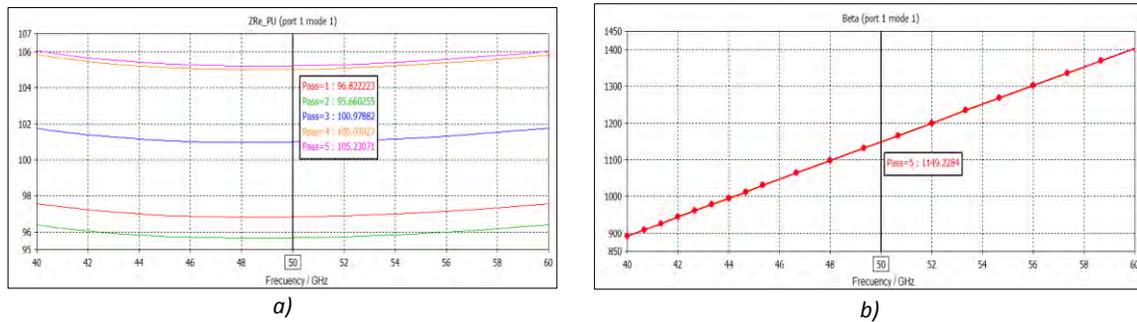


Figura 3.5: a) Dependencia de la impedancia característica respecto a la frecuencia conforme el mallado aumenta  
b) Constante de propagación de la finline en función de la frecuencia.

Como ya se obtuvo la constante de propagación para todas las frecuencias con ayuda del software de simulación electromagnética, ahora calculamos la longitud de onda de la finline correspondiente a una frecuencia central de 50 GHz. Con lo que tenemos caracterizada nuestra finline y podemos continuar con el diseño.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{1149.23}$$

$$\lambda_g = 5.4673 \text{ mm}$$

Después de realizar este mallado, obtenemos las características de la finline mediante los parámetros S. Para este caso, la señal debe pasar del puerto 1 al puerto 2, se tiene que la transmisión en toda la banda es  $S_{21} = -0.518 \text{ dB}$  y la reflexión es menor que  $-25 \text{ dB}$  en la banda U (40 – 60 GHz) como se muestra en la Figura 3.6. Además, dentro de una banda de aproximadamente 12 GHz la reflexión es mejor que  $35 \text{ dB}$ , con lo que se puede considerar que el diseño de esta finline simple es óptimo y ahora se realizará el diseño de los conmutadores SPST y SPDT.

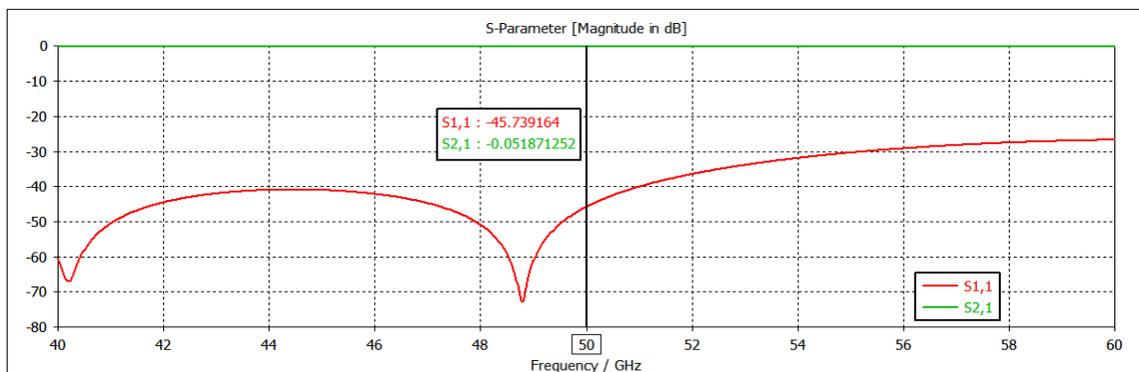


Figura 3.6: Parámetros S de la finline cuando  $S=0.1 \text{ mm}$ , pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja).

### 3.2. Diseño del conmutador SPST.

En esta sección se explicará el diseño realizado para el conmutador SPST y los resultados obtenidos. Los diodos p-i-n se colocarán entre las placas metálicas de la finline, es decir en una configuración de paralelo. En el caso del conmutador SPST el diodo p-i-n en estado abierto o cerrado se colocó a una distancia  $\lambda/2$  de la entrada de la finline, como se muestra en la Figura 3.7a y 3.7b. Cuando el diodo está en estado abierto, la señal pasa del puerto 1 al puerto 2 y el conmutador está encendido, en la Figura 3.7c se muestran los parámetros S. Las pérdidas de inserción van de  $-0.6$  dB a  $-1.86$  dB que es aceptable para un conmutador SPST, sin embargo la reflexión muestra una curva que va de  $-9.74$  dB a  $-4.96$  dB lo que significa que el diodo refleja gran parte de la señal.

Si el diodo está en estado cerrado, el conmutador está apagado y por lo tanto toda la señal debe ser reflejada. En la Figura 3.7d se ilustran los parámetros S para este caso, donde el coeficiente de reflexión va de  $-1.02$  dB a  $-1.94$  dB y el coeficiente de transmisión, es decir, el aislamiento va  $-9.07$  dB a  $-5.72$  dB en la banda de operación. Esta respuesta tampoco es ideal para el conmutador, sin embargo, no podemos hacer grandes modificaciones en este diseño ya que las características del diodo p-i-n están dadas por el fabricante y la única variable que podemos tener es la distancia a la que se coloca el diodo.

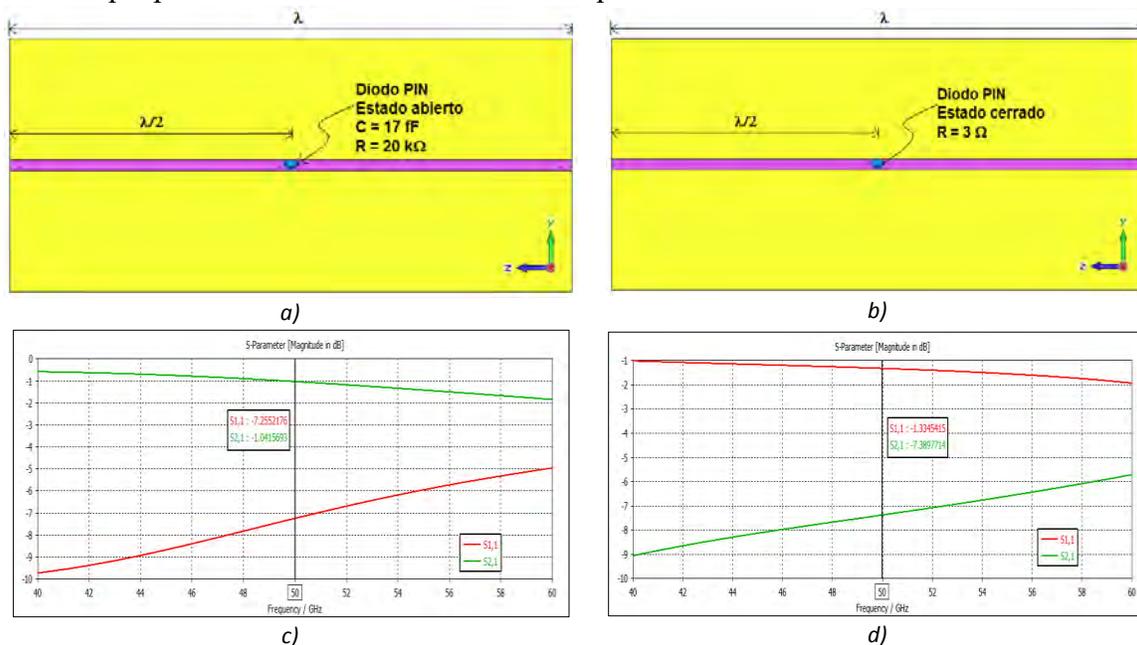


Figura 3.7: Conmutador SPST con diodo en paralelo a) Estado encendido b) Estado apagado c) Pérdidas de inserción y pérdidas de retorno (curva verde y roja, respectivamente) d) Aislamiento (curva verde).

Analizando los parámetros S podemos tener idea de cómo se comporta el conmutador, sin embargo, es necesario visualizar el campo dentro de la finline para tener una idea más clara de qué es lo que nos afecta. Así que colocamos un monitor de campo eléctrico para una frecuencia de 50 GHz cuando un diodo p-i-n está en el estado cerrado. En este caso la señal debería ser reflejada en su totalidad, no obstante, parte de la señal llega al puerto 2 como se ilustra en la Figura 3.8.

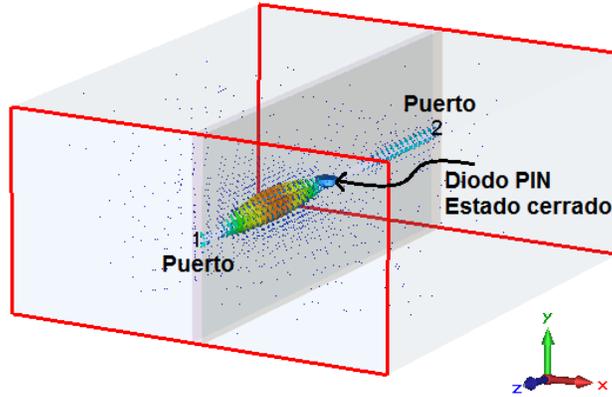
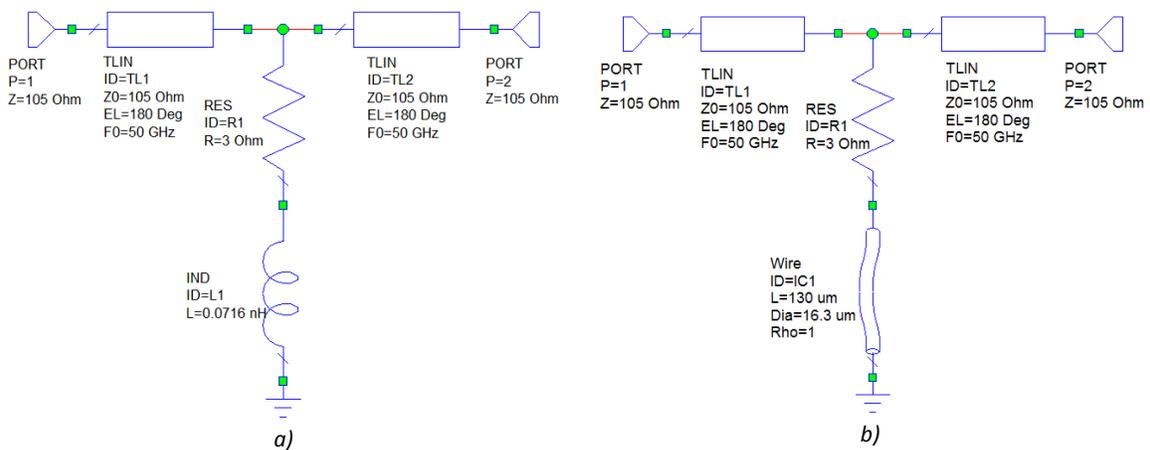


Figura 3.8: Concentración del campo en la finline con un diodo cerrado de  $3 \Omega$ .

La presencia de elementos parásitos puede perjudicar la respuesta del diodo cerrado cuando debe actuar como un corto circuito, porque sus contactos actúan como un inductor en serie con la resistencia del diodo en estado cerrado que afecta la respuesta del conmutador SPST.

Esta es la razón por la que analizaremos el circuito equivalente del diodo y, así determinaremos cual es el valor de esa inductancia parásita  $L_p$  y calcularemos el coeficiente de reflexión teórico en estado cerrado. Para poder calcular esta inductancia es necesario aproximar la respuesta en el software de simulación de circuitos con las mostradas en la Figura 3.7d, así que se usa la herramienta de *tune* hasta tener una respuesta similar en ambos softwares.

En la Figura 3.9a podemos observar el circuito equivalente del conmutador en estado cerrado. Las líneas de transmisión tienen una longitud equivalente de  $\lambda/2$  y una impedancia característica de  $Z_0 = 105 \Omega$  con una resistencia de  $3 \Omega$  que corresponde al diodo cortocircuitado y la inductancia  $L_p = 0.0716 \text{ nH}$ . Además en la Figura 3.9b tenemos el mismo circuito, pero la representación del inductor es un poco más real porque consideraremos una longitud de  $130 \mu\text{m}$  y un diámetro de  $16.3 \mu\text{m}$ . Las respuestas correspondientes a cada circuito se muestran en las Figuras 3.9c y 3.9d tomando como referencia  $|S_{21}|_{@40 \text{ GHz}}$ .



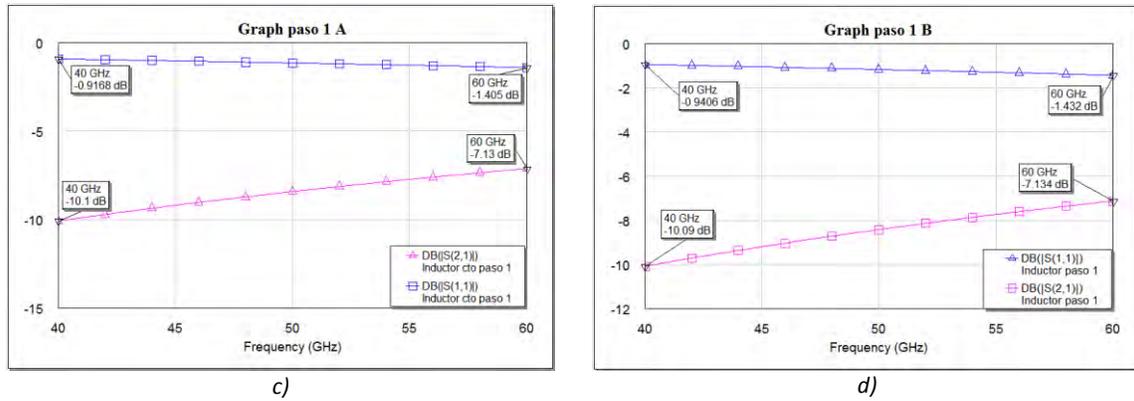


Figura 3.9: Circuito equivalente del conmutador en estado cerrado a) Representación circuital del inductor b) Representación del inductor real c) Aislamiento de la representación circuital inductor (curva rosa) d) Aislamiento de la representación del inductor real (curva rosa).

También podemos notar que las respuestas no son exactamente iguales a las obtenidas en CST Microwave Studio, lo cual se puede atribuir al hecho que trabajamos con elementos ideales y no tomamos en cuenta las pérdidas que son causadas por el sustrato dieléctrico.

Ahora bien, hacemos el cálculo del coeficiente de reflexión teórico para poder compararlo con el obtenido en los softwares y determinar la mejor respuesta que podemos esperar con este diseño. Primero se calculará la impedancia de carga  $Z_c$  y después la magnitud del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$ .

$$Z_c = R_p + j\omega L = R_p + j[(2\pi f)(L)]$$

$$Z_c = 3 + j[(2\pi \times 50 \text{ GHz})(0.0716 \text{ nH})]$$

$$Z_c = 3 + j \frac{179}{25} \pi [\Omega] = 3 + j22.49 [\Omega]$$

$$S_{11} = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = \frac{(3 + j22.49) - 105}{(3 + j22.49) + 105}$$

$$S_{11} = -0.8636 + j0.3881$$

$$|S_{11}| = 0.94678 \rightarrow |S_{11}|_{dB} = 20 \log_{10}(|S_{11}|)$$

$$|S_{11}|_{dB} = -0.475 \text{ dB}$$

Luego de obtener el coeficiente de reflexión para el estado cerrado del conmutador SPST, hacemos una comparación de los resultados respecto a los obtenidos en la simulación con CST Microwave Studio. En la Figura 3.10a podemos observar que la magnitud del coeficiente en su forma lineal en el paso nueve mostrado en la Tabla 3.2 es  $|S_{11}| = 0.8575$  y en la Figura 3.10b se muestra que la magnitud del coeficiente en decibelios es  $|S_{11}|_{dB} = -1.335 \text{ dB}$ , en este paso el error es mínimo. Cuando la magnitud del coeficiente de reflexión se expresa en forma lineal, la diferencia entre el resultado matemático de  $|S_{11}| = 0.9467$  y el simulado de  $|S_{11}| = 0.8575$  parece mínima. Sin embargo, cuando se hace la conversión

a decibeles podemos darnos cuenta de la verdadera diferencia, de  $|S_{11}|_{dB} = -0.475$  dB a  $|S_{11}|_{dB} = -1.335$  dB, más del doble. El mallado nos ayudará a determinar cómo varía el valor de la inductancia y el grosor que debería tener el alambre.

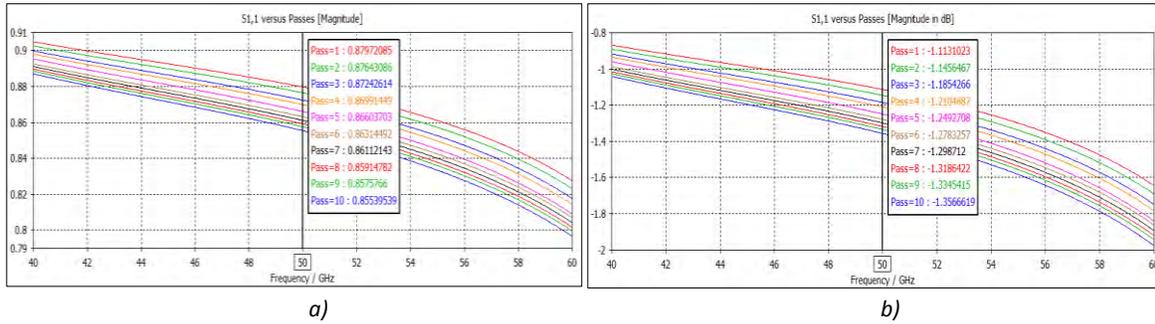


Figura 3.10: Coeficiente de reflexión del conmutador SPST con diodos en paralelo, estado cerrado a) Lineal b) Decibeles.

En la Tabla 3.2 están los valores que toma la inductancia y el diámetro del alambre que es un inductor parásito. Para hacer las conclusiones pertinentes tomamos como referencia el parámetro  $|S_{21}|$  calculado en el software de simulación electromagnética. Posteriormente, con ayuda de la herramienta *tune* de AWR Microwave Office calculamos la inductancia y el diámetro del inductor.

Conforme el mallado aumenta notamos que el valor de la inductancia también lo hace, pero el diámetro que debe tener el inductor va disminuyendo. Tomando en cuenta que esta inductancia parásita se debe a los contactos del diodo p-i-n, no podríamos reducirlas a un diámetro tan pequeño ya que podrían romperse con facilidad cuando se desee soldar el diodo. No es conveniente fabricar un diseño con elementos poco reales, casi ideales, dado que nuestro diseño tiene como meta igualar los resultados de la empresa Quinstar. Por lo tanto, podemos concluir que este diseño no es óptimo para realizar un conmutador SPST, pero simularemos un conmutador SPDT para saber cuáles son los mejores resultados que podemos obtener.

Tabla 3.2: Variación de la inductancia y espesor del alambre dependiendo del mallado.

Número de pasos	$ S_{11} $ [dB]		$ S_{21} $ [dB]		Diámetro del inductor D [ $\mu\text{m}$ ]	Inductancia L [nH]	Mallado
	40 GHz	60 GHz	40 GHz	60 GHz			
1	-0.867	-1.645	-10.10	-6.48	16.30	0.0716	168 350
2	-0.890	-1.692	-9.90	-6.32	15.10	0.0734	233 454
3	-0.917	-1.750	-9.66	-6.14	13.70	0.0759	312 894
4	-0.934	-1.785	-9.52	-6.03	12.93	0.0773	400 200
5	-0.960	-1.842	-9.31	-5.86	11.82	0.0795	528 000
6	-0.987	-1.863	-9.39	-5.96	12.23	0.0786	687 232
7	-1.000	-1.894	-9.26	-5.87	11.59	0.0799	874 496
8	-1.015	-1.922	-9.16	-5.78	11.06	0.0811	1 067 430
9	-1.026	-1.944	-9.07	-5.72	10.65	0.0820	1 232 532
10	-1.040	-1.977	-8.95	-5.62	10.08	0.0834	1 495 260

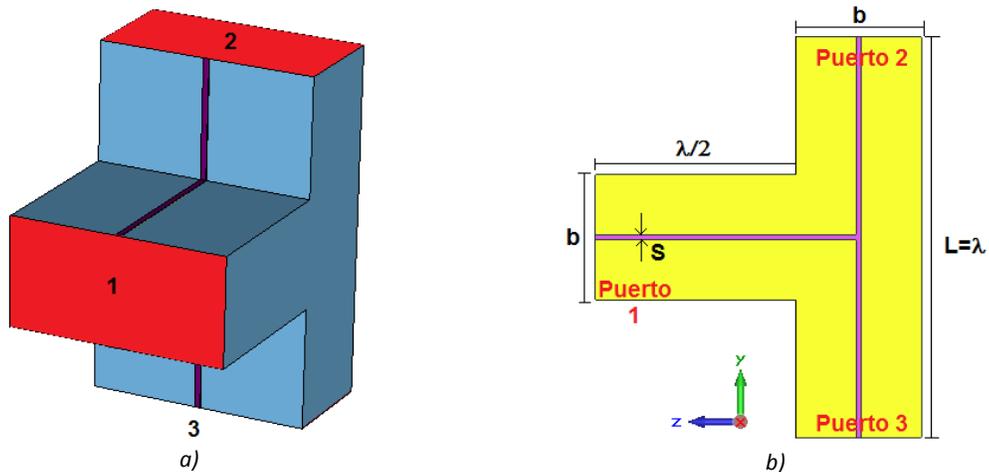
### 3.3. Diseño del conmutador SPDT.

Con el diseño del conmutador SPST no se obtuvieron buenos resultados debido a que el diodo p-i-n colocado en paralelo en estado cerrado no refleja la señal en su totalidad, lo que se traduce en un aislamiento muy pobre. No obstante, se realiza el diseño del conmutador SPDT con el fin de conocer cuál es la mejor respuesta que podemos alcanzar. Los diseños para este conmutador SPDT están basados en los circuitos equivalentes y se hacen diferentes pruebas con los diodos p-i-n colocados a diferentes distancias.

Inicialmente, se hace un diseño del conmutador SPDT como el que se muestra en la Figura 3.11. Primero, hay una vista en perspectiva para conocer la estructura (Figura 3.11a) y después observamos una vista lateral donde apreciamos las medidas del conmutador en la Figura 3.11b. La longitud de la línea en el puerto 1 hasta la unión T es de  $\lambda/2$  y la longitud de los brazos desde la unión T es de  $\lambda/2$  en cada brazo. La ranura de la finline es de  $S = 0.1 \text{ mm}$ .

Para este diseño es necesario caracterizar la respuesta de la unión T sin ningún elemento adicional. La señal que entra en el puerto 1 será transmitida a los puertos 2 y 3. En la Figura 3.11c se observa el circuito equivalente de la estructura. Los puertos y las líneas de transmisión tienen la impedancia característica de  $Z_0 = 105 \Omega$ , cada una de ellas tiene una longitud de  $\lambda/2$ . Los parámetros S calculados en AWR se ilustran en la Figura 3.11d. el coeficiente de reflexión es  $|S_{11}| = -3.518 \text{ dB}$  en toda la banda y los coeficientes de transmisión  $|S_{21}|$  y  $|S_{31}|$  son de  $-9.5424 \text{ dB}$  en la banda.

Los parámetros S en la Figura 3.11e obtenidos con CST Microwave Studio, muestran que la señal en el puerto 2 y en el puerto 3 varía de  $-3.5 \text{ dB}$  a  $-4 \text{ dB}$ , representada por los parámetros  $|S_{21}|$  y  $|S_{31}|$  respectivamente. Por otro lado, el coeficiente de reflexión varía de  $|S_{11}| \approx -9.2$  a  $-8 \text{ dB}$ . Esta respuesta no es óptima, sin embargo, tenemos el propósito de conocer cuál es el mejor resultado posible del conmutador SPDT y para ello continuaremos con el diseño.



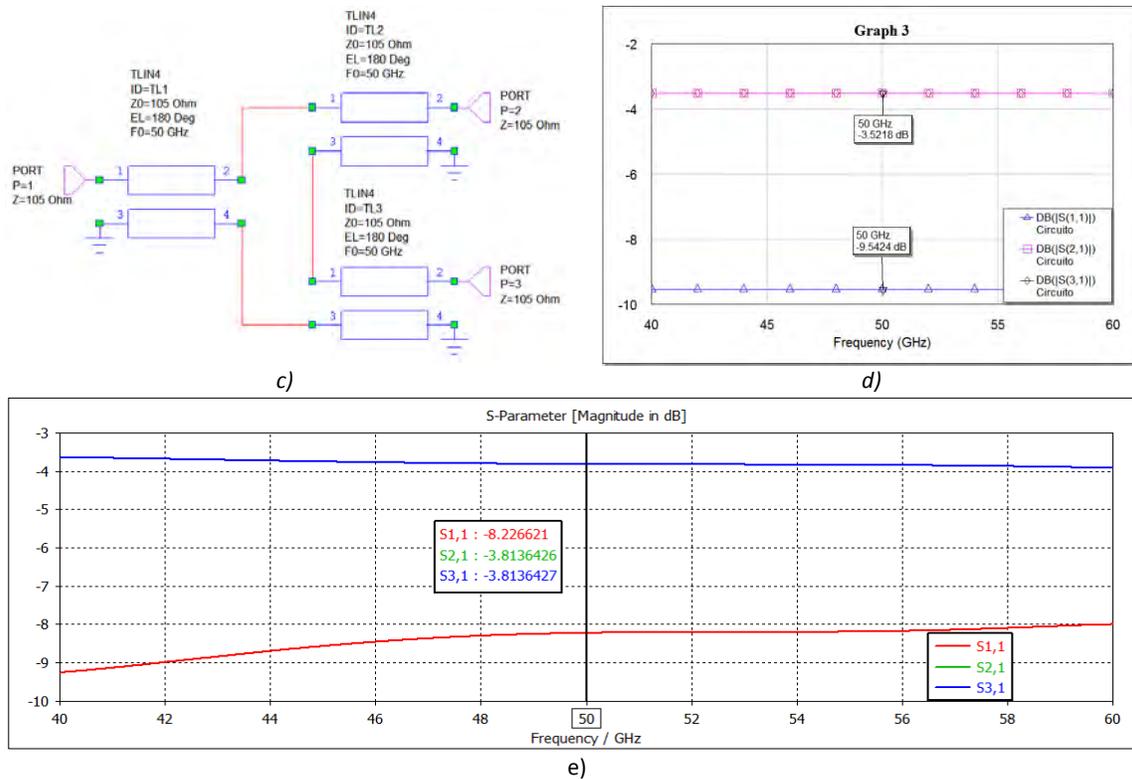


Figura 3.11: Estructura del conmutador SPDT simple a) Vista en perspectiva b) Vista lateral c) Circuito equivalente de la guía d) Pérdidas de inserción en los puertos 2 y 3 (curva rosa y café, respectivamente) y reflexión (curva azul) en AWR e) Pérdidas de inserción en los puertos 2 y 3 (curva verde y azul, respectivamente) y reflexión (curva roja) en CST.

Se calculan los coeficientes de los parámetros S teóricos y se comparan con los obtenidos en la simulación anterior. Para el coeficiente de reflexión utilizamos la definición y dado que es un divisor de potencia T podemos decir que la carga es dos veces la impedancia característica y así obtenemos su valor. Por otra parte, el coeficiente de transmisión nos indica la cantidad de potencia que es transmitida y podemos suponer que en el trayecto se pierde el 10% de ésta, dejándonos con el 90% que se divide equitativamente en cada uno de los brazos del conmutador SPDT y eso lo convertimos a decibeles.

$$S_{11} = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = \frac{2Z_0 - Z_0}{2Z_0 + Z_0} = \frac{Z_0}{3Z_0}$$

$$|S_{11}| = \frac{1}{3} \approx 0.333 \text{ veces}$$

$$|S_{21}| = 10 \log(0.45) = -3.46 \text{ dB}$$

La magnitud del coeficiente de reflexión teórico es aproximadamente de 0.333 y en la simulación varía de 0.344 a 0.398 como se muestra en la Figura 3.12. Cuando hacemos la conversión a decibeles tenemos que la predicción teórica es  $|S_{11}| = -9.55 \text{ dB}$  y en la simulación va de  $-9.2 \text{ dB}$  a  $-8 \text{ dB}$ . Así que podemos decir que para este caso la predicción teórica no se cumple porque la reflexión aumentó y, lo cual no es típico, esto se debe a las reactancias parásitas en la unión T.

En el coeficiente de transmisión teóricamente es  $-3.46$  dB y en la simulación con el software de simulación electromagnética varía de  $-3.63$  a  $-3.92$  dB, que puede considerarse un error tolerable así que es factible decir que se cumple lo calculado teóricamente.

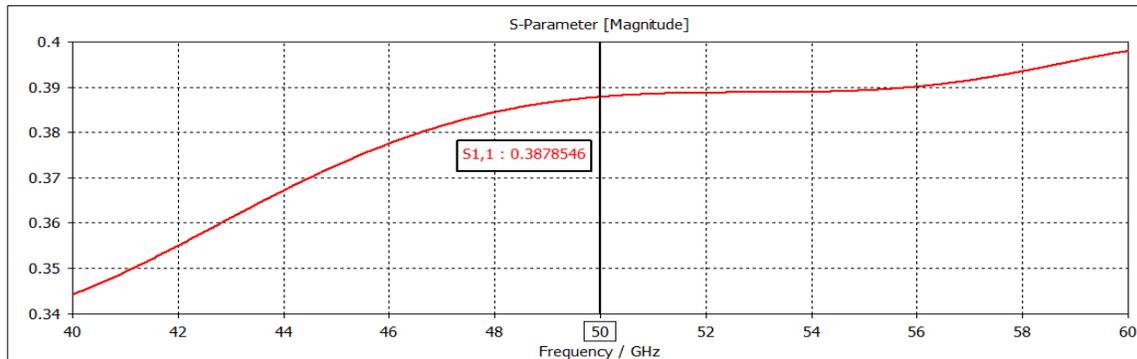


Figura 3.12: Coeficiente de reflexión en CST Microwave Studio.

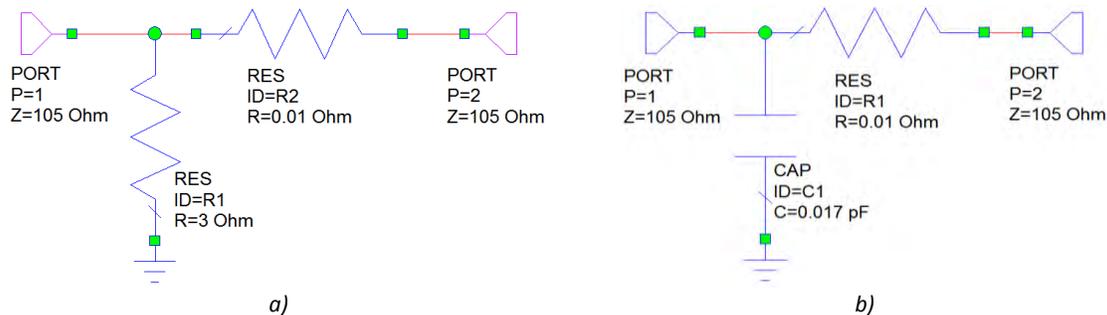
### 3.3.1. Circuito equivalente completo.

Ahora que ya conocemos la respuesta de la unión T basada en la finline, vamos a caracterizar el conmutador al colocar los diodos. En primer lugar, calcularemos la reactancia del capacitor cuando el diodo está abierto. Después, con AWR calculamos la respuesta del diodo p-i-n en estado abierto y en estado cerrado. Luego, se mostrarán y explicarán paso a paso los diseños de los circuitos equivalentes, el diseño en CST y finalmente la caracterización del conmutador SPDT con los diodos p-i-n.

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{(2\pi f)C} = \frac{1}{(2\pi \times 50 \text{ GHz})(17 \text{ fF})}$$

$$X_c = 187.24 \Omega$$

La presentación del diodo p-i-n mediante sus circuitos equivalentes para el estado cerrado y para el estado abierto se muestran en las Figuras 3.13a y 3.13b. Los parámetros S para el caso del diodo cerrado, donde solo tenemos una resistencia de  $3 \Omega$ , toda la señal es reflejada  $|S_{11}| = -0.4827$  dB (Figura 3.13c). En el caso el diodo abierto cuando se tiene una capacitancia de  $0.017$  pF la señal es transmitida  $|S_{21}| = -0.329$  dB y la reflexión es pequeña de  $|S_{11}| < -10$  dB en toda la banda como se observa en la Figura 3.13d.



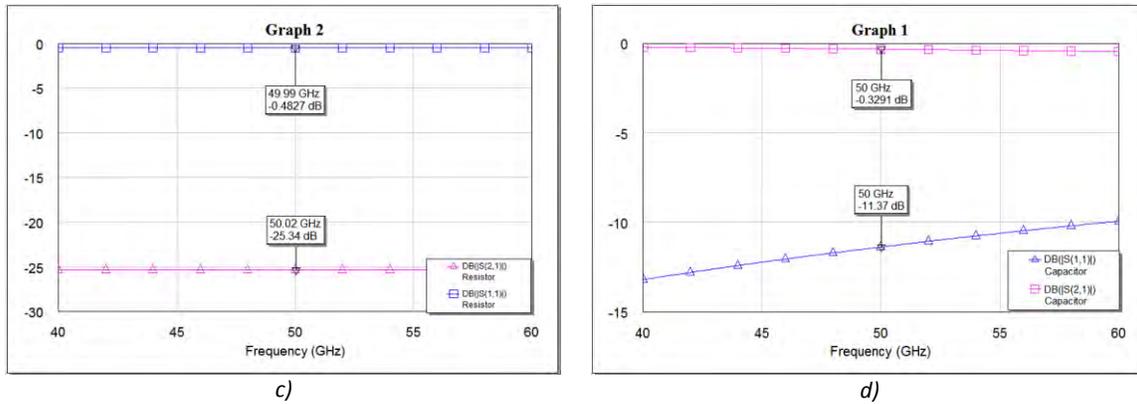
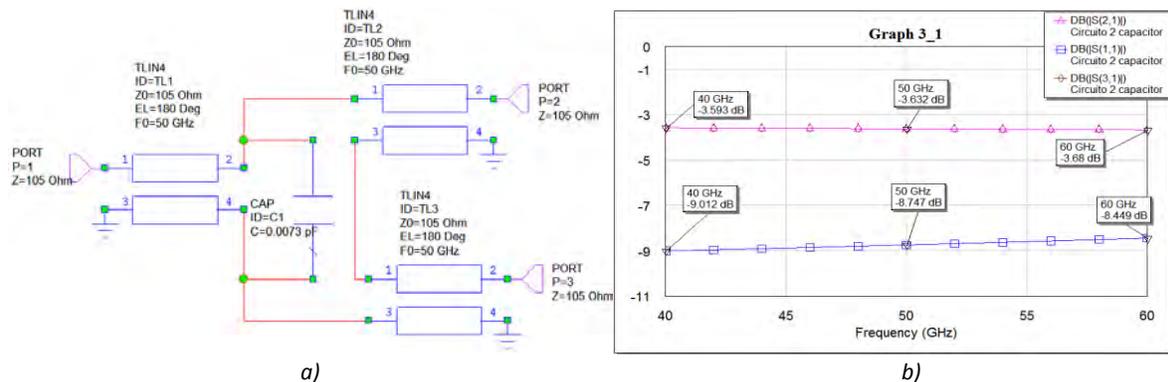


Figura 3.13: Circuitos equivalentes del diodo p-i-n y parámetros S a) Resistencia en el estado cerrado b) Capacitancia estado abierto c) Aislamiento (curva rosa) d) Pérdidas de inserción (curva rosa) y pérdidas de retorno (curva azul) .

Ahora, realizaremos el circuito equivalente de la unión T basado en la finline con elementos parásitos para poder hacer un análisis más detallado ilustrado en la Figura 3.14. Comenzaremos con un circuito equivalente sencillo donde solo se toma en cuenta la capacitancia parásita en la entrada  $C_{p1} = 0.0073$  pF (Figura 3.14a). Las respuestas de los parámetros S son igualadas con las obtenidas en CST Microwave Studio en la Figura 3.14e y en la Figura 3.14b. Usamos la herramienta *tune* para calcular esa capacitancia.

Luego, agregamos las capacitancias debidas a la unión T a las que llamaremos  $C_{p2}$  y  $C_{p3}$  al circuito mostrado en la Figura 3.14c y vemos sus parámetros S en la Figura 3.14d. Como el valor de  $C_{p1}$  ya fue calculado, se queda fijo. Ahora solo es necesario conocer el valor de las otras capacitancias que será el mismo  $C_{p2} = C_{p3} = 0.181$  fF.

Finalmente, en la Figura 3.14e se muestran todos los elementos parásitos. Incluyen las capacitancias  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ ,  $C_{p3}$  y una inductancia que es inducida debido al metal con valor  $L_p = 0.12$  nH. Los parámetros S del circuito equivalente completo, antes de colocar los diodos p-i-n se muestran en la Figura 3.14f.



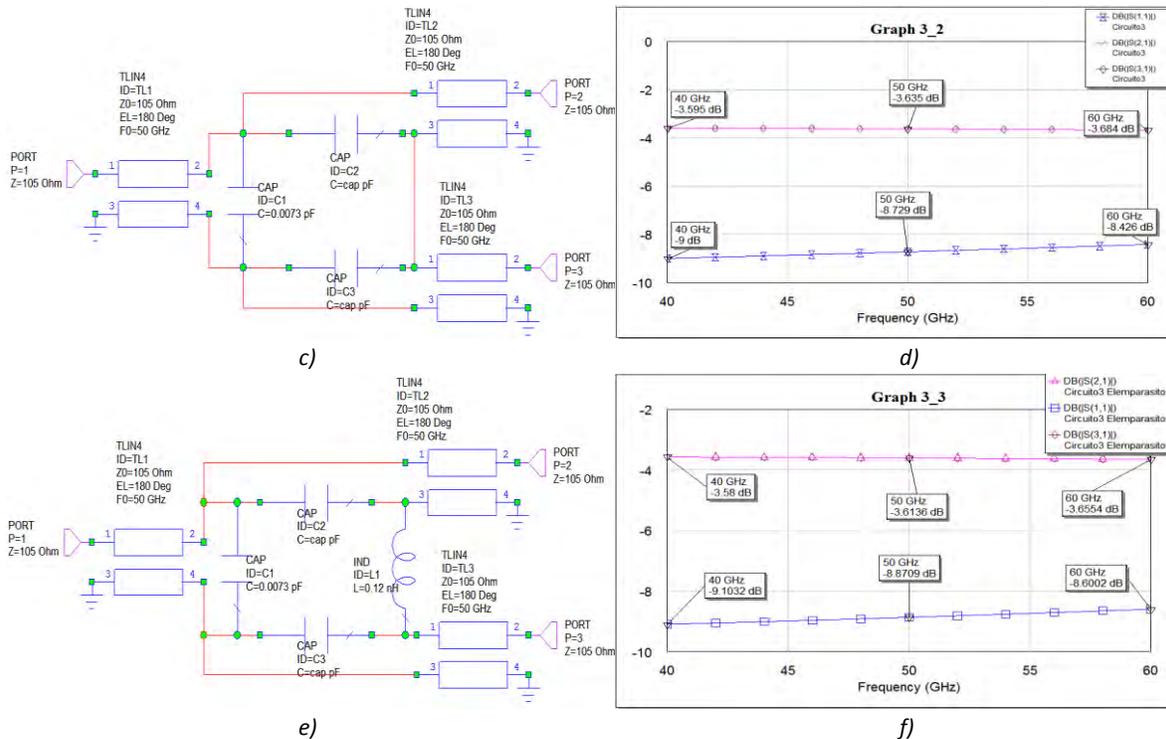


Figura 3.14: Circuito equivalente de la finline con elementos parásitos.

Después de realizar el circuito equivalente completo podemos caracterizar el conmutador SPDT con dos diodos en paralelo al ras de la unión T donde se cambia de uno a dos canales como se observa en la Figura 3.15a. El circuito equivalente con todos los elementos parásitos y con diodos se muestra en la Figura 3.15b.

Los parámetros S que caracterizan este dispositivo obtenidos con CST Microwave Studio y AWR Microwave Office están ilustrados en las Figuras 3.15c y 3.15d, respectivamente. En la primera gráfica observamos que los resultados en CST no son óptimos dado que  $|S_{21}|$  cae hasta  $-3$  dB,  $|S_{31}|$  varía entre  $-6$  dB a  $-10$  dB y  $|S_{11}|$  varía de  $-11.8$  dB a  $-7.2$  dB. En la segunda gráfica, sin embargo, que corresponde al software de simulación de circuitos, tiene respuestas ideales donde la transmisión es  $0.3$  dB en toda la banda, la reflexión varía de  $15.92$  dB a  $13.1$  dB y el aislamiento es de aproximadamente  $30$  dB en toda la banda de operación.

La variación en las respuestas se debe a que dentro del software de simulación de circuitos no están consideradas las pérdidas del sustrato dieléctrico. Además, como se explicó anteriormente el diodo cerrado colocado en paralelo permite el paso de la señal, por lo que al simular en CST Microwave Studio la señal reflejada y el aislamiento tienen una respuesta empobrecida que no es prevista en AWR Microwave Office.

Además, es necesario tomar en cuenta que la unión T también nos causa pérdidas importantes por lo que posteriormente se modificará con el fin de evitar que nos afecte demasiado.

En la Figura 3.16 es posible visualizar la propagación del campo eléctrico en el conmutador al colocar un monitor de campo a la frecuencia central de  $50$  GHz en escala lineal mostrada

de lado izquierdo y la escala logarítmica de lado derecho. En el puerto 2 la señal debe ser transmitida puesto que el diodo está en estado abierto. En el puerto 3 se colocó el diodo en estado cerrado y la señal debe ser reflejada, no obstante, se observa que gran parte de la señal es transmitida al puerto 3, con lo que es evidente que aquí también tenemos un aislamiento muy pobre que sin duda perjudica a nuestro conmutador SPDT.

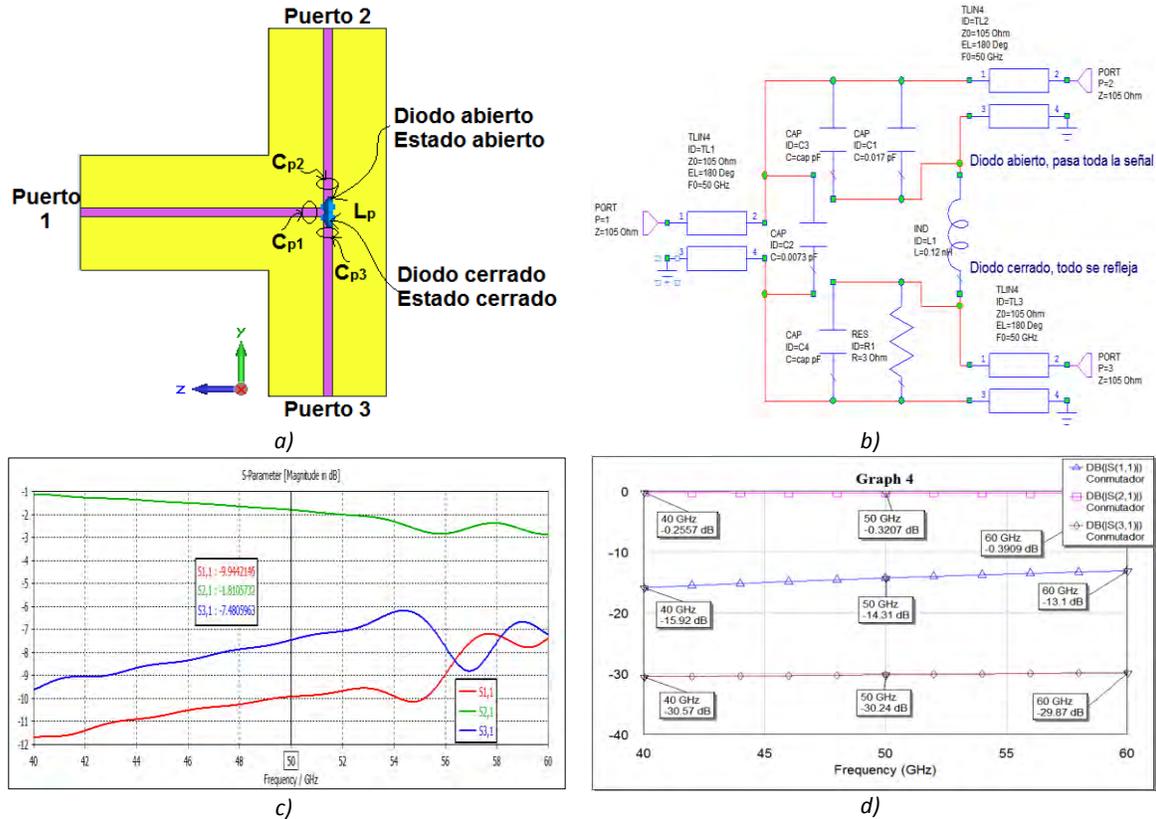


Figura 3.15: Conmutador SPDT a) Con diodos al ras en paralelo b) Circuito equivalente c) Pérdidas de inserción (curva verde), pérdidas de retorno (curva roja) y aislamiento (curva azul) en CST d) Pérdidas de inserción (curva rosa), pérdidas de retorno (curva azul) y aislamiento (curva café) en CST en AWR.

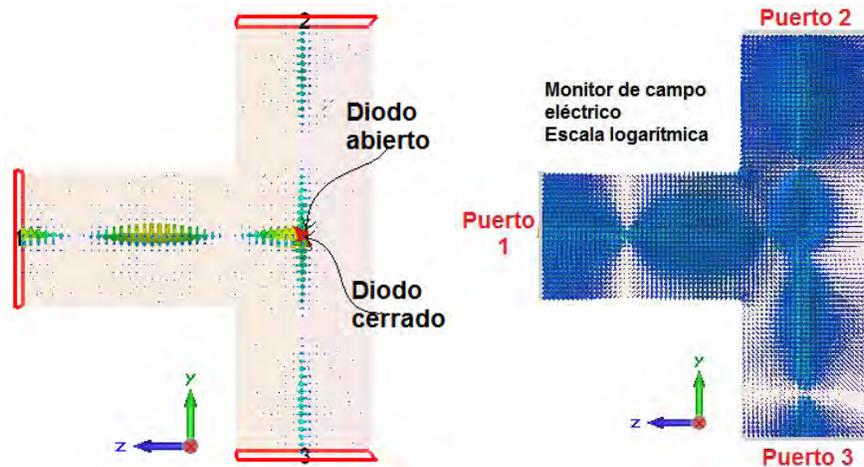


Figura 3.16: Campo eléctrico en el conmutador SPDT con diodos p-i-n al ras.

### 3.3.2. Modificación de la unión T y colocación de diodos a diferentes distancias.

Después de concluir que la unión T del diseño anterior no es óptima. Se propone modificarla para determinar si el desempeño del conmutador SPDT puede ser mejor. En la Figura 3.17a podemos observar el conmutador SPDT con diodos al ras y la unión T modificada para que la transición de uno a dos canales no sea tan abrupta. En esta modificación se hizo una reducción en las esquinas de 0.1 mm en los ejes Y y Z. Después se caracterizó el conmutador SPDT colocando los diodos p-i-n: primero dos al ras (Figura 3.17a); luego cuatro, dos al ras y dos a una distancia de  $\lambda/2$  (Figura 3.18a) y; finalmente cuatro, dos al ras y dos a una distancia de  $\lambda/4$  (Figura 3.19a).

#### *Dos diodos al ras*

Los parámetros S del conmutador SPDT con diodos al ras se ilustran en la Figura 3.17b donde notamos que el parámetro  $|S_{21}|$  varía de  $-1$  dB a  $-3$  dB, el parámetro  $|S_{11}|$  de  $-11.3$  dB hasta  $-7.5$  dB y el parámetro  $|S_{31}|$  de  $-10.2$  dB a  $-6.5$  dB. Lo cual nos permite saber que con esta configuración de la unión T y esta cantidad de diodos, los resultados no fueron mejores que en el diseño anterior. Por esta razón, se decide colocar más diodos en cada uno de los brazos para del conmutador para conocer si es posible obtener mejores resultados con esta configuración.

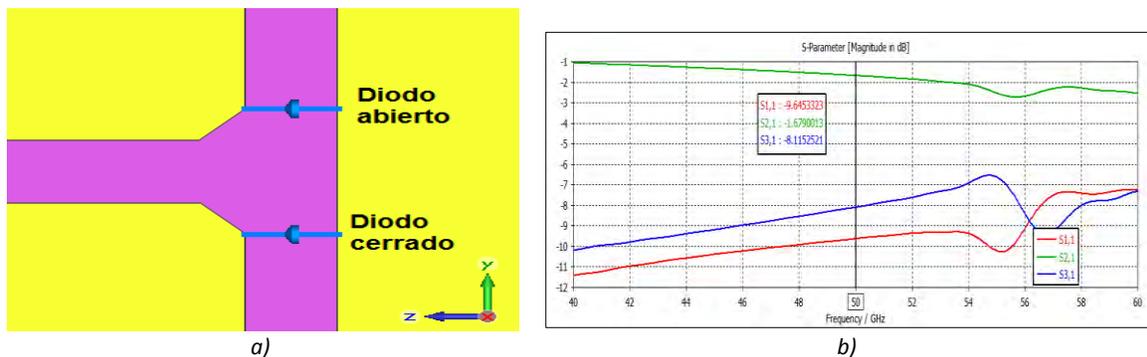


Figura 3.17: Conmutador SPDT inline diodos al ras a) Modificación de la unión T b) Pérdidas de inserción, reflexión y aislamiento (curvas verde, roja y azul, respectivamente).

#### *Dos diodos al ras y dos diodos a $\lambda/2$*

Ahora bien, en este diseño se colocó un diodo más en cada brazo del conmutador SPDT. En la Figura 3.18a se ilustra la vista lateral del conmutador donde podemos notar que la distancia a la que están separados los diodos es igual a  $\lambda/2$ . Los parámetros S en este caso empeoran respecto a los diseños anteriores, puesto que a entre 40 y 55 GHz los parámetros no son coherentes, pero de 55 a 60 GHz son aceptables. En la frecuencia de 59 GHz tenemos que  $|S_{21}| = -2$  dB,  $|S_{11}| = -6.28$  dB y  $|S_{31}| = -16$  dB como se muestra en la Figura 3.18b, sin embargo estos valores están por debajo de nuestras metas y el ancho de banda es muy pobre por lo que este diseño del conmutador SPDT también es descartado.

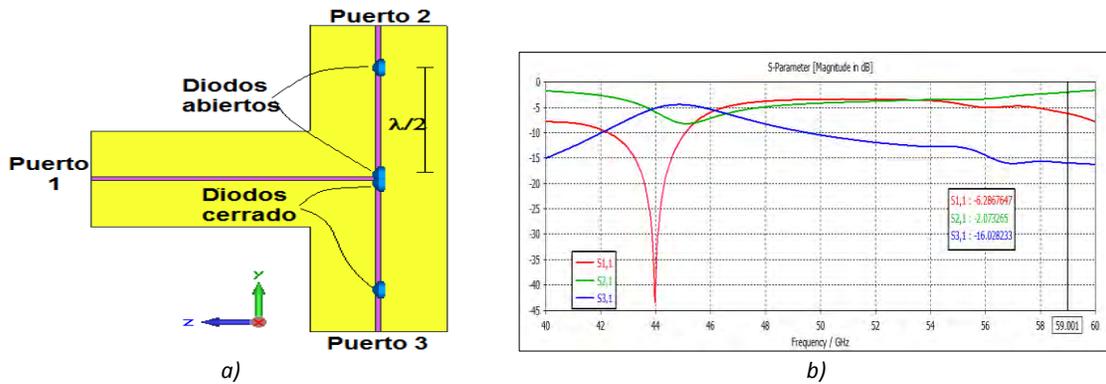


Figura 3.18: Conmutador SPDT finline dos diodos a) Vista lateral con diodos separados  $\lambda/2$  b) Pérdidas de inserción, reflexión y aislamiento (curvas verde, roja y azul, respectivamente)..

Dos diodos al ras y dos diodos a  $\lambda/4$ .

Finalmente, realizamos una prueba en la que se colocan los diodos p-i-n separados entre sí a una distancia de  $\lambda/4$  en cada brazo (Figura 3.19a). Podemos notar que en los parámetros S mejoran bastante respecto a los diseños anteriores ya que la transmisión varía de 0 dB a 3 dB aproximadamente, la reflexión varía de 5 dB a 28 dB y el aislamiento varía de 10 dB a 20 dB en la banda. En la frecuencia central de 50 GHz tenemos que  $|S_{21}| = -0.67$  dB,  $|S_{11}| = -12.85$  dB y  $|S_{31}| = -18.41$  dB.

Una observación que cabe destacar en este diseño es que a frecuencias menores de 50 GHz el conmutador cumple satisfactoriamente con las características propuestas inicialmente, pero a frecuencias mayores a 50 GHz existe un deterioro notable. Dada esta observación es posible decir que el máximo ancho de banda alcanzado es de 10 GHz, lo cual aún no satisface los requerimientos. Por lo tanto, este conmutador SPDT con dos diodos en paralelo para cada estado no es el diseño final.

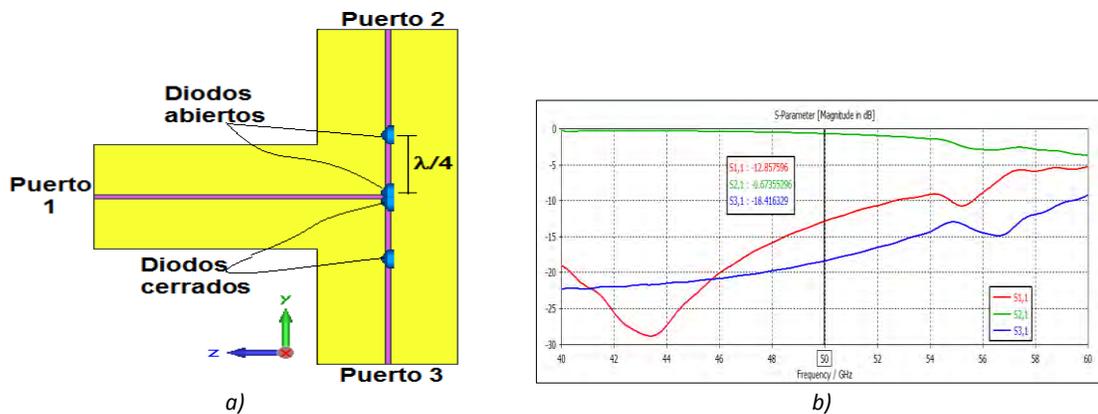


Figura 3.19: Conmutador SPDT diodos paralelos a) Separados a  $\lambda/4$  b) Pérdidas de inserción, reflexión y aislamiento (curvas verde, roja y azul, respectivamente).

### 3.4. Conclusiones.

El diseño de conmutadores SPST y SPDT propuestos en este capítulo se han basado en una línea finline porque su estructura es compatible con la tecnología de circuitos impresos. Una de las principales características de la finline es que alcanza anchos de banda grandes comparada con otros tipos de líneas planares como la microcinta, la ranurada y la coplanar. Este tipo de estructura permite que dentro de una guía de onda rectangular se tenga una línea ranurada en la sección transversal que nos permite diseñar nuestros conmutadores.

La finline concentra el campo entre el espacio de los bordes de la línea ranurada y su modo de propagación dominante es el HE. Pero, debido a esta concentración de campo tenemos pérdidas por el dieléctrico y el conductor. La atenuación en este tipo de línea es típicamente  $0.1 \text{ dB}/\lambda$  que limita las transmisión a grandes potencias para grandes distancias.

Dentro de este capítulo se diseñó la línea finline, se propusieron diversos diseños de conmutadores SPST y SPDT con diodos en paralelo, se realizaron los circuitos equivalentes y se caracterizaron los diseños con ayuda de los dos softwares.

- 1) Con ayuda de CST se realiza el diseño de la finline. La ranura de la línea es  $S = 0.1 \text{ mm}$ . Al realizar un mallado fino se determina que la impedancia característica es de  $105 \Omega$  y una constante de propagación igual a  $1149.23$ . Su longitud de onda es  $\lambda = 5.4673 \text{ mm}$  en la frecuencia central de  $50 \text{ GHz}$ .
- 2) Después de caracterizar la finline se hizo el diseño del conmutador SPST con un diodo en paralelo. En estado encendido, con el diodo abierto se tienen pérdidas de inserción de  $0.6 \text{ dB}$  a  $1.86 \text{ dB}$  y pérdidas de retorno de  $9.74 \text{ dB}$  a  $4.96 \text{ dB}$ . En el estado apagado, con el diodo cerrado se tiene un aislamiento que varía de  $9.07 \text{ dB}$  a  $5.72 \text{ dB}$  en la banda de operación. Sin embargo, con estos resultados no satisfacemos los requerimientos.
- 3) Colocamos un monitor de campo eléctrico a la frecuencia central con el fin de conocer qué nos afectaba y notamos que cuando el diodo p-i-n está cerrado, parte del campo sí es transmitido de un puerto al otro lo que causa un pobre aislamiento. Así que se modeló el diodo como una resistencia seguida de una inductancia de  $L_p = 0.0716 \text{ nH}$  en AWR.
- 4) A pesar de que se trató de modelar el diodo en estado cerrado para conocer la forma de que no nos afectara, no llegamos a un buen resultado, por lo tanto, concluimos que estos resultados son lo mejor que podemos tener.
- 5) Una vez que se terminamos el circuito equivalente de la finline para el conmutador SPDT se colocan los diodos p-i-n al ras de los brazos. Los parámetros S tampoco son buenos porque  $|S_{21}|$  cae a  $-3 \text{ dB}$ ,  $|S_{31}|$  va de  $-6 \text{ dB}$  a  $-10 \text{ dB}$  y  $|S_{11}|$  varía de  $-11.8 \text{ dB}$  a  $-7.2 \text{ dB}$ . El problema sigue siendo el diodo en estado cerrado.
- 6) Finalmente, se modifica la unión T y se hacen diversas pruebas colocando los diodos p-i-n a diferentes distancias y colocando otro par de diodos. Los parámetros S para los diodos al ras son: la transmisión  $|S_{21}|$  que varía de  $-1 \text{ dB}$  a  $-3 \text{ dB}$ , la reflexión  $|S_{11}|$  va de  $-11.3 \text{ dB}$  hasta  $-7.5 \text{ dB}$  y el aislamiento  $|S_{31}|$  de  $-10.2 \text{ dB}$  a  $-6.5 \text{ dB}$ .

- 7) En la prueba con cuatro diodos, dos al ras y dos a  $\lambda/2$  al realizar la simulación, notamos que este conmutador funciona a frecuencias altas, o sea, a partir de 56 GHz. Por esta razón, observamos que la transmisión que fue  $|S_{21}| = -2$  dB, la reflexión es  $|S_{11}| = -6.28$  dB y el aislamiento es  $|S_{31}| = -16$  dB en la frecuencia de 59 GHz. Debido a esto, descartamos que este sea un diseño viable para un conmutador SPDT.
- 8) En la última prueba con cuatro diodos, dos al ras y dos a  $\lambda/4$  tenemos una mejora significativa respecto a todos los diseños anteriores porque las pérdidas de inserción  $|S_{21}|$  varían de 0 dB a 3 dB, la reflexión  $|S_{11}|$  varía de 5 dB a 28 dB y el aislamiento  $|S_{31}|$  varía de 10 dB a 20 dB en la banda. En 50 GHz, las pérdidas de inserción son  $|S_{21}| = -0.67$  dB, la reflexión es  $|S_{11}| = -12.85$  dB y el aislamiento  $|S_{31}| = -18.41$  dB. Además, podemos considerar un ancho de banda de 10 GHz.
- 9) Si bien el último resultado fue relativamente bueno, no ha superado el ancho de banda logrado de los conmutadores SPDT basados en guía de onda rectangular con dos diafragmas. Esta es la razón por la cual aún no podemos terminar el diseño de los conmutadores. Se seguirá trabajando sobre la línea finline y se propondrán diversos diseños que nos permitan lograr nuestros objetivos.

## Referencias.

- [1] Itoh, Tatsuo., Planar transmission line structures, IEEE, parte IX, 1987.
- [2] P. J. Meier, "Two New Integrated-Circuit Media with Special Advantages at Millimeter Wavelengths," 1972 IEEE GMTT International Microwave Symposium, Arlington Heights, IL, 1972, pp. 221-223.
- [3] P. J. Meier, "Equivalent relative permittivity and unloaded Q factor of integrated finline," in Electronics Letters, vol. 9, no. 7, pp. 162-163, April 5 1973.
- [4] K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, Microstrip Lines and Slotlines, Artech House, 2<sup>nd</sup> edition, Capitulo 6, 1979.
- [5] Helszajn, J., Ridge waveguides and passive microwave components, Electromagnetics and Radar Series, Volúmen 49 de IEE electromagnetic waves series: Institution of Electrical Engineers, IET Digital Library, 2000, capítulo 16, pp. 241.
- [6] A. M. K. Saad and G. Begemann, "Electrical performance of finlines of various configurations," in Microwaves, Optics and Acoustics, IEE Journal on, vol. 1, no. 2, pp. 81-88, January 1977.
- [7] Yi-Chi Shih and W. J. R. Hoefler, "Dominant and Second-Order Mode Cutoff Frequencies in Fin Lines Calculated with a Two-Dimensional TLM Program," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 28, no. 12, pp. 1443-1448, Dec 1980.

- [8] J. B. Knorr and P. M. Shayda, "Millimeter-Wave Fin-Line Characteristics," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 28, no. 7, pp. 737-743, Jul 1980.
- [9] C. Olley and T. Rozzi, "Currents and conduction losses in unilateral finline," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 1, pp. 86-95, Jan 1988.
- [10] R. Vahldieck and J. Bornemann, "A Modified Mode-Matching Technique and its Application to a Class of Quasi-Planar Transmission Lines," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 33, no. 10, pp. 916-926, Oct 1985.

## Capítulo 4

# Conmutadores SPST y SPDT con stubs conectados en serie a la finline y diodos paralelos a los stubs.

---

Los diseños propuestos para conmutadores SPST y SPDT con diodos en paralelo no dieron resultados satisfactorios que cumplieran nuestros requerimientos. Por ello, proponemos el diseño de conmutadores con stubs en serie a la finline y diodos p-i-n en paralelo a los stubs. En las siguientes secciones veremos cómo son diseñados y optimizados los conmutadores basándonos en sus circuitos equivalentes simulados en AWR Microwave Office y en el diseño de las estructuras en CST Microwave Studio.

Primero, es necesario caracterizar el conmutador SPST. Por esta razón hacemos pruebas con varios stubs modificando: la cantidad, la configuración, la longitud y la separación entre ellos. Además, de comparar los resultados obtenidos en AWR Microwave Office y CST Microwave Studio para estado abierto y cerrado. Cuando los resultados tienen más de dos stubs se hacen optimizaciones cada que agregamos un stub para obtener los mejores resultados posibles.

Después, realizamos el diseño del conmutador SPDT con cuatro y cinco stubs basándonos en los mejores resultados obtenidos en el conmutador SPST. Se hacen optimizaciones con el objetivo de ampliar el ancho de banda. Las optimizaciones serán comparadas para determinar cuál es el mejor resultado posible para alcanzar las metas propuestas.

Finalmente, los resultados obtenidos para los conmutadores SPST y SPDT serán analizados y, determinaremos si fue posible cumplir los requerimientos establecidos por la empresa Quinstar o es necesario hacer un nuevo diseño o modificación en un trabajo futuro.

### 1.1. Diseño del conmutador SPST.

En esta sección se hará el diseño de un conmutador SPST con stubs conectados en serie a la línea finline y con los diodos p-i-n conectados en paralelo a los stubs apoyado su circuito equivalente y el diseño de la estructura en softwares especializados.

Proponemos comenzar con la simulación de un conmutador SPST con un stub. Luego, colocar dos stubs en diferentes configuraciones para saber si el resultado obtenido tiene mejores características que el diseño con un stub. Después, agregar otro stub y obtener los parámetros S en ambos softwares. A partir de este diseño, el número de variables es mayor y es muy complicado acertar cuál debe ser el valor correcto para cada una de ellas. Por esta razón, hacemos uso de la optimización en el software de simulación electromagnética, para conocer los valores óptimos de cada variable e ir puliendo el diseño final. El siguiente paso es colocar un cuarto stub, que se hace en dos configuraciones distintas y una de ellas se optimiza. Finalmente, se coloca un quinto stub también para dos configuraciones y se optimizan los resultados obtenidos.

En cada uno de los diseños se hará una comparación de los parámetros obtenidos AWR y CST, o sea, de las pérdidas de inserción, las pérdidas de retorno y el aislamiento. Además del ancho de banda alcanzado en cada modificación.

### 1.1.1. Conmutador SPST con un stub.

En la sección 3.1. la finline fue caracterizada, por ende, podemos comenzar el diseño del conmutador SPST con un stub. Los diodos p-i-n son colocados en la entrada del stub, es decir, en serie con la finline como se puede observar en la Figura 4.1.

El funcionamiento de este conmutador cambia respecto al SPST con diodos en paralelo. Esto es, que cuando tenemos un diodo abierto la señal no llegará del puerto uno al puerto dos y todo se reflejará así que medimos el aislamiento, pero cuando el diodo esté cerrado la será transmitida de un puerto a otro con lo que se miden las pérdidas de inserción. Una vez explicado el funcionamiento general para esta configuración podemos comenzar a explicarlo en detalle por medio de las diversas propuestas que se muestran a lo largo de este subtema.

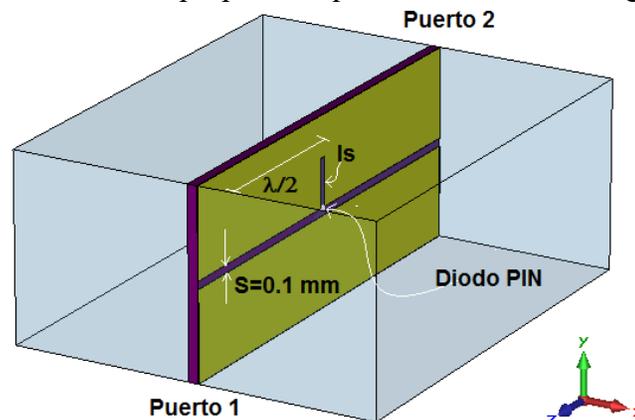


Figura 4.1: Vista en perspectiva del conmutador SPST con un stub.

El primer diseño del conmutador SPST se muestra en la Figura 4.1, donde se propone que la longitud del stub sea  $l_s = 0.67 \text{ mm}$  porque la resonancia ocurre a los 50 GHz y se simula en CST para el estado abierto y el estado cerrado. En la Figura 4.2a se muestra la vista lateral del SPST con diodo p-i-n que puede ser estar abierto o cerrado, los parámetros S cuando el

diodo está abierto y el SPST en estado cerrado se muestran en la Figura 4.2b. De lado derecho, se muestran los parámetros S al tener el diodo cerrado y el SPST en estado encendido (Figura 4.2c).

Los circuitos equivalentes para ambos estados del conmutador se ilustran en las Figuras 4.2d y 4.2e calculados con AWR. La línea finline es representada con líneas de transmisión de longitud  $\lambda/2$  y la longitud del stub es representado mediante una línea de transmisión con una longitud eléctrica de  $EL = 44.11^\circ$  que equivale a  $l_s$ . El diodo p-i-n es representado con una resistencia de  $3 \Omega$  cuando está cerrado y con una capacitancia de  $0.017 \text{ pF}$  y una resistencia de  $20 \text{ k}\Omega$  en paralelo cuando está abierto. Además, se considera una capacitancia parásita que es calculada con ayuda de AWR  $C_p = 0.0143 \text{ pF}$  que nos da una capacitancia total de  $C_T = 0.0313 \text{ pF}$ . La impedancia característica es de  $105 \Omega$ .

Los parámetros S obtenidos en AWR se muestran en la Figura 4.2f y 4.2g y se encuentran resumidos en la Tabla 3.3, donde también estarán los resultados obtenidos en CST. Para el estado apagado el ancho de banda será medido cuando el aislamiento  $|S_{21}| = 26 \text{ dB}$ . En el estado encendido del conmutador se medirán las pérdidas de inserción mínimas cuando  $|S_{21}| = 1 \text{ dB}$  y las pérdidas de retorno  $|S_{11}| = 10 \text{ dB}$ .

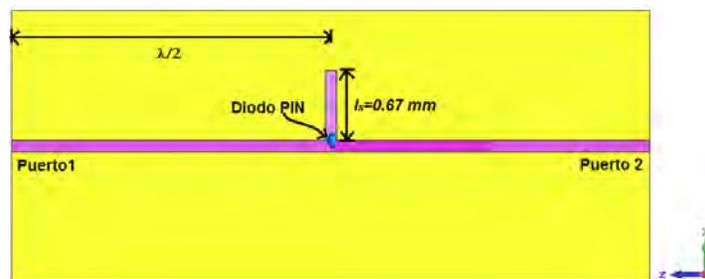
Para la conversión de la longitud del stub de milímetros a longitud eléctrica tenemos:

$$\beta(l) = EL[\text{rad}]$$

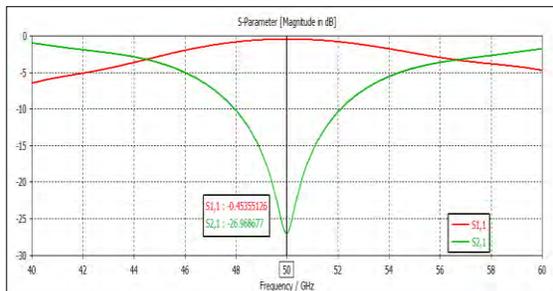
$$\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l = EL[\text{rad}]$$

$$\left(\frac{2\pi}{5.4673 \text{ mm}}\right)(0.067 \text{ mm}) = 0.7699[\text{rad}]$$

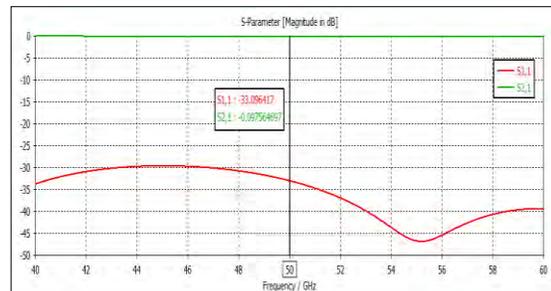
$$EL = \frac{0.7699[\text{rad}] \times 180^\circ}{\pi[\text{rad}]} = 44.11^\circ$$



a)



b)



c)

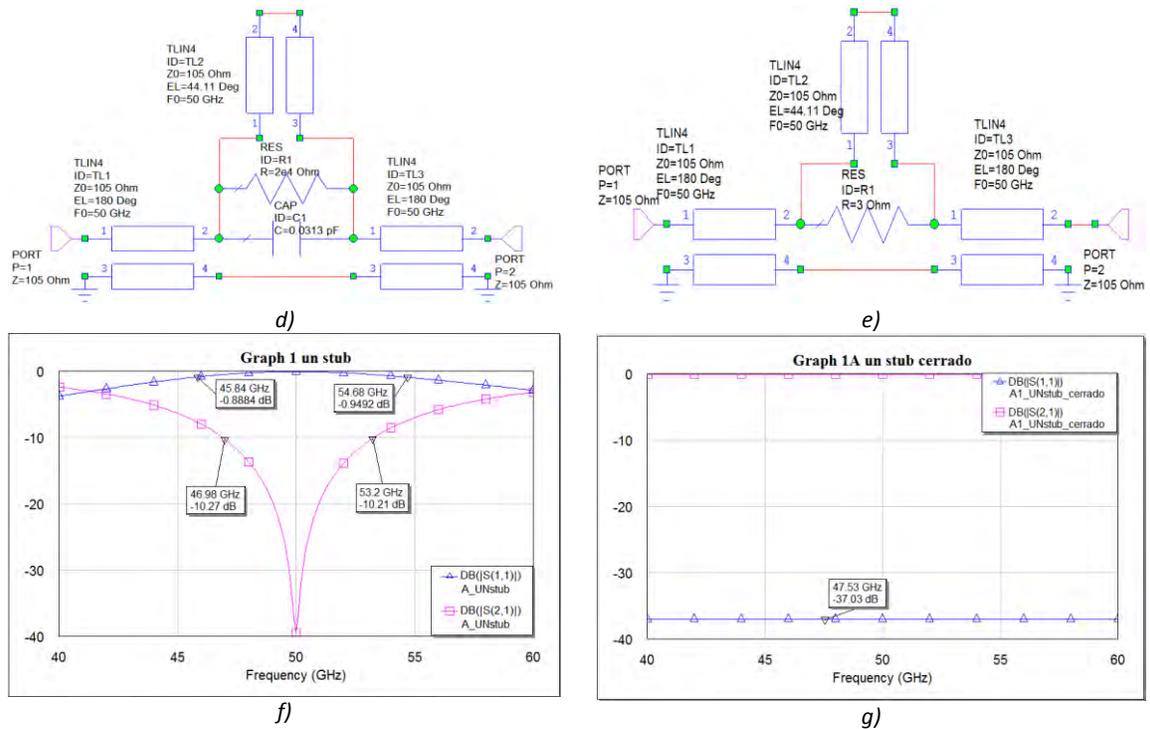


Figura 4.2: Conmutador SPST con un stub  $l_s=0.67$  mm a) Vista lateral b) Aislamiento en CST (curva verde) c) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja) en CST d) Circuito equivalente estado apagado e) Circuito equivalente estado encendido f) Aislamiento en CST (curva rosa) en AWR g) Pérdidas de inserción (curva rosa) y pérdidas de retorno (curva azul) en AWR.

En la simulación de CST podemos notar que solo en la frecuencia central tenemos un aislamiento de 26 dB. Así que para determinar si este diseño puede mejorar, en los primeros diseños, mediremos el aislamiento en 10 dB y si en los siguientes el ancho de banda incrementa, consideraremos que se satisfacen los requerimientos y la medición será más rigurosa.

Tabla 4.1: Comparación de resultados para un conmutador SPST con un stub.

Estado del conmutador SPST	Estado del diodo	CST Microwave Studio		AWR Microwave Office	
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
Apagado	Abierto	Aislamiento		Aislamiento	
		-10 dB @ 47.95 a 52.085 GHz	-1 dB @ 47.61 a 52.487 GHz	-10 dB @ 46.89 a 53.26 GHz	-1 dB @ 45.52 a 54.87 GHz
Encendido	Cerrado	$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
		Pérdidas de inserción -0.08 a -0.12 dB @ 40 a 60 GHz	Pérdidas de retorno -30 dB @ 40 a 60 GHz	Pérdidas de inserción -0.123 dB @ 40 a 60 GHz	Pérdidas de retorno -37.03 dB @ 40 a 60 GHz

En la Tabla 4.1 podemos comparar los resultados obtenidos en los dos softwares y para qué intervalos de frecuencia se cumplen. El parámetro que tomaremos como referencia para determinar el ancho de banda es cuando  $|S_{21}| = -10$  dB en estado apagado, por lo tanto podemos considerar que  $BW \approx 4$  GHz.

### 1.1.2. Conmutador SPST con dos stubs.

Como se mencionó anteriormente, el propósito de colocar un segundo stub es mejorar el primer diseño del conmutador SPST con un stub. Presentaremos tres configuraciones y mediante los resultados de los parámetros S determinaremos cual es la adecuada.

La primera de ellas es con dos stubs que tienen la misma longitud y están colocados a la misma distancia de la entrada, pero en el lado opuesto de la finline. La segunda, es con dos stubs con la misma longitud y a diferentes distancias de la entrada. La tercera y última, es con dos stubs con distintas longitudes y con distintas distancias de la entrada.

#### Dos stubs con misma longitud a la misma distancia

Colocaremos un segundo stub a la misma altura que el primero, pero del lado opuesto de la finline como se observa en la Figura 4.3a. La longitud para ambos stubs será la misma que en el caso anterior  $l_s = 0.67$  mm. Los parámetros S para el estado apagado y el encendido del conmutador SPST se muestran en la Figura 4.3 c y 4.3c.

El ancho de banda en el estado apagado del conmutador SPST  $|S_{21}|$  medido a  $-10$  dB ahora es  $BW \approx 8$  GHz, o sea el doble que en el caso anterior donde solo teníamos un stub. Cuando el conmutador está encendido se tienen pérdidas de inserción mínimas de 0.15 dB y reflexión mejor que 20 dB en toda la banda de operación.

Los circuitos equivalentes con diodos p-i-n abiertos y cerrados se observan en la Figura 4.3d y 4.3e, respectivamente. Las respuestas de los circuitos equivalentes están ilustradas en la Figura 4.3f y 4.3g, aquí cabe resaltar que cuando el conmutador SPST está apagado  $|S_{21}| = -10$  dB se tiene una banda de 12.75 GHz.

La respuesta del conmutador en estado encendido es semejante en ambos softwares, pero en el software de simulación electromagnética tenemos que la reflexión es mayor que en el software de simulación de circuitos (Figura 4.3c y 4.3g, respectivamente), sin embargo, está por debajo del umbral de  $-10$  dB.

En la Tabla 4.2 podemos observar con detalle las respuestas de los parámetros S del conmutador SPST con dos stubs de la misma longitud a la misma distancia y los intervalos de frecuencia para los cuales se cumplen las metas fijadas.

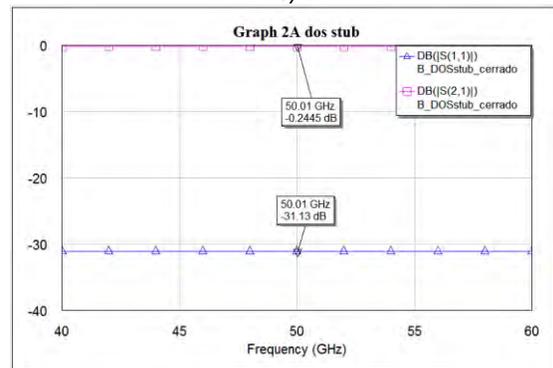
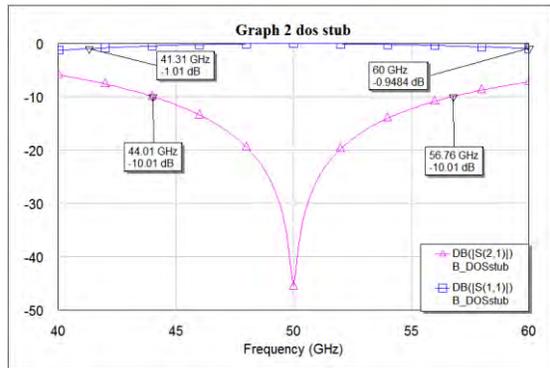
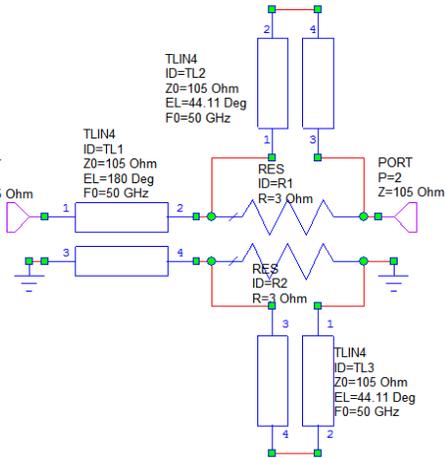
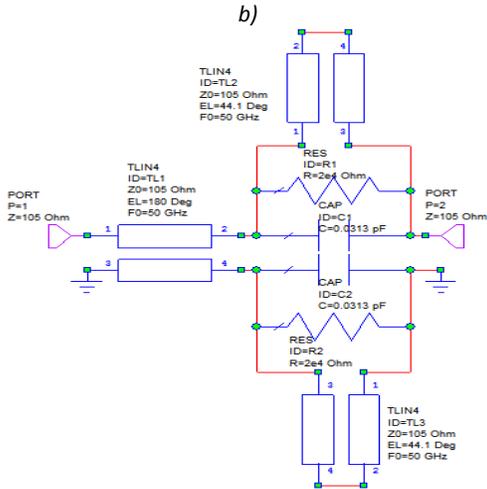
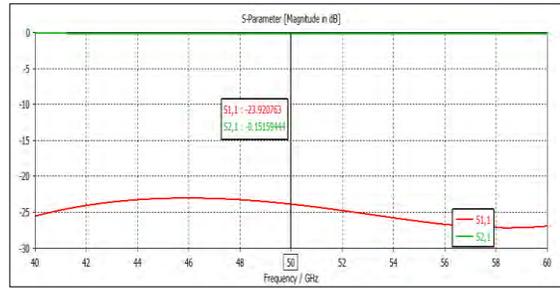
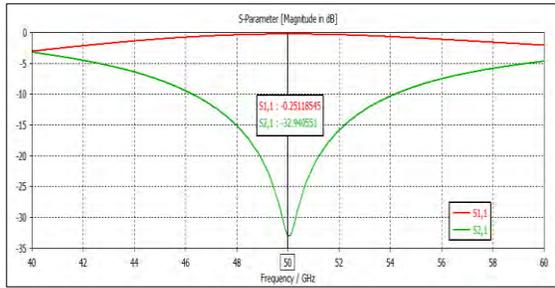
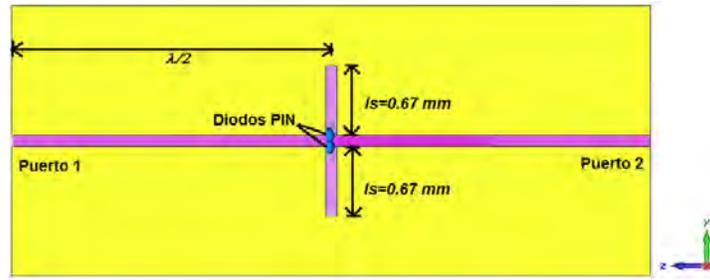


Figura 4.3: Conmutador SPST con dos stub  $l_s=0.67$  mm a) Vista lateral b) Aislamiento en CST (curva verde) c) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja) en CST d) Circuito equivalente estado apagado e) Circuito equivalente estado encendido f) Aislamiento en CST (curva rosa) en AWR g) Pérdidas de inserción (curva rosa) y pérdidas de retorno (curva azul) en CST en AWR.

Tabla 4.2: Comparación de resultados del conmutador SPST con dos stubs de la misma longitud a la misma distancia.

Estado del conmutador SPST	Estado del diodo	CST Microwave Studio		AWR Microwave Office	
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
Apagado	Abierto	Aislamiento		Aislamiento	
		-10 dB @ 46.263 a 54.15 GHz	-1 dB @ 45.119 a 55.53 GHz	-10 dB @ 44.01 a 56.76 GHz	-1 dB @ 41.31 a 60 GHz
Encendido	Cerrado	$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
		Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno
		-0.128 a -0.176dB @ 40 a 60 GHz	< -23 dB @ 40 a 60 GHz	-0.244 dB @ 40 a 60 GHz	-31.13 dB @ 40 a 60 GHz

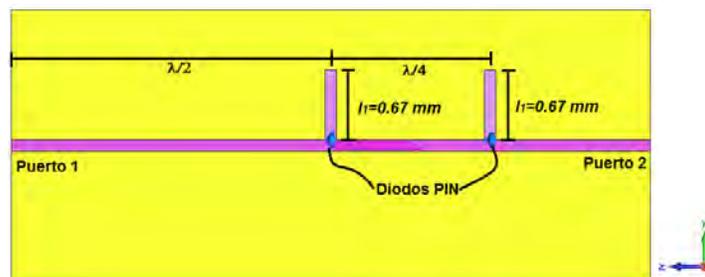
Dos stubs con misma longitud a distancias diferentes.

En la Figura 4.4a se muestra el conmutador SPST con dos stubs conectados en serie que tienen la misma longitud  $l_1 = 0.67$  mm, la distancia entre el primer y segundo stub es  $\lambda/4$ .

La caracterización del conmutador SPST en CST para el estado apagado y encendido se muestra en las Figuras 4.4b y 4.4c, respectivamente. Primero, se tienen los parámetros S para el estado apagado del conmutador donde  $|S_{21}| = -10$  dB en una banda de 10.2 GHz. Para el estado encendido  $|S_{21}| = -0.129$  dB y  $|S_{11}| < -30$  dB en toda la banda. Respecto al diseño anterior la banda creció de 7.88 GHz a 10.2 GHz, es decir 2.32 GHz.

Los circuitos equivalentes para cada estado se observan en la Figura 4.4d y 4.4e. Los resultados en AWR al caracterizar el conmutador SPST son mejores que los obtenidos en CST, pero su respuesta no toma en cuenta las pérdidas en la finline, aunque nos da una idea de cuál debe ser la respuesta del conmutador.

En otras palabras, en la Figura 4.4f se muestran los parámetros S cuando el conmutador está apagado es  $|S_{21}| = -10$  dB en un banda de 43.23 a 57.2 GHz, o sea un ancho de banda de 13.97 GHz que es mayor al obtenido en CST. Cuando el conmutador SPST está encendido  $|S_{21}| = -0.2479$  dB y  $|S_{11}| < -40$  dB en la banda U (Figura 4.4g).



a)

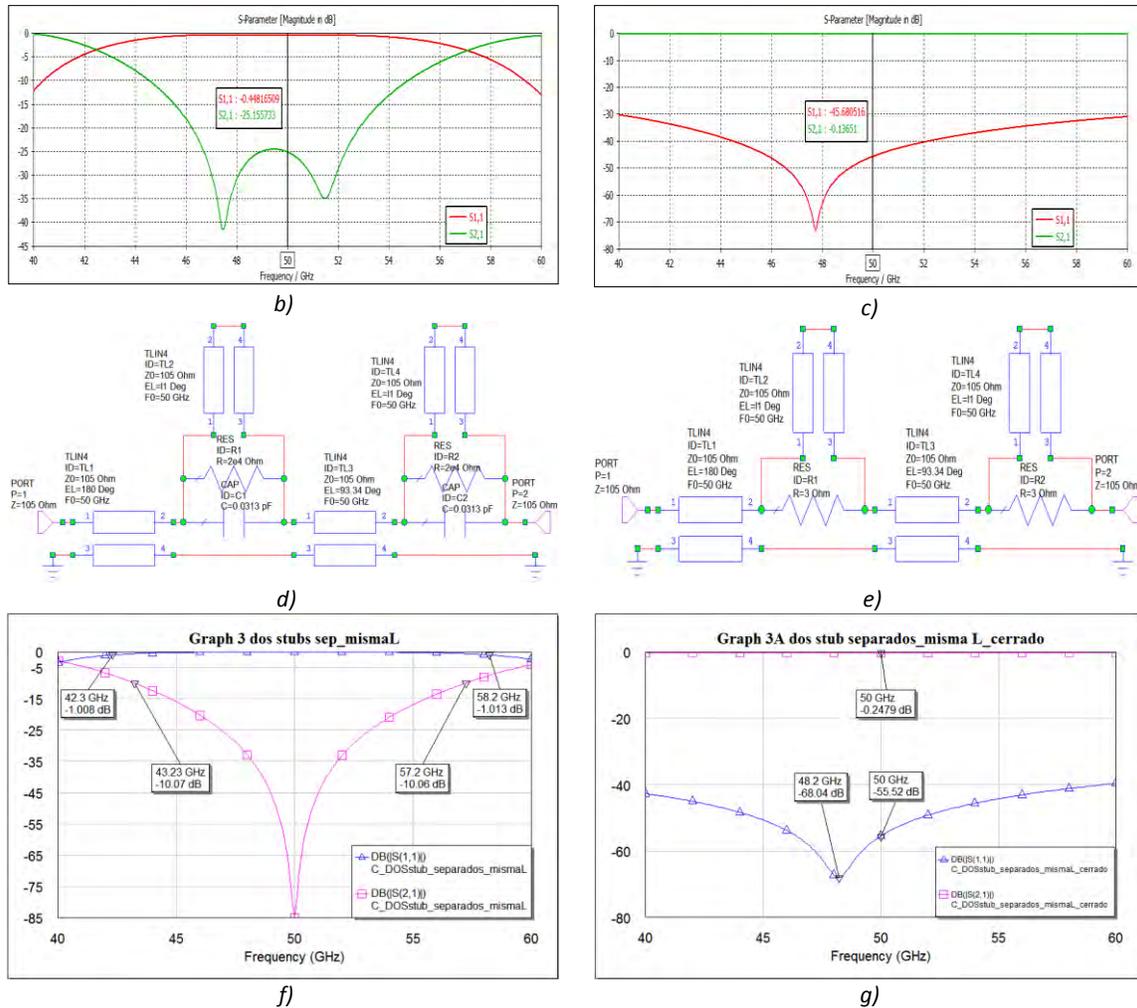


Figura 4.4: Conmutador SPST con dos stub  $l_s=0.67$  mm a  $\lambda/4$  a) Vista lateral b) Aislamiento en CST (curva verde) c) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja) en CST d) Circuito equivalente estado apagado e) Circuito equivalente estado encendido f) Aislamiento en CST (curva rosa) en AWR g) Pérdidas de inserción (curva rosa) y pérdidas de retorno (curva azul) en CST en AWR.

Tabla 4.3: Comparación de resultados del conmutador SPST con dos stubs de la misma longitud separados  $\lambda/4$ .

Estado del conmutador SPST	Estado del diodo	CST Microwave Studio		AWR Microwave Office	
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
Apagado	Abierto	Aislamiento		Aislamiento	
		-10 dB @ 44.54 a 54.75 GHz	-1 dB @ 44.773 a 54.36 GHz	-10 dB @ 43.23 a 57.2 GHz	-1 dB @ 42.3 a 58.2 GHz
Encendido	Cerrado	$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
		Pérdidas de inserción -0.128 a -0.164dB @ 40 a 60 GHz	Pérdidas de retorno < -30 dB @ 40 a 60 GHz	Pérdidas de inserción -0.248 dB @ 40 a 60 GHz	Pérdidas de retorno < -40 dB @ 40 a 60 GHz

En la Tabla 4.3 están resumidos los resultados obtenidos en ambos softwares para cada estado del conmutador y la banda de operación de cada uno. Aunque este diseño sí mejoró aún no cumple con los objetivos requeridos, por lo tanto, es necesario seguir modificando el diseño como se describe posteriormente.

### Dos stubs con diferentes longitudes

En este diseño se tendrán dos stubs con longitudes diferentes  $l_{s1}$  y  $l_{s2}$ , también se variará la distancia que se tienen entre ellos  $l_{lin}$ . Con ayuda de AWR obtendremos las longitudes eléctricas de cada línea de transmisión, después haremos la conversión a milímetros para poder diseñar el conmutador SPST en CST. En la Figura 4.5a se observa la vista lateral del conmutador SPST con dos stubs y la distancia entre ellos. Las longitudes son:

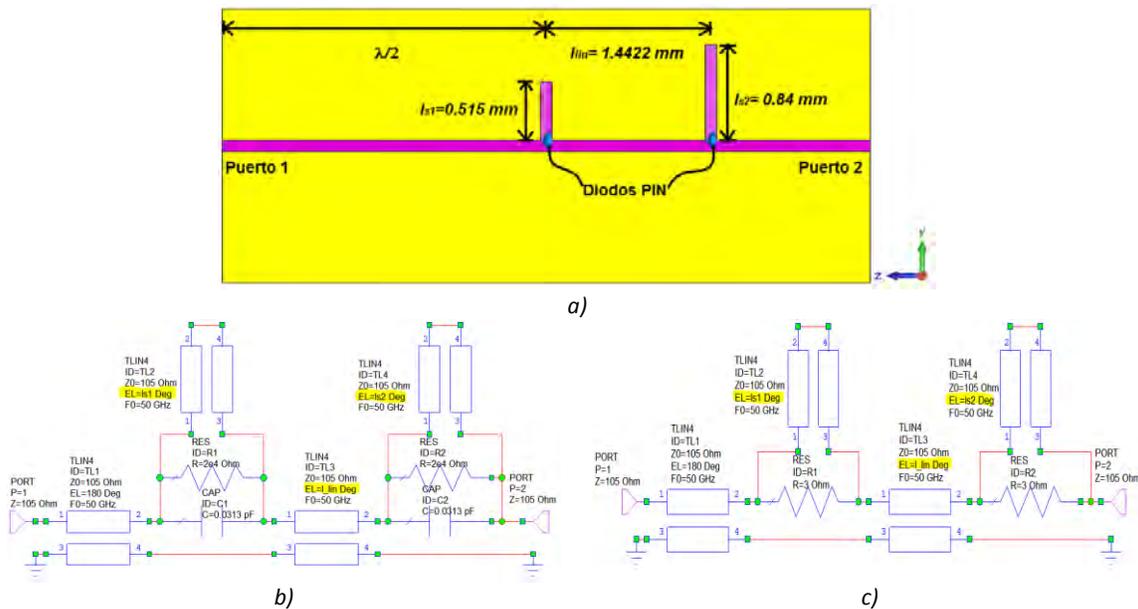
$$EL_{s1} = 33.92^\circ \rightarrow l_{s1} = 0.515\text{mm} \quad \text{Long. 1er stub}$$

$$EL_{s2} = 55.32^\circ \rightarrow l_{s2} = 0.84\text{mm} \quad \text{Long. 2do stub}$$

$$EL_{lin} = 94.96^\circ \rightarrow l_{lin} = 1.4422\text{mm} \quad \text{Distancia entre stubs}$$

Después de la vista lateral del conmutador se observan los circuitos equivalentes, dado que con ellos se comenzó a diseñar. En la Figura 4.5b y 4.5c están resaltadas las longitudes eléctricas variadas en los circuitos. Los parámetros S en AWR se muestran en la Figura 4.5d para el estado apagado son  $|S_{21}| = -10$  dB en la banda U. En el estado encendido los parámetros tenemos  $|S_{21}| = -0.2479$  dB y  $|S_{11}| < -40$  dB en toda la banda (Figura 4.5e).

Posteriormente, se realiza la simulación en CST y sus parámetros S para el estado apagado son  $|S_{21}| = -10$  dB en una banda de 40.439 GHz a 55.9 GHz (Figura 4.5f). En el caso del estado encendido los parámetros ilustrados en la Figura 4.5g son  $|S_{21}| = -0.14$  dB y  $|S_{11}| < -25$  dB en toda la banda.



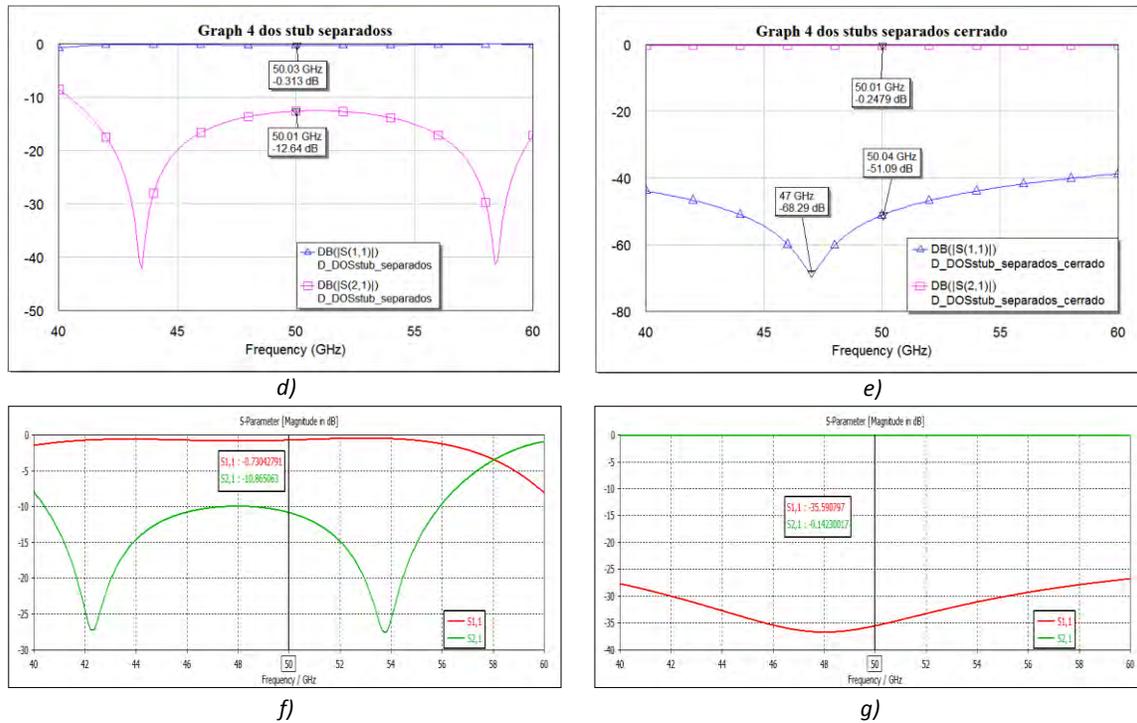


Figura 4.5: Conmutador SPST con dos stub de distintas longitudes a) Vista lateral b) Circuito equivalente estado apagado c) Circuito equivalente estado encendido d) Aislamiento en CST (curva rosa) en AWR e) Pérdidas de inserción (curva rosa) y pérdidas de retorno (curva azul) en AWR f) Aislamiento en CST (curva verde) en CST g) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja) en CST.

En la Tabla 4.4 están contenidos los resultados de todas nuestras gráficas y en el rango de frecuencias para el que se logra el objetivo. Los resultados en CST cuando  $|S_{21}| = -10$  dB se cumplen en un ancho de banda de 15.46 GHz, porque de 56 – 60 GHz y en 40 GHz  $|S_{21}|$  es mayor. Podemos considerar que sí existe mejora en el ancho de banda respecto a las configuraciones anteriores, el incremento es de 5.26 GHz.

Tabla 4.4: Comparación de resultados para un conmutador SPST con dos stubs de diferentes longitudes.

Estado del conmutador SPST	Estado del diodo	CST Microwave Studio		AWR Microwave Office	
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
Apagado	Abierto	Aislamiento	Aislamiento	Aislamiento	Aislamiento
		-10 dB @ 40.43 a 55.89 GHz	-1 dB @ 41.063 a 55.53GHz	-10 dB @ 40.47 a 60 GHz	> -1 dB @ 40 a 60 GHz
Encendido	Cerrado	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno
		-0.134 a -0.177dB @ 40 a 60 GHz	< -26 dB @ 40 a 60 GHz	-0.248 dB @ 40 a 60 GHz	< -38 dB @ 40 a 60 GHz

### 1.1.3. Conmutador SPST con tres stubs y optimización.

Ahora, probaremos un diseño del conmutador SPST con tres stubs de distintas longitudes como se observa en la Figura 4.6a. A continuación, se muestran las longitudes de los stubs y de las líneas de transmisión que son las distancias entre ellos. El procedimiento es igual que en los diseños anteriores donde primero se calculan las distancias eléctricas en AWR y después se convierten a milímetros para poder realizar el diseño en CST.

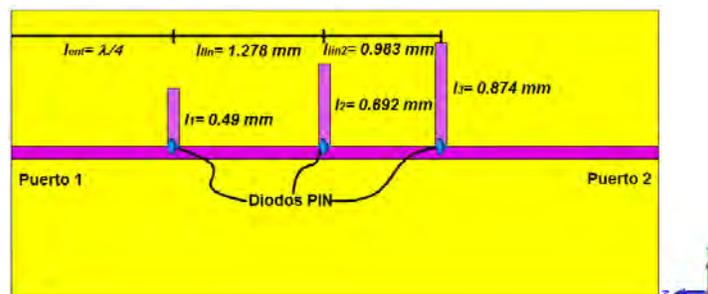
$$\begin{aligned}
 EL_{s_1} &= 32.32^\circ \rightarrow l_1 = 0.4908 \text{ mm} && \text{Long. 1er stub} \\
 EL_{s_2} &= 45.59^\circ \rightarrow l_2 = 0.6923 \text{ mm} && \text{Long. 2do stub} \\
 EL_{s_3} &= 57.57^\circ \rightarrow l_3 = 0.8743 \text{ mm} && \text{Long. 3er stub} \\
 EL_{lin} &= 84.18^\circ \rightarrow l_{lin} = 1.2784 \text{ mm} && \text{Distancia entre los stubs 1 y 2} \\
 EL_{lin2} &= 67.74^\circ \rightarrow l_{lin2} = 0.9832 \text{ mm} && \text{Distancia entre los stubs 2 y 3}
 \end{aligned}$$

En la Figura 4.6b y 4.6c observamos el circuito equivalente para estado apagado y el estado encendido del conmutador SPST, respectivamente. Después están ilustradas los parámetros S en AWR para cada estado. En la Figura 4.6d tenemos las curvas correspondientes al estado apagado del conmutador donde  $|S_{21}| < -20$  dB en una banda de 41.49 a 60 GHz, es decir 18.5 GHz de ancho de banda. Por otro lado, los parámetros S en estado encendido son  $|S_{21}| = -0.453$  dB y  $|S_{11}| < -35$  dB en toda la banda se muestran en la Figura 4.6e.

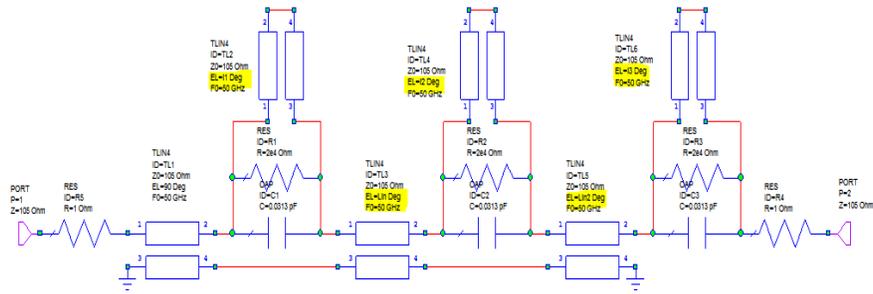
Luego de caracterizar el diseño en CST obtenemos las gráficas mostradas en la Figura 4.6f y 4.6g. En la primera observamos que  $|S_{21}| < -18$  dB en una banda de 44.91 a 56.2 GHz. En la segunda gráfica los parámetros son  $|S_{21}| = -0.2$  dB y  $|S_{11}| < -20$  dB en toda la banda. Una vez más notamos que las curvas de los parámetros S en ambos softwares tienen forma similar, sin embargo, sus valores sí son diferentes. Las razones se han comentado con anterioridad.

El aislamiento se midió en 18 dB y alcanzó un ancho de banda de 11.29 GHz. Las características del conmutador SPST mejoran conforme aumenta el número de stubs.

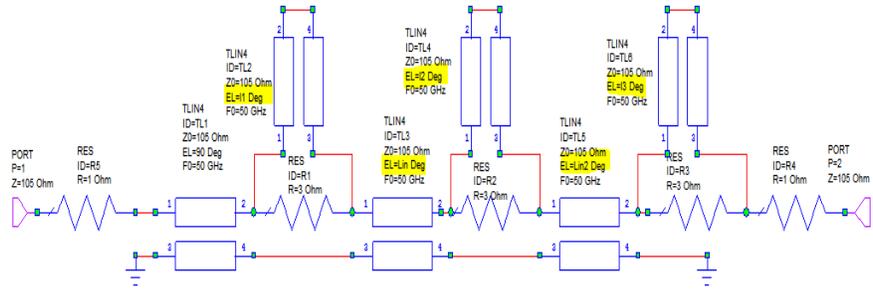
En la Tabla 4.5 se tiene la comparación de resultados en ambos softwares para el diseño con tres stubs en un solo lado. Luego de terminar con este diseño simple se realizará una optimización en CST de las longitudes de los stubs y la distancia entre ellos para que cuando se haga el diseño con más stubs sea posible alcanzar nuestros objetivos.



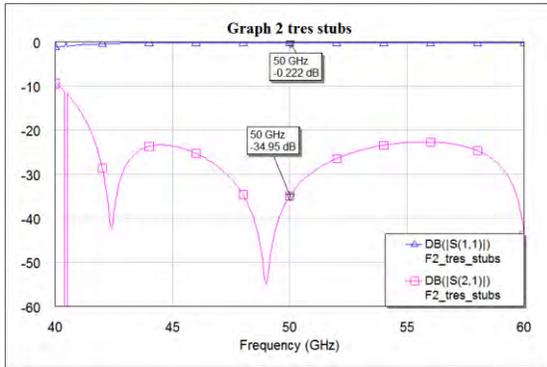
a)



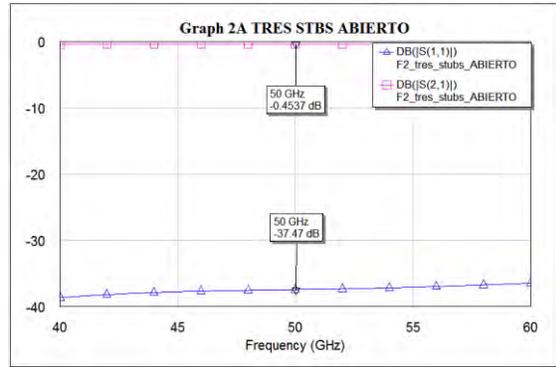
b)



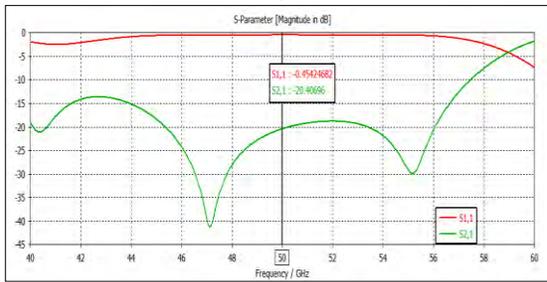
c)



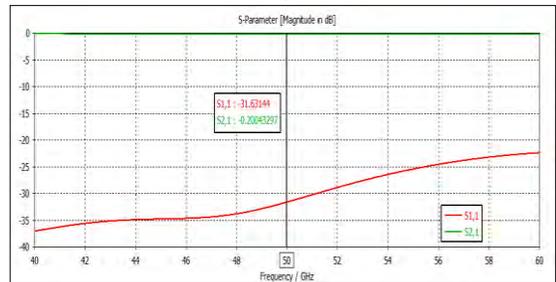
d)



e)



f)



g)

Figura 4.6: Conmutador SPST con tres stub de distintas longitudes a) Vista lateral b) Circuito equivalente estado apagado c) Circuito equivalente estado encendido d) Aislamiento en CST (curva rosa) en AWR e) Pérdidas de inserción (curva rosa) y pérdidas de retorno (curva azul) en AWR f) Aislamiento en CST (curva verde) en CST g) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja) en CST.

Tabla 4.5: Comparación del conmutador SPST con tres stubs.

Estado del conmutador SPST	Estado del diodo	CST Microwave Studio		AWR Microwave Office	
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
Apagado	Abierto	Aislamiento		Aislamiento	
		-18 dB @ 44.91 a 56.2 GHz	-1 dB @ 43.7 a 56.68 GHz	< -20 dB @ 41.49 a 60 GHz	-1 dB @ 40 a 60 GHz
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
Encendido	Cerrado	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno
		-0.17 a -0.26dB @ 40 a 60 GHz	< -22 dB @ 40 a 60 GHz	-0.453 dB @ 40 a 60 GHz	< -35 dB @ 40 a 60 GHz
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $

### Optimización

Una vez que llegamos a la conclusión de que al aumentar el número de stubs se mejora el desempeño del conmutador SPST, se hace una optimización de las variables en CST con el objetivo de mejorar las características. Lo anterior debido a que, en los siguientes diseños donde habrá más stubs, se tomarán las longitudes obtenidas en la optimización anterior y la longitud del nuevo stub se calculará mediante AWR.

En la Tabla 4.6 se muestran las metas que deseamos alcanzar con la optimización, el rango de frecuencia y el peso que tiene cada uno de los parámetros. Luego están los parámetros que son modificados, su valor y la descripción de cada uno. El algoritmo utilizado es el Simplex.

La optimización se hace para el estado apagado del conmutador puesto que en este caso se tienen un aislamiento pobre. Posteriormente, se hará la simulación para el estado encendido del conmutador SPST con los valores obtenidos en la optimización.

Una vez terminada la optimización se muestra la vista lateral del conmutador con las longitudes finales para este diseño en la Figura 4.7a. El resultado de la optimización para el parámetro  $|S_{21}|$  cuando los diodos p-i-n están en circuito abierto y el conmutador SPST está apagado se ilustra en la Figura 4.7b. Aquí, podemos resaltar que sí hubo una mejora respecto al umbral inicial mas no para el ancho de banda.

De lado derecho vemos los parámetros S cuando el conmutador está encendido y los diodos p-i-n en corto circuito, con los valores obtenidos en la optimización se hizo una simulación y se observa que las pérdidas de inserción disminuyeron de 0.2 dB a 0.18 dB (Figura 4.7c). Las pérdidas por retorno son mejores que 32 dB que es mejor que el resultado no optimizado.

Tabla 4.6: Parámetros de la optimización del SPST con tres stubs en estado cerrado.

Metas	Parámetros S		Rango de frecuencia	Peso
	Aislamiento	$ S_{11}  > -1$ dB		40 a 60 GHz
$ S_{21}  < -20$ dB			40 a 60 GHz	25.0
Parámetros	Nombre	Valor	Descripción	
	$l_1$	0.442 [mm]	Longitud del primer stub	
	$l_2$	0.841 [mm]	Longitud del segundo stub	
	$l_3$	0.666 [mm]	Longitud del tercer stub	
	$l_{lin}$	1.066 [mm]	Distancia entre el 1er y 2do stub	
	$l_{lin2}$	1.039 [mm]	Distancia entre el 2do y 3er stub	

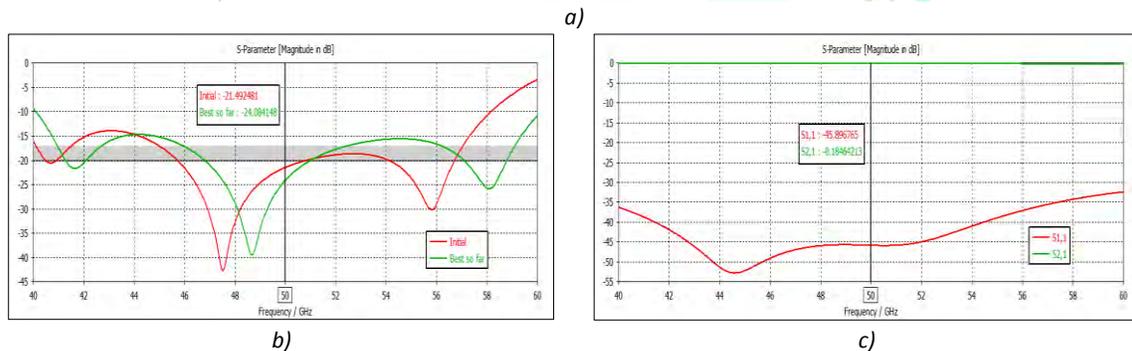
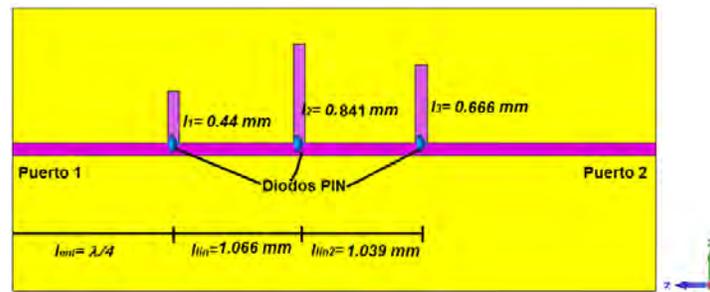


Figura 4.7: Optimización del conmutador SPST con tres stubs a) Vista lateral b) Aislamiento antes (curva roja) y después (curva verde) de la optimización c) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja).

### 1.1.4. Conmutador SPST con cuatro stubs y optimización.

Ahora se describen los diseños para un conmutador SPST con cuatro stubs en dos configuraciones distintas. La primera con dos stubs en cada lado de la finline y longitudes diferentes y el segundo con distancias y longitudes distintas.

#### Cuatro stubs con diferentes longitudes

Ahora se describe el conmutador SPST diseñado con cuatro stubs de diferentes longitudes  $l_{1_1}$ ,  $l_{1_2}$ ,  $l_{1_3}$  y  $l_{1_4}$ . Dichos stubs están colocados a ambos lados de la finline a la misma distancia los primeros dos y los otros dos separados a una distancia cercana a  $\lambda/4$ . Las longitudes de cada línea de transmisión son las siguientes:

$$EL_{s1} = 35.99^\circ \rightarrow l_{-1} = 0.5465 \text{ mm} \quad \text{Long. 1er stub}$$

$$EL_{s2} = 35.78^\circ \rightarrow l_{-2} = 0.5433 \text{ mm} \quad \text{Long. 2do stub}$$

$$EL_{s3} = 58.06^\circ \rightarrow l_{-3} = 0.8817 \text{ mm} \quad \text{Long. 3er stub}$$

$$EL_{s4} = 56.67^\circ \rightarrow l_{-4} = 0.8606 \text{ mm} \quad \text{Long. 4to stub}$$

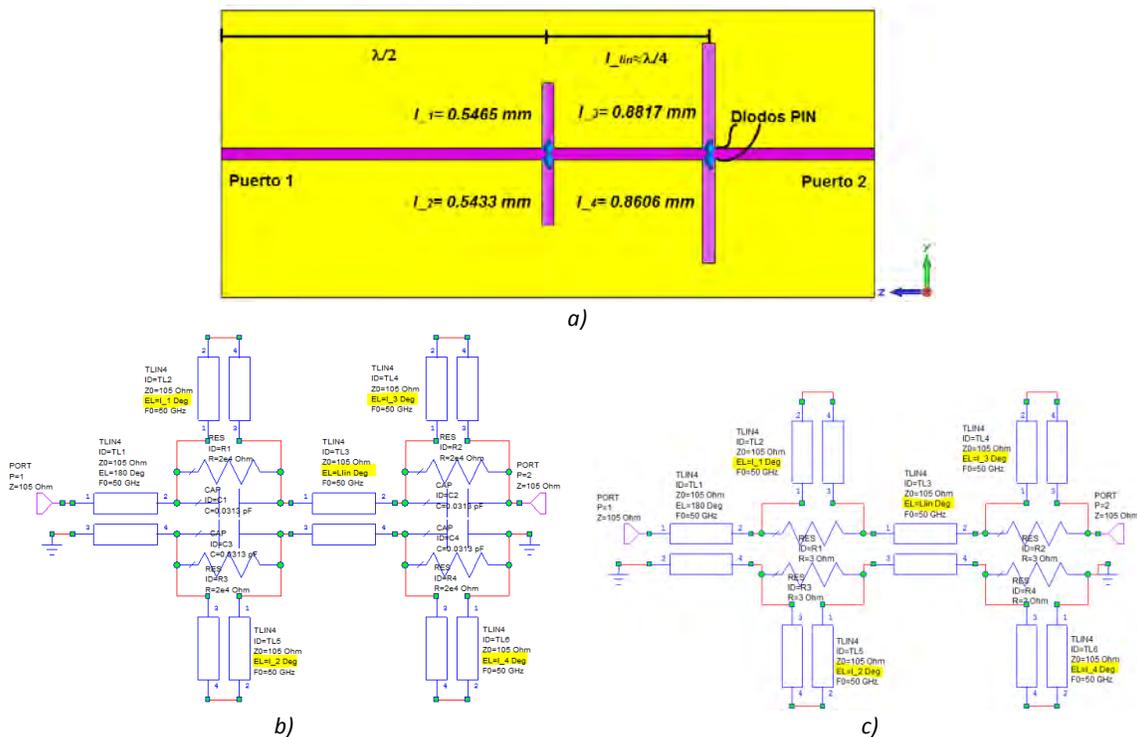
$$EL_{lin} = 88.63^\circ \rightarrow l_{lin} = 1.346 \text{ mm} \quad \text{Distancia entre los stubs}$$

En la Figura 4.8a se observa la vista lateral de la finline con los cuatro stubs como se describió anteriormente. Luego están los circuitos equivalentes del conmutador en estado apagado y encendido donde se resaltan las longitudes de los stubs y la línea de transmisión que los separa, Figura 4.8b y 4.8c.

Después observamos las respuestas de los parámetros S en AWR en la Figura 4.8d y 4.8e. En este caso medimos el aislamiento del conmutador SPST en estado apagado a 23 dB. A la frecuencia central de 50 GHz  $|S_{21}| = -23.93 \text{ dB}$ . Por otro lado, para el estado encendido las pérdidas de inserción son de 0.495 dB y las pérdidas de retorno son mejores de 25 dB en toda la banda.

Con respecto a la simulación en CST podemos notar que en la Figura 4.8f el aislamiento es medido en 18 dB. La respuesta obtenida en CST respecto a la de AWR es peor porque se toman en cuenta los sustratos dieléctricos y las pérdidas en la finline.

Para el estado encendido del conmutador los parámetros S mostrados en la Figura 4.8g se tienen pérdidas de inserción de 0.2787 dB y pérdidas de retorno de mejores que 23 dB en la banda U.



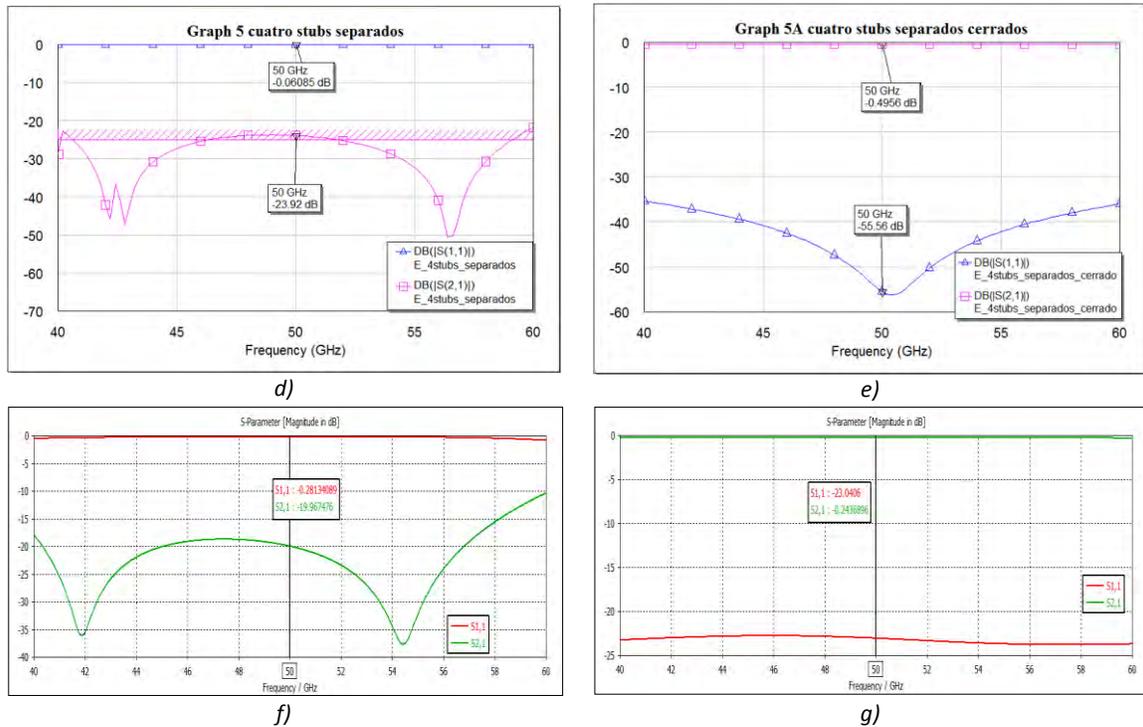


Figura 4.8: Conmutador SPST con cuatro stub de distintas longitudes dos lados a) Vista lateral b) Circuito equivalente estado apagado c) Circuito equivalente estado encendido d) Aislamiento en CST (curva rosa) en AWR e) Pérdidas de inserción (curva rosa) y pérdidas de retorno (curva azul) en AWR f) Aislamiento en CST (curva verde) en CST g) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja) en CST.

En la Tabla 4.7 se hace la comparación de resultados para este diseño con cuatro stubs. Los umbrales de las medidas tomadas ahora han cambiado un poco respecto a los diseños anteriores, puesto que ya se comprobó que al incrementar el número de stubs la respuesta mejora satisfactoriamente. Por ahora, para este diseño ahora el aislamiento paso de ser medido de 10 dB a 18 dB lo que representa un incremento significativo, sin embargo, aún falta optimizarlo para poder alcanzar nuestras metas.

Tabla 4.7: Comparación de resultados para un conmutador SPST con cuatro stubs, dos de cada lado.

Estado del conmutador SPST	Estado del diodo	CST Microwave Studio		AWR Microwave Office	
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
Apagado	Abierto	Aislamiento		Aislamiento	
		-18 dB @ 40 a 57.3 GHz	-1 dB @ 40 a 60 GHz	< -23 dB @ 40 a 60 GHz	-1 dB @ 40 a 60 GHz
Encendido	Cerrado	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno
		-0.22 a -0.28dB @ 40 a 60 GHz	< -22 dB @ 40 a 60 GHz	-0.495 dB @ 40 a 60 GHz	< -35 dB @ 40 a 60 GHz

### Cuatro stubs con diferentes longitudes y distancias

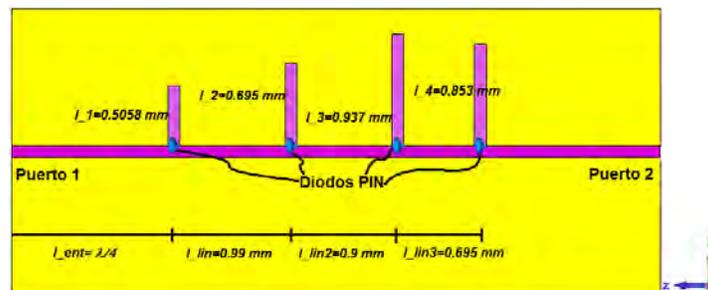
El diseño con tres stubs de diferentes longitudes para un solo lado de la finline obtuvo resultados buenos. No obstante, es necesario comprobar si al aumentar un stub el resultado será mejor. Anteriormente, se realizó un diseño con cuatro stubs en ambos lados de la finline que obtuvo buenas características, sin embargo, debemos recordar que cuando tenemos stubs a la misma distancia de la entrada existe una interferencia en el campo por lo que los resultados no serán óptimos. Por lo tanto, se diseña un conmutador SPST con cuatro stubs de un solo lado de la finline como se muestra en la Figura 4.9a, donde también podemos observar que la distancia del primer stub a la entrada es de  $\lambda/4$ .

Las longitudes de los stubs y la distancia a la cual están separados entre sí son las siguientes:

$$\begin{aligned} EL_{s_1} &= 33.31^\circ \rightarrow l_1 = 0.5058 \text{ mm} && \text{Long. 1er stub} \\ EL_{s_2} &= 45.78^\circ \rightarrow l_2 = 0.695 \text{ mm} && \text{Long. 2do stub} \\ EL_{s_3} &= 61.7^\circ \rightarrow l_3 = 0.937 \text{ mm} && \text{Long. 3er stub} \\ EL_{s_4} &= 56.17^\circ \rightarrow l_4 = 0.853 \text{ mm} && \text{Long. 4to stub} \\ EL_{lin} &= 65.21^\circ \rightarrow l_{lin} = 0.99 \text{ mm} && \text{Distancia entre los stubs 1 y 2} \\ EL_{lin2} &= 59.29^\circ \rightarrow l_{lin2} = 0.9 \text{ mm} && \text{Distancia entre los stubs 2 y 3} \\ EL_{lin3} &= 45.79^\circ \rightarrow l_{lin3} = 0.695 \text{ mm} && \text{Distancia entre los stubs 3 y 4} \end{aligned}$$

Primero comenzamos con el diseño de los circuitos equivalentes en AWR. En la Figura 4.9b y 4.9c se muestra el conmutador SPST en estado apagado y encendido con cuatro stubs. Para poder calcular las longitudes de cada stub en este diseño fue necesario utilizar la herramienta *tune*, puesto que en el circuito equivalente con los diodos abiertos es necesario tener una respuesta menor a  $-20$  dB en toda la banda.

En AWR exigimos una meta mayor a la necesaria de  $|S_{21}| = -30$  dB, puesto que cuando se realice la estructura en CST la respuesta decaerá y esta es una forma de asegurar que nuestro conmutador SPST cumpla con las especificaciones en la mayor parte de la banda. De ahí que, en la Figura 4.9d se tenga una curva menor que  $-30$  dB en toda la banda. En el caso del estado encendido del SPST  $|S_{21}| = -0.577$  dB y  $|S_{11}| < -35$  dB en la banda U, como se ilustra en la Figura 4.9e.



a)

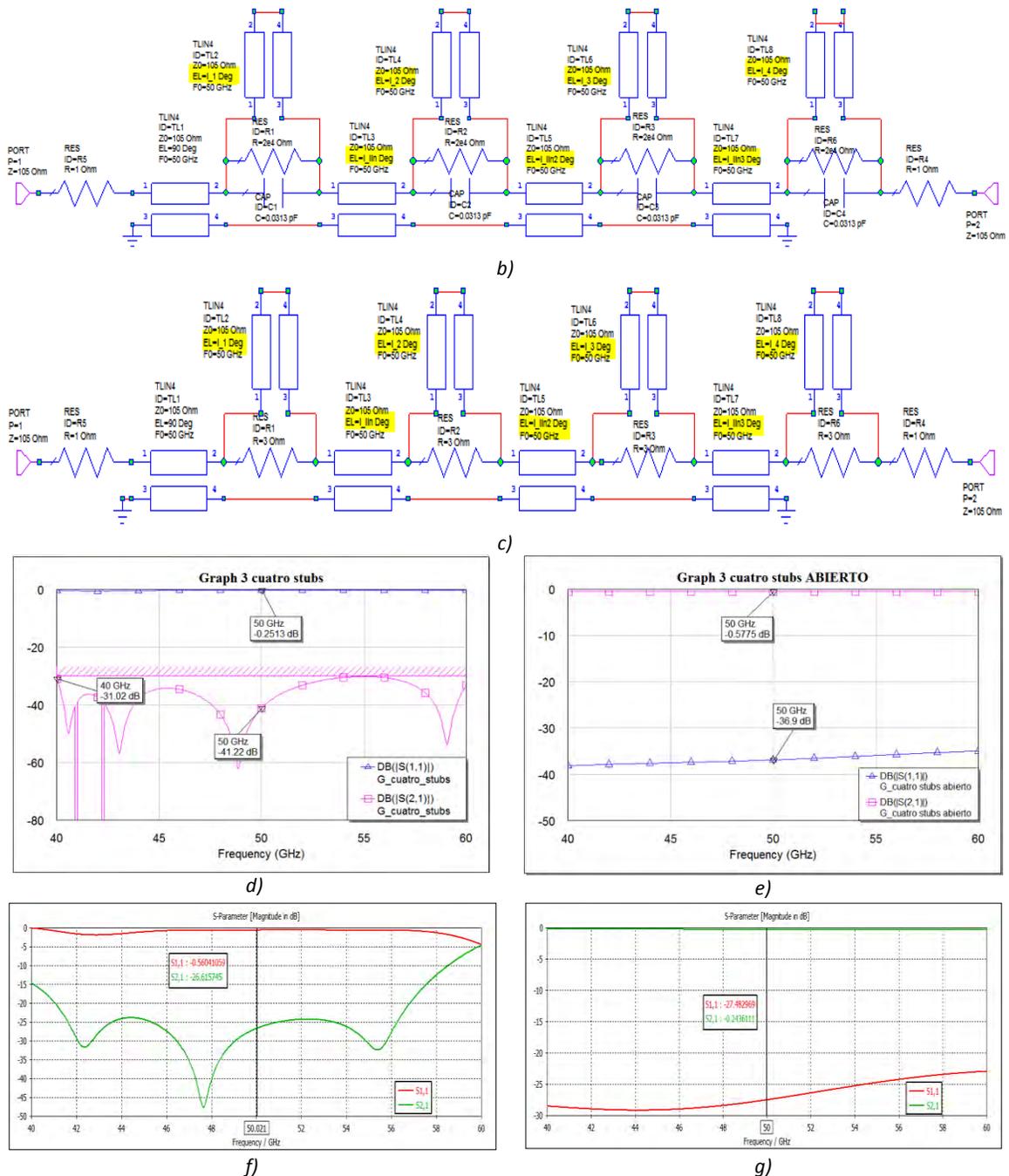


Figura 4.9: Conmutador SPST con cuatro stub de distintas longitudes y distancias a) Vista lateral b) Circuito equivalente estado apagado c) Circuito equivalente estado encendido d) Aislamiento en CST (curva rosa) en AWR e) Pérdidas de inserción (curva rosa) y pérdidas de retorno (curva azul) en AWR f) Aislamiento en CST (curva verde) en CST g) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja) en CST.

Después, de simular el conmutador en estado apagado en CST podemos ver en la Figura 4.9f que el ancho de banda medido cuando  $|S_{21}| = -20$  dB es de 15.75 GHz que va de 41.05 a 56.8 GHz. En la frecuencia central tiene un valor de  $|S_{21}| = -26.66$  dB. Luego vienen ilustrados en la Figura 4.9g los parámetros S en estado encendido del SPST  $|S_{21}| > -0.3$  dB y  $|S_{11}| < -23$  dB en toda la banda.

En la Tabla 4.8 están resumidos los resultados obtenidos para este diseño con cuatro stubs de longitudes y distancias diferentes.

Tabla 4.8: Comparación de resultados en un SPST con cuatro stubs de diferentes longitudes.

Estado del conmutador SPST	Estado del diodo	CST Microwave Studio		AWR Microwave Office	
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
Apagado	Abierto	Aislamiento		Aislamiento	
		-20 dB @ 41.05 a 56.8 GHz	-2 dB @ 40 a 58.685 GHz	< -30 dB @ 40 a 60 GHz	-1 dB @ 40 a 60 GHz
Encendido	Cerrado	$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
		Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno
		-0.215 a -0.297 dB @ 40 a 60 GHz	< -23 dB @ 40 a 60 GHz	-0.577 dB @ 40 a 60 GHz	< -35 dB @ 40 a 60 GHz

## Optimización

En la simulación anterior pudimos obtener un mejor resultado para nuestro conmutador SPST, ya que el ancho de banda se mide cuando el aislamiento es 20 dB para el estado apagado. Si bien los resultados han ido mejorando, aun no es posible decir que se han alcanzado las metas óptimas. Por ello, es necesario que en CST se realice una optimización de todas nuestras variables, es decir, de las longitudes de los stubs y la separación entre ellos en toda la banda de operación.

El algoritmo utilizado en este caso, como en el anterior, es el Simplex. Las metas deseadas y las longitudes óptimas se describen en la Tabla 4.9. El error fue del 4.9% ya que en ciertas frecuencias no se pudo alcanzar la meta.

Tabla 4.9: Parámetros de la optimización del SPST con cuatro stubs en estado cerrado.

Metas	Parámetros S		Rango de frecuencia	Peso
	Aislamiento	$ S_{11}  > -1$ dB	40 a 60 GHz	5.0
	$ S_{21}  < -20$ dB	40 a 60 GHz	25.0	
Parámetros	Nombre	Valor	Descripción	
	$l_1$	0.407 [mm]	Longitud del primer stub	
	$l_2$	0.773 [mm]	Longitud del segundo stub	
	$l_3$	0.669 [mm]	Longitud del tercer stub	
	$l_4$	0.833 [mm]	Longitud del cuarto stub	
	$l_{in1}$	1.061 [mm]	Distancia entre el 1er y 2do stub	
	$l_{in2}$	0.890 [mm]	Distancia entre el 2do y 3er stub	
	$l_{in3}$	0.671 [mm]	Distancia entre el 3er y 4to stub	

Se ilustra en la Figura 4.10a la vista lateral del conmutador SPST con cuatro stubs, después de la optimización. Notamos que los stubs están distribuidos a lo largo de la finline y cada uno tiene medidas diferentes. En la Figura 4.10b se muestran las curvas del parámetro  $|S_{21}|$ , antes y después de la optimización donde es notable que se mejora el ancho de banda inicial. Además, en la frecuencia central se alcanzan los 40 dB de aislamiento que respecto al primer diseño con un stub mejoro en 14 dB.

Según las especificaciones de la empresa Quinstar el conmutador SPST debe tener un aislamiento de 26 dB en toda la banda U, nuestro diseño cumple en una banda de 48.31 GHz a 51.93 GHz, y es mejor que 20 dB en gran parte de la banda de operación.

Por otro lado, también se requiere que las pérdidas de inserción sean máximas de 1.8 dB en la banda. Este, requerimiento se cumple satisfactoriamente porque tenemos pérdidas menores que 0.3 dB y en la frecuencia central son de 0.22 dB. Sumado a esto, las pérdidas de retorno son mejores que 23 dB. Ambos parámetros se cumplen en la banda de 40 a 60 GHz. No obstante, aun debemos mejorar nuestros resultados.

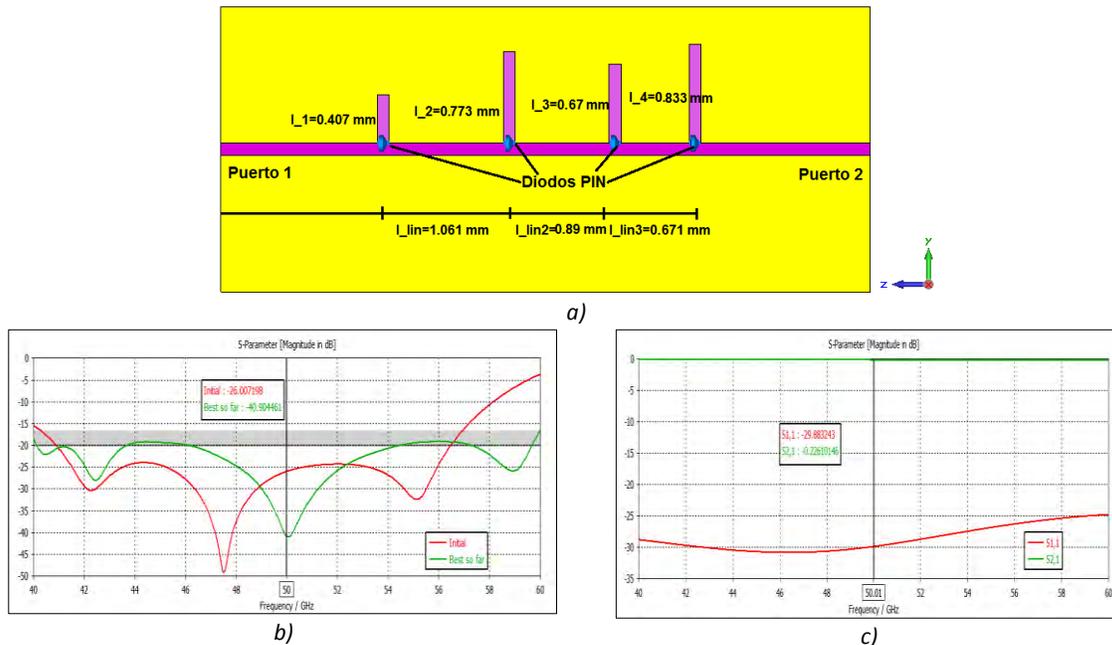


Figura 4.10: Optimización del conmutador SPST con cuatro stubs a) Vista lateral b) Aislamiento antes (curva roja) y después (curva verde) de la optimización c) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja).

### 1.1.5. Conmutador SPST con cinco stubs y optimización.

Finalmente, se propone el diseño de un conmutador SPST con cinco stubs de diferentes longitudes y diferente separación entre sí. En este caso se tienen dos propuestas: la primera, es con cinco stubs de un solo lado de la finline y la segunda, es con cuatro stubs de un lado y un stubs en el lado do opuesto de la ranura.

Este es el último diseño del conmutador SPST, porque ya tenemos suficientes diseños para poder determinar cuál es el mejor resultado obtenido para este trabajo de investigación.

### Cinco stubs con diferentes longitudes

Esta será la primera configuración del último diseño para un conmutador SPST. Agregamos otro stub porque la mejora al colocar cuatro stubs fue notable, así que comprobaremos si al colocar un quinto stubs aún podemos mejorar el diseño o ya ha llegado a su límite. En la Figura 4.11a se muestra la vista lateral del conmutador SPST con los cinco stubs. Las longitudes fueron calculadas por medio de los circuitos equivalentes simulados en AWR como se han diseñado todas las propuestas.

Con base en las longitudes anteriores comenzamos el diseño para este conmutador y con ayuda de la herramienta *tune* se ajustaron los valores de las longitudes de cada stub y la separación entre ellos para que se tuviesen respuestas adecuadas a nuestras necesidades.

$$\begin{aligned} EL_{s1} &= 32.38^\circ \rightarrow l_1 = 0.49175 \text{ mm} && \text{Long. 1er stub} \\ EL_{s2} &= 41.12^\circ \rightarrow l_2 = 0.62448 \text{ mm} && \text{Long. 2do stub} \\ EL_{s3} &= 55.01^\circ \rightarrow l_3 = 0.8354 \text{ mm} && \text{Long. 3er stub} \\ EL_{s4} &= 67.44^\circ \rightarrow l_4 = 1.024 \text{ mm} && \text{Long. 4to stub} \\ EL_{s5} &= 62.24^\circ \rightarrow l_5 = 0.9452 \text{ mm} && \text{Long. 5to stub} \\ EL_{lin} &= 90.9^\circ \rightarrow l_{lin} = 1.3805 \text{ mm} && \text{Distancia entre los stubs 1 y 2} \\ EL_{lin2} &= 61.68^\circ \rightarrow l_{lin2} = 0.9367 \text{ mm} && \text{Distancia entre los stubs 2 y 3} \\ EL_{lin3} &= 39.73^\circ \rightarrow l_{lin4} = 0.6034 \text{ mm} && \text{Distancia entre los stubs 3 y 4} \\ EL_{lin4} &= 20.11^\circ \rightarrow l_{lin4} = 0.3054 \text{ mm} && \text{Distancia entre los stubs 4 y 5} \end{aligned}$$

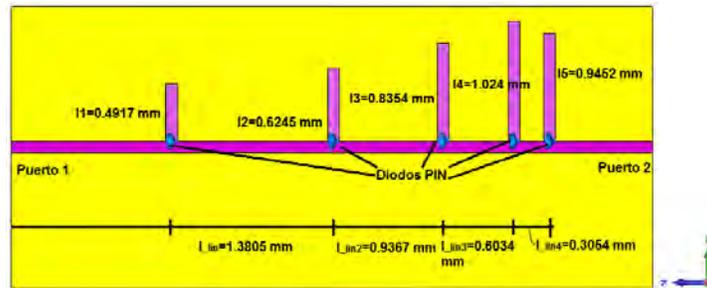
Los circuitos equivalentes se ilustran para cada estado del conmutador SPST se muestran en la Figura 4.11b y 4.11c. En la primera de ellas se observa el circuito con diodos p-i-n abiertos y el conmutador apagado y en la segunda, los diodos están cerrados y el conmutador encendido. Al realizar la caracterización de los circuitos obtenemos los parámetros S.

Cuando el conmutador SPST está apagado entonces  $|S_{21}| < -35$  dB en la banda U. En la frecuencia central de 50 GHz  $|S_{21}| = -42.26$  dB (Figura 4.11d). Por otro lado, cuando el conmutador está encendido tenemos que  $|S_{21}| = -0.699$  dB y  $|S_{11}| < -30$  dB en la banda de operación (Figura 4.11e).

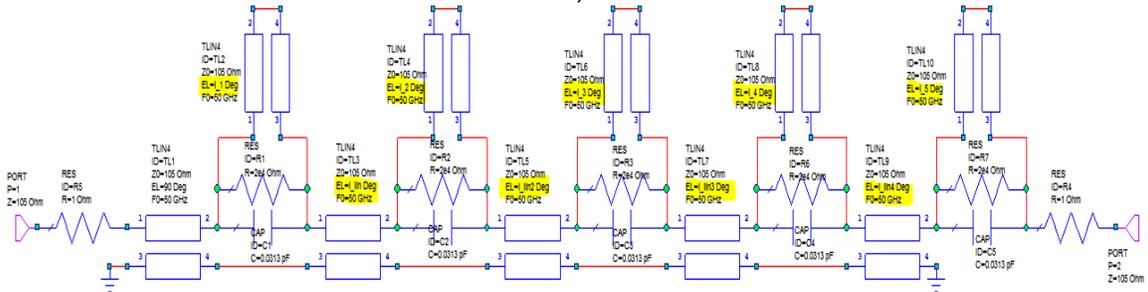
Luego de diseñar la estructura en CST y caracterizar el conmutador para ambos estados, observamos en la Figura 4.11f y 4.11g las curvas de los parámetros S. En la primera, notamos que  $|S_{21}| = -45.04$  dB en la frecuencia central. Menor que  $-20$  dB en una banda de 42.94 GHz a 57.34 GHz y menor que  $-26$  dB en una banda de 43.74 GHz a 56.86 GHz, es decir, que el ancho de banda de este conmutador es de 13.12 GHz. La mejora respecto al diseño con cuatro stubs fue de 9.5 GHz.

En el caso del conmutador SPST en estado encendido,  $|S_{21}| < -0.36$  dB y  $|S_{11}| < -20$  dB. Cabe resaltar que en este estado, las características del parámetro  $|S_{11}|$  sí se deterioraron, pero siguen siendo muy buenas porque deben ser menores que  $-10$  dB así que se cumple satisfactoriamente.

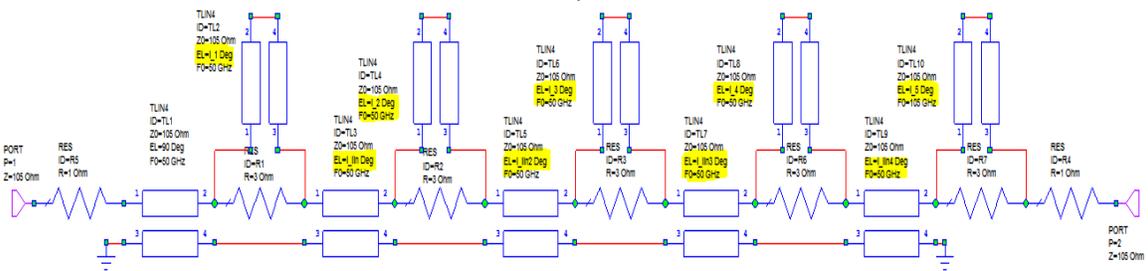
Con este diseño hemos logrado alcanzar un ancho de banda mayor que en cualquiera realizado con anterioridad, sin embargo, aún debemos optimizarlo para poder satisfacer nuestras metas y por ello, realizaremos una optimización.



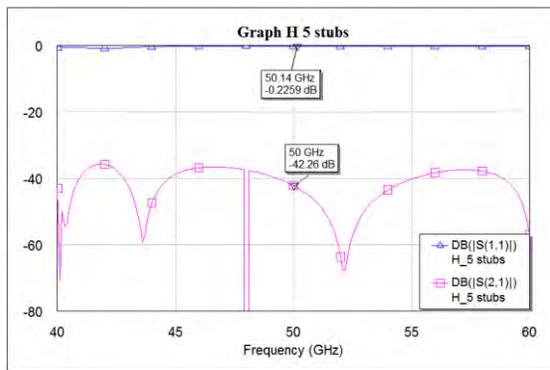
a)



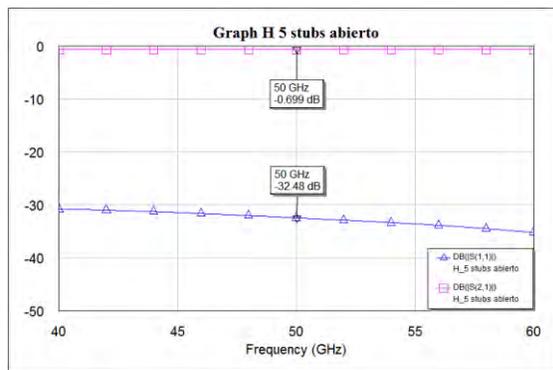
b)



c)



d)



e)

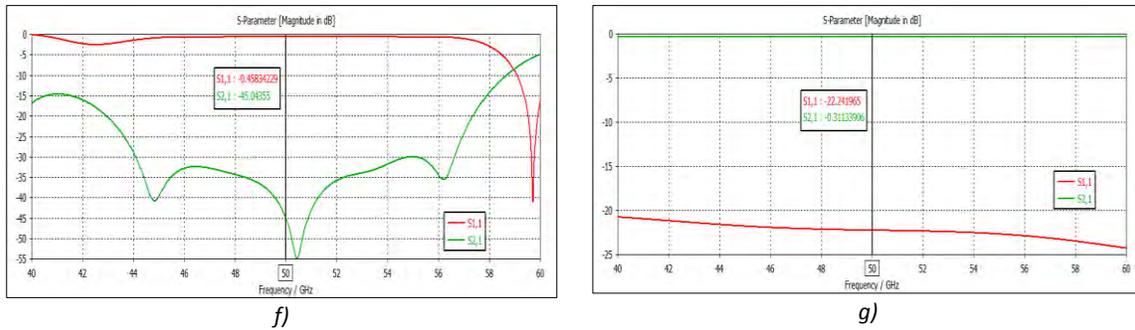


Figura 4.11: Conmutador SPST con cinco stubs de un lado a) Vista lateral b) Circuito equivalente estado apagado c) Circuito equivalente estado encendido d) Aislamiento en CST (curva rosa) en AWR e) Pérdidas de inserción (curva rosa) y pérdidas de retorno (curva azul) en AWR f) Aislamiento en CST (curva verde) en CST g) Pérdidas de inserción (curva verde) y pérdidas de retorno (curva roja) en CST.

En la Tabla 4.10 se han hecho las comparaciones de los resultados en ambos softwares para el diseño de un conmutador SPST con cinco stubs de distintas longitudes.

Tabla 4.10: Comparación de los resultados para un conmutador SPST con cinco stubs.

Estado del conmutador SPST	Estado del diodo	CST Microwave Studio		AWR Microwave Office	
		$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $
Apagado	Abierto	Aislamiento		Aislamiento	
		-20 dB @ 42.946 a 57.34 GHz	-2 dB @ 43.39 a 57.66 GHz	< -35 dB @ 40 a 60 GHz	-1 dB @ 40 a 60 GHz
Encendido	Cerrado	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno
		-0.292 a -0.354 dB @ 40 a 60 GHz	< -20 dB @ 40 a 60 GHz	-0.699 dB @ 40 a 60 GHz	< -30 dB @ 40 a 60 GHz

## Optimización

Al analizar los resultados obtenidos de la simulación para el conmutador SPST con cinco stubs, notamos una mejora considerable respecto al diseño con cuatro stubs. Dicha mejora consistió en la medición del aislamiento  $|S_{21}| = -26$  dB, para el estado cerrado del conmutador. En el conmutador SPST con cuatro stubs se tiene un ancho de banda de 3.62 GHz en una banda de 48.31 GHz a 51.93 GHz y el ancho de banda para el conmutador SPST con cinco stubs es de 13.12 GHz en una banda de 43.74 GHz a 56.86 GHz. El incremento en el ancho de banda del conmutador fue de 9.5 GHz.

Aun así, es necesario que el aislamiento sea el mismo para toda la banda U y por ello, hacemos la optimización en CST, mediante el algoritmo Simplex. Las metas de optimización y los parámetros optimizados finales se muestran en la Tabla 4.11, en el estado cerrado del conmutador SPST.

Tabla 4.11: Metas de optimización para el conmutador SPST con cinco stubs.

Metas	Parámetros S		Rango de frecuencia	Peso
			$ S_{11}  > -1$ dB	40 a 60 GHz
Aislamiento		$ S_{21}  < -25$ dB	40 a 60 GHz	50.0
Parámetros	Nombre	Valor	Descripción	
	$l_1$	0.4209 [mm]	Longitud del primer stub	
	$l_2$	0.8165 [mm]	Longitud del segundo stub	
	$l_3$	0.9063 [mm]	Longitud del tercer stub	
	$l_4$	0.7918 [mm]	Longitud del cuarto stub	
	$l_5$	0.6825 [mm]	Longitud del quinto stub	
	$l_{in1}$	0.9007 [mm]	Distancia entre el 1er y 2do stub	
	$l_{in2}$	1.0662 [mm]	Distancia entre el 2do y 3er stub	
	$l_{in3}$	0.6468 [mm]	Distancia entre el 3er y 4to stub	
	$l_{in4}$	0.3951 [mm]	Distancia entre el 4to y 5to stub	

En la Figura 4.12a se ilustra la vista lateral del conmutador SPST con cinco stubs optimizado, con sus longitudes correspondientes. Después de diversas simulaciones, obtenemos un aislamiento mejor que 24 dB en una banda de 40.998 GHz a 59.034 GHz. Se podría decir que el aislamiento empobreció, ya que disminuyó de 26 dB a 24 dB, sin embargo, debemos considerar que en frecuencias cercanas a 40 GHz y 60 GHz el aislamiento mejoró considerablemente.

Para ilustrar, se comparará la curva de aislamiento de la Figura 4.11f donde, a frecuencias superiores a 58 GHz se mostraba un aislamiento inferior a 15 dB. Después, de la optimización se mejoró el aislamiento considerablemente puesto que, su valor mínimo es de 20 dB en toda la banda de operación, como se observa en la Figura 4.12b. Por ello, es comprensible que a ciertas frecuencias el aislamiento hay empobrecido, pero en otras mejoró y es un paso para ampliar el ancho de banda.

Por otra parte, para el estado encendido del conmutador se tienen pérdidas de inserción de 0.3 dB en la frecuencia central de 50 GHz y en general, son menores que 0.36 dB en la banda de operación (Figura 4.12c). Además, las pérdidas de retorno son mejores que 22 dB en toda la banda U y a 50 GHz son iguales a 25.87 dB, mucho mejor que nuestras expectativas.

No obstante, que ya tenemos resultados relativamente buenos, consideramos realizar un último diseño para el conmutador SPST donde se hará un cambio a la configuración de los stubs y optimizaremos, así podremos concluir qué diseño fue mejor.

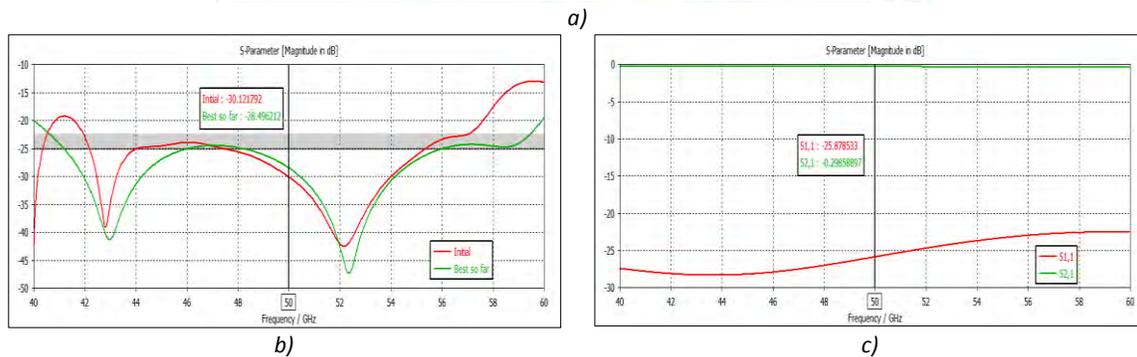
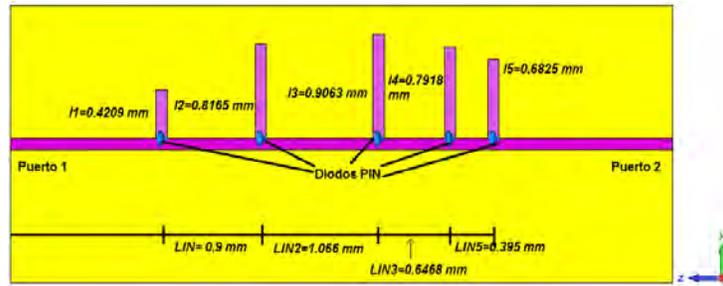


Figura 4.12: Optimización del conmutador SPST con cinco stubs de un lado a) Vista lateral con stubs optimizada b) Aislamiento antes (curva roja) y después (curva verde) de la optimización c) Pérdidas de inserción (curva verde) y de retorno (curva roja).

Cinco stubs con diferentes longitudes, lados opuestos

Como se mencionó anteriormente, es necesario mejorar el último diseño que fue con cinco stubs, a partir de los valores calculados y optimizados en el diseño anterior. Así pues, lo que debe cambiar es la configuración en la que se colocan los stubs. Para este caso, el tercer stub será colocado en el lado opuesto de la ranura, como se muestra en la Figura 4.13a.

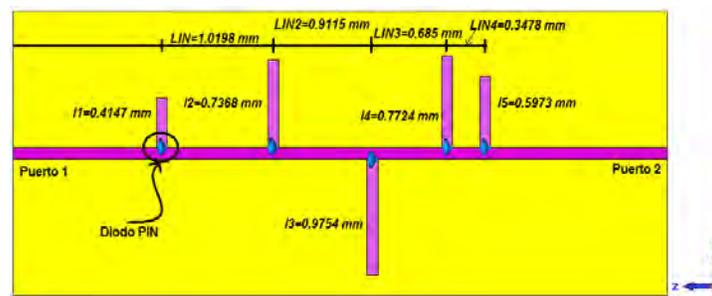
Las metas del optimizador para el conmutador SPST en estado apagado, así como los parámetros se especifican en la Tabla 4.12. El algoritmo utilizado es el Simplex. Luego de las optimizaciones el error obtenido es del 4.06 % para una meta en el aislamiento de 26 dB.

En la Figura 4.13b se ilustra una comparación de las curvas del aislamiento, antes y después de la optimización. Por un lado, la curva color rojo corresponde a la simulación del conmutador SPST en estado cerrado con la nueva configuración, sin optimizar, en la que notamos que el aislamiento a la frecuencia central es  $|S_{21}| = -34.55 \text{ dB}$  y para el resto de la banda es mejor que 15 dB. Por otro lado, la curva color verde correspondiente a la optimización, mide un aislamiento de  $|S_{21}| = -26.98 \text{ dB}$  que a pesar de ser menor, para el resto de la banda es mejor que 20 dB y mejor que 25 dB en una banda de 40.26 GHz a 59.82 GHz (Figura 4.14).

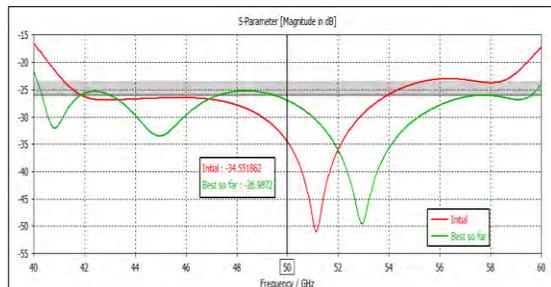
Cuando los diodos p-i-n están en estado cerrado, el conmutador está encendido y las pérdidas de inserción son menores que 0.35 dB en toda la banda U. En la frecuencia central de 50 GHz las pérdidas son  $|S_{21}| = -0.288 \text{ dB}$  y las pérdidas de retorno son  $|S_{21}| < -28.16 \text{ dB}$  mostradas en la Figura 4.13c. Las pérdidas de retorno son mejores que 25 dB en la banda de operación.

Tabla 4.12: Metas y parámetros de la optimización en CST para un conmutador SPST con cinco stubs en ambos lados de la ranura.

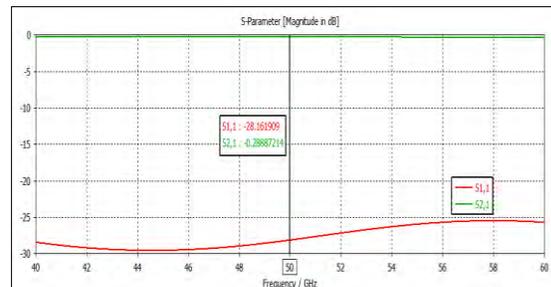
Metas	Parámetros S		Rango de frecuencia	Peso
			$ S_{11}  > -2$ dB	40 a 60 GHz
Aislamiento		$ S_{21}  < -26$ dB	40 a 60 GHz	20.0
Parámetros	Nombre	Valor	Descripción	
	$l_1$	0.4147 [mm]	Longitud del primer stub	
	$l_2$	0.7368 [mm]	Longitud del segundo stub	
	$l_3$	0.9754 [mm]	Longitud del tercer stub	
	$l_4$	0.7724 [mm]	Longitud del cuarto stub	
	$l_5$	0.5973 [mm]	Longitud del quinto stub	
	$l_{lin}$	1.0198 [mm]	Distancia entre el 1er y 2do stub	
	$l_{lin2}$	0.9115 [mm]	Distancia entre el 2do y 3er stub	
	$l_{lin3}$	0.6852 [mm]	Distancia entre el 3er y 4to stub	
	$l_{lin4}$	0.3478 [mm]	Distancia entre el 4to y 5to stub	



a)



b)



c)

Figura 4.13: Optimización del conmutador SPST con cinco stubs, ambos lados a) Vista lateral con stubs optimizada b) Aislamiento antes (curva roja) y después (curva verde) de la optimización c) Pérdidas de inserción (curva verde) y de retorno (curva roja).

En conclusión, podemos considerar que para el diseño de un conmutador SPST cumplimos las metas propuestas de acuerdo a las especificaciones de la empresa Quistar. Dichas especificaciones establecen que las pérdidas de inserción máximas para un conmutador SPST, deben ser 1.8 dB en toda la banda de operación y en las simulaciones para nuestro diseño son mucho menores, 0.35 dB. Lo que conlleva a pérdidas de retorno muy pequeñas, es decir, mejores que 25 dB.

El aislamiento mínimo debe ser de 26 dB en toda la banda, sin embargo, en nuestro diseño alcanzamos un aislamiento de 25 dB en más del 95% de la banda mostrado en la Figura 4.14. Con este resultado, concluimos este diseño del conmutador SPST, porque a pesar de las optimizaciones no se alcanzaron los 26 dB necesarios, pero consideramos que es un buen resultado. En un trabajo futuro se podría seguir haciendo más diseños o proponer otro tipo de stubs que permitan un ancho de banda amplio.

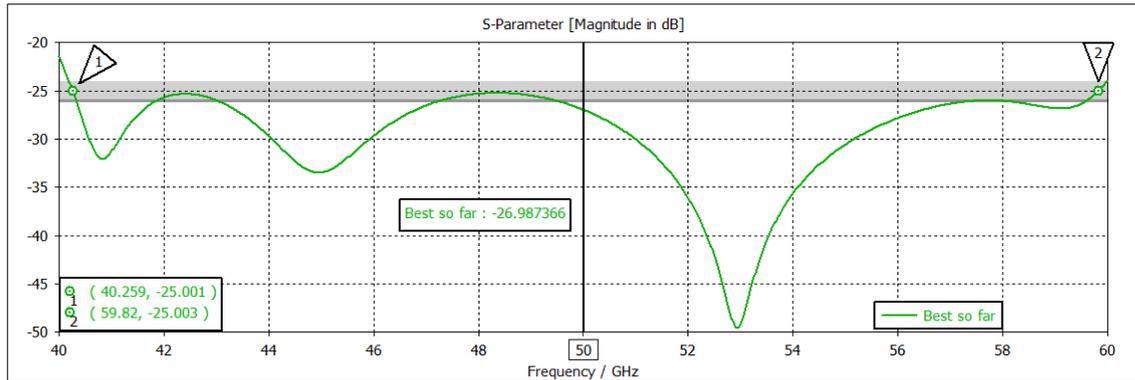


Figura 4.14: Curva de aislamiento para un conmutador SPST con cinco stubs, después de la optimización.

## 4.2. Diseño del conmutador SPDT.

Después de terminar satisfactoriamente la optimización del conmutador SPST con cinco stubs en serie con la línea finline y con diodos en paralelo a los stubs, se propone el diseño de un conmutador SPDT con cuatro y cinco stubs en cada brazo, a partir de esta configuración.

En el caso del conmutador SPST fue necesario pasar de una configuración simple (un stub) a una más compleja (cinco stubs) porque de esta manera nos acercamos a un diseño óptimo. Si se comenzará con un diseño complejo, el número de variables a considerar aumenta, por lo que resultaría casi imposible determinar qué variable debe ser optimizada. Por ello, primero diseñamos y optimizamos el conmutador SPST y luego, con base en dos de las configuraciones con mejores características del conmutador SPST, simulamos y optimizamos el conmutador SPDT.

Diseñamos la finline para el conmutador SPDT, como se muestra en la Figura 4.15a y 4.15b donde tenemos la vista en perspectiva y la vista lateral, respectivamente. Desde la unión T hacia los puertos 2 y 3 tenemos una longitud de 5.4673 mm, es decir, 10.9346 mm que corresponde a dos veces la longitud de onda de la finline evaluada a 50 GHz. La distancia del puerto 1 a la unión T es de 4.883 mm. La ranura es la misma que para el conmutador SPST,  $S = 0.1 \text{ mm}$ .

Luego, simulamos con el fin de saber cuál es el comportamiento de la finline y debido a que no tenemos ningún elemento concentrado la señal se transmite del puerto 1 al puerto 2 y 3. Por lo tanto, en la Figura 4.15c podemos notar que la transmisión tiene la misma magnitud

en los puertos 2 y 3, de  $|S_{21}| = -3.91 \text{ dB}$  y  $|S_{31}| = -3.91 \text{ dB}$ , mientras que la reflexión es  $|S_{11}| = -7.69 \text{ dB}$  en la frecuencia central de 50 GHz.

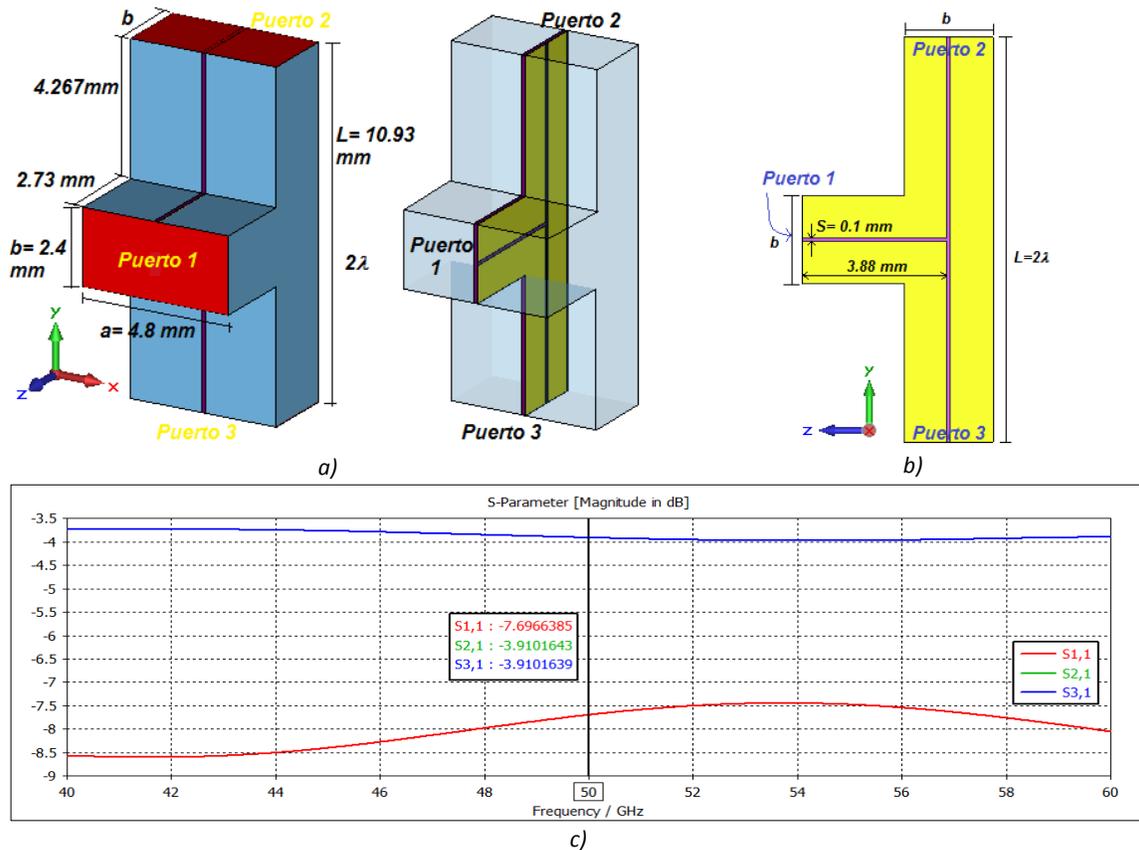


Figura 4.15: Finline simple para conmutador SPDT a) Vista en perspectiva exterior e interior con medidas b) Vista lateral y medida del puerto 1 a la unión T c) Dependencia de la transmisión en los puertos 2 y 3 respecto a la frecuencia (curvas verde y azul), dependencia de la reflexión respecto a la frecuencia (curva roja).

Notamos que los parámetros S en esta estructura no son mejores respecto a otras, puesto que tenemos la unión T que genera reactancias parásitas que aumentan la reflexión. Sin embargo, realizaremos la simulación del conmutador SPDT con cuatro stubs en cada brazo y comprobaremos si para este tipo de configuración se pueden obtener buenas características. Ya que, hasta el momento los diseños para este tipo de conmutador solamente han alcanzado un ancho de banda máximo de 10 GHz. Luego, optimizaremos el diseño con cuatro stubs.

Finalmente, haremos pruebas para un conmutador SPDT que tenga cinco stubs en cada brazo y realizaremos optimizaciones de este diseño. Después, concluiremos cuál de estos dos diseños fue el mejor. En este caso, no seguiremos el proceso que se tuvo para un conmutador SPST donde se fueron agregando stubs puesto que, los mejores resultados se obtuvieron a partir de una configuración con cuatro y cinco stubs en serie con la finline. Por ello, comenzaremos con un diseño con cuatro stubs.

### 4.2.1. Conmutador SPDT con cuatro stubs.

Propondremos el diseño para un conmutador SPDT con cuatro stubs en serie en cada brazo. La señal entra en el puerto 1, se transmitirá hacia el puerto 2 con lo que obtendremos las pérdidas de inserción y en el puerto 3 no debe transmitirse, lo que nos dará las pérdidas de retorno y el aislamiento. En el puerto 2, sobre la entrada de los stubs están colocados los diodos p-i-n en estado cerrado y en el puerto 3 están los diodos en estado abierto.

Las longitudes iniciales de los stubs y la distancia entre ellos son las calculadas después de la optimización en CST para el conmutador SPST con cuatro stubs en serie. En la Figura 4.16a se muestra la vista lateral de la estructura del conmutador con cuatro stubs. Las longitudes de los stubs y las líneas de transmisión son:

$$\begin{aligned}
 l_{s1} &= 0.407\text{ mm} & l_{lin1} &= 1.061\text{ mm} \\
 l_{s2} &= 0.773\text{ mm} & l_{lin2} &= 0.89\text{ mm} \\
 l_{s3} &= 0.669\text{ mm} & l_{lin3} &= 0.671\text{ mm} \\
 l_{s4} &= 0.833\text{ mm} & & &
 \end{aligned}$$

Los parámetros S correspondientes, se ilustran en la Figura 4.16b donde se observa que este diseño solo funciona a frecuencias superiores a 56 GHz. En otras palabras, tenemos que en este rango de frecuencias las pérdidas de inserción son menores a 1.5 dB, las pérdidas de retorno son mejores que 10 dB y el aislamiento es mejor que 20 dB. Sin embargo, este ancho de banda es insuficiente.

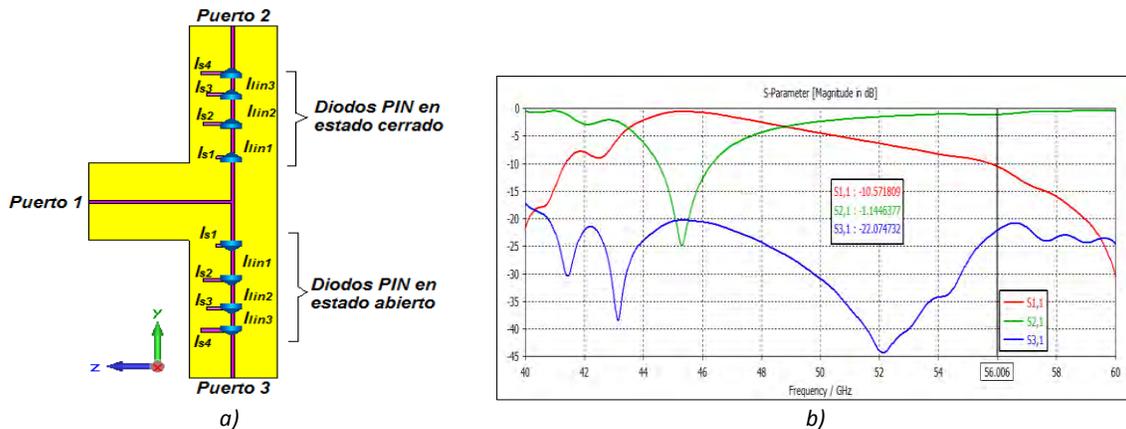


Figura 4.16: Primer diseño del conmutador SPDT con cuatro stubs en cada brazo a) Vista lateral b) Dependencia de las pérdidas de inserción, pérdidas de retorno y aislamiento, respecto a la frecuencia (curva verde, roja y azul, respectivamente).

### Optimización

Esta será la primera optimización del conmutador SPDT para todo el ancho de banda, utilizando el algoritmo Simplex que con la cual determinaremos si este diseño tiene posibilidades de ser mejor que los realizados con anterioridad. De ser así, haremos un análisis más detallado para satisfacer nuestros resultados.

En la Tabla 4.13 se muestran las metas de optimización que se desean tener para las pérdidas de retorno, las pérdidas de inserción y el aislamiento en la banda U, los pesos y las longitudes obtenidas en las diversas optimizaciones de un conmutador SPDT con cuatro stubs en cada

brazo en CST. En este caso, como en los anteriores los parámetros a optimizar son las longitudes de cada stub y la distancia entre ellos.

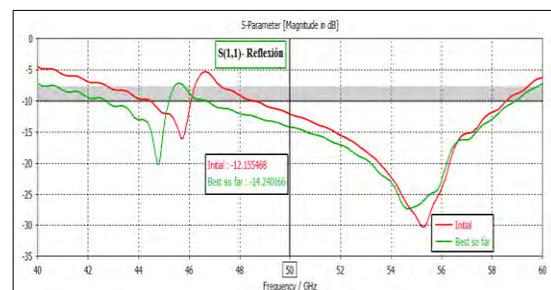
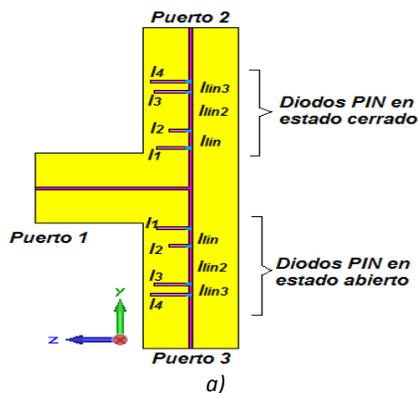
Tabla 4.13: Metas de optimización y parámetros optimizados para un conmutador SPDT con cuatro stubs a una distancia  $\lambda/4$  de la unión T.

Metas	Parámetros S		Rango de frecuencia	Peso
	Pérdidas de retorno	$ S_{11}  < -10$ dB	40 a 60 GHz	25.0
	Pérdidas de inserción	$ S_{21}  > -2$ dB	40 a 60 GHz	10.0
	Aislamiento	$ S_{31}  < -22$ dB	40 a 60 GHz	8.0
Parámetros optimizados	Nombre	Valor	Descripción	
	$l_1$	0.8153 [mm]	Longitud del primer stub	
	$l_2$	0.4901 [mm]	Longitud del segundo stub	
	$l_3$	0.8684 [mm]	Longitud del tercer stub	
	$l_4$	0.9634 [mm]	Longitud del cuarto stub	
	$l_{lin}$	0.5937 [mm]	Distancia entre el 1er y 2do stub	
	$l_{lin2}$	1.3086 [mm]	Distancia entre el 2do y 3er stub	
	$l_{lin3}$	0.9634 [mm]	Distancia entre el 3er y 4to stub	

A continuación, podemos observar en la Figura 4.17a la vista lateral del conmutador SPDT con cuatro stubs después de la optimización. La reflexión medida en el puerto uno se muestra en la Figura 4.17b y notamos que es mejor que 10 dB en la mitad de la banda

En el puerto dos se colocaron los diodos en estado cerrado lo que hace que el conmutador transmita la señal al puerto 2. En este caso se tienen las pérdidas de inserción que después de las optimizaciones son menores que 2 dB en gran parte de la banda (Figura 4.17c). Entre el rango de frecuencias de 44 y 45 GHz las pérdidas de inserción son mayores a 3 dB.

Por otra parte, el conmutador está configurado para transmitir la señal de entrada al puerto 2, mientras el puerto 3 está aislado. De esta forma observamos el aislamiento (Figura 4.17d) que es mejor que 20 dB en casi toda la banda. Sin embargo, estos parámetros no son suficientes para poder concluir el diseño de este conmutador. La reflexión que se tiene es alta y en ciertas frecuencias las pérdidas de inserción también lo son. Por esta razón, haremos una prueba más al colocar los stubs a una distancia más cercana de la unión T, es decir,  $\lambda/8$ .



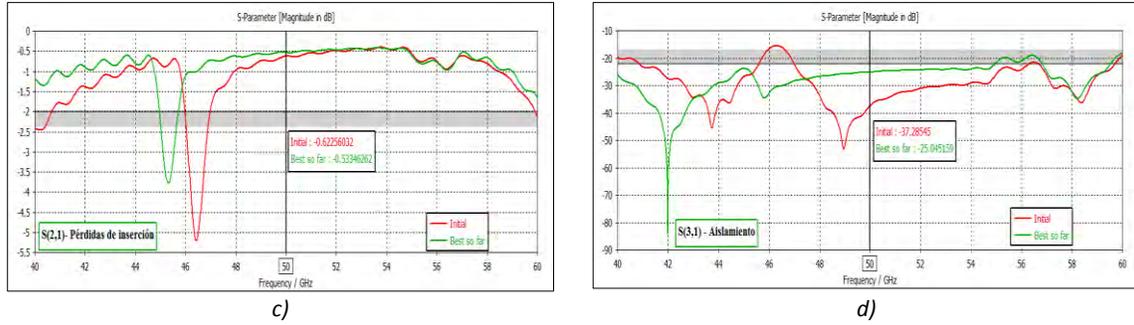


Figura 4.17: Optimización del conmutador SPDT con cuatro stubs en cada brazo a) Vista lateral b) Reflexión c) Pérdidas de inserción d) Aislamiento (curvas rojas, antes de la optimización; curvas verdes, después de la optimización).

### Distancia de la unión T al primer stub $\lambda/8$

Decidimos realizar otra simulación en la que cambiamos la distancia a la que están colocados los stubs desde la unión T. Dicha distancia es  $\lambda/8$ , es decir  $0.6834 \text{ mm}$ . Observaremos cómo se modifican los parámetros S del conmutador SPDT. Las distancias iniciales son las utilizadas en el diseño anterior, antes de la optimización.

Al momento de realizar la simulación, también realizamos la optimización de las longitudes de los stubs y las líneas de transmisión. En la Tabla 4.14 se describen las metas de optimización, el rango de frecuencias y el peso que se le da a cada meta, así como las longitudes finales. El algoritmo utilizado fue el Simplex.

Tabla 4.14: Metas de optimización y longitudes de los stubs y líneas de transmisión para un conmutador SPDT con cuatro stubs a  $\lambda/8$  de la unión T.

Metas	Parámetros S		Rango de frecuencia	Peso
	Pérdidas de retorno	$ S_{11}  < -10 \text{ dB}$	40 a 60 GHz	20.0
	Pérdidas de inserción	$ S_{21}  > -2 \text{ dB}$	40 a 60 GHz	8.0
	Aislamiento	$ S_{31}  < -20 \text{ dB}$	40 a 60 GHz	3.0
Parámetros optimizados	Nombre	Valor	Descripción	
	$l_{s1}$	0.7013 [mm]	Longitud del primer stub	
	$l_{s2}$	0.5485 [mm]	Longitud del segundo stub	
	$l_{s3}$	0.55 [mm]	Longitud del tercer stub	
	$l_{s4}$	0.8605 [mm]	Longitud del cuarto stub	
	$l_{jin1}$	1.1059 [mm]	Distancia entre el 1er y 2do stub	
	$l_{jin2}$	1.1731 [mm]	Distancia entre el 2do y 3er stub	
$l_{jin3}$	0.4527 [mm]	Distancia entre el 3er y 4to stub		

Una vez que la optimización finalizó, se obtuvieron los parámetros S de acuerdo a la estructura mostrada en la Figura 4.18a del conmutador SPDT con cuatro stubs. Las pérdidas de inserción  $|S_{21}|$  mostradas en la Figura 4.18c antes de la optimización tienen una resonancia en una frecuencia de 50.362 GHz donde las pérdidas de inserción aumentan hasta 26 dB, pero después de la optimización son menores que 2 dB en una banda de 44 a 60 GHz.

Para la magnitud de coeficiente de reflexión  $S_{11}$  solamente alcanza un ancho de banda de 4 GHz después de la optimización, si se toma como referencia 10 dB como se muestra en la Figura 4.18b. El aislamiento  $|S_{31}|$ , antes de la optimización es mejor que 20 dB en casi toda la banda de operación y después, decae a 15 dB en algunas frecuencias.

Podemos concluir que, disminuir la distancia a la que se colocan los stubs desde la unión T de  $\lambda/4$  a  $\lambda/8$ , no mejora los parámetros S a pesar de la optimización y descartamos que este diseño sea viable para poder alcanzar nuestras metas.

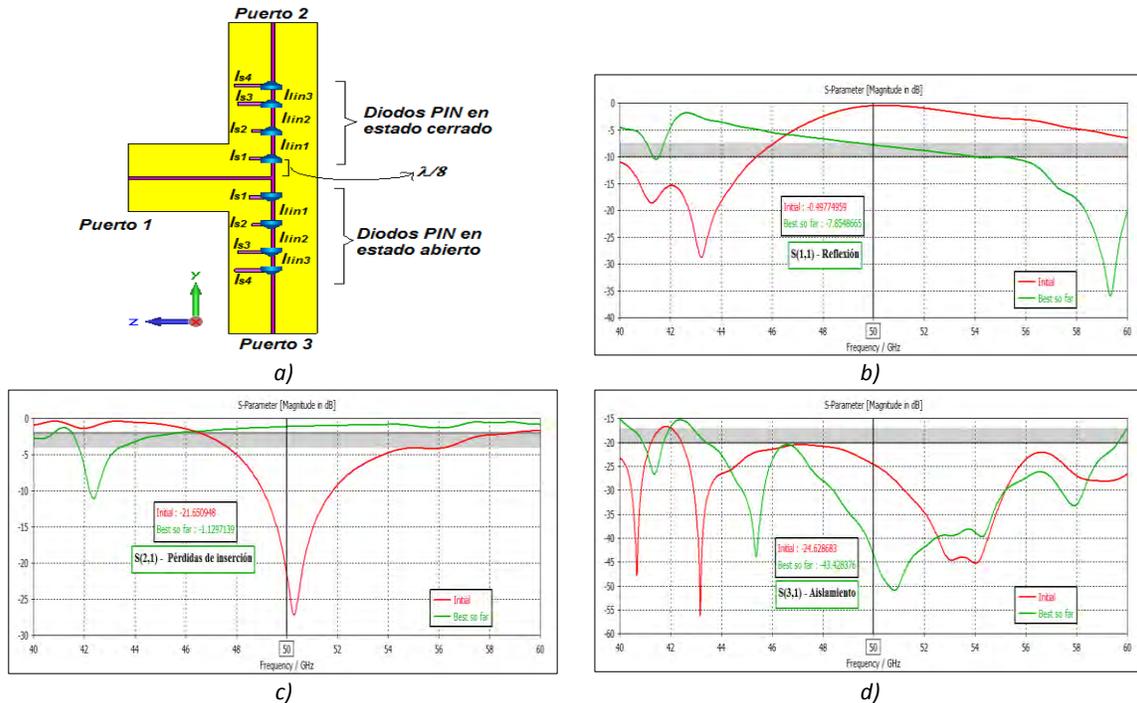


Figura 4.18: Conmutador SPDT con stubs a  $\lambda/8$  desde unión T a) Vista lateral de la finline b) Pérdidas de retorno c) Pérdidas de inserción (curva roja) d) Aislamiento (curva azul).

#### 4.2.1.1. Optimizaciones para ampliar ancho de banda.

Con base en los dos diseños anteriores, determinamos que la mejor propuesta para el conmutador SPDT que tiene cuatro stubs en cada brazo se ilustran en la Figura 4.16a. Sin embargo, al optimizar fue difícil alcanzar los requerimientos necesarios para este diseño que se muestran en la Tabla 2.1, debido a que exigimos que las estos se cumplieran en la banda de 40 a 60 GHz lo que resulta más complicado. Por esta razón, decidimos retomar el diseño obtenido en la optimización de la Figura 4.18a para un ancho de banda menor e ir incrementándolo progresivamente hasta alcanzar los 20 GHz.

A continuación, se hará un compendio de los datos obtenidos en CST Microwave Studio para cada optimización y al final determinaremos el sí con este diseño es suficiente para terminar nuestro trabajo de investigación o es necesario realizar alguna modificación adicional al mismo, para hacer óptimo el diseño.

La estructura de la finline será la misma que en los diseños anteriores como se ilustra en la Figura 4.19, al igual que la configuración de los stubs. La única diferencia consiste en que se

agregan dos diodos p-i-n adicionales al ras de la unión T, para ayudar a que la reflexión sea mínima e incrementar el aislamiento en el puerto 3.

En cada optimización se irán modificando las propiedades del optimizador de acuerdo a las necesidades de cada una. Ya que a cada una de las variables se les da un rango en el que pueden variar y si llegan a alguno de sus extremos la optimización no progresará, además se da prioridad a las metas dependiendo cuál tenga más error. Las longitudes iniciales son las obtenidas en el primer diseño, antes de la optimización.

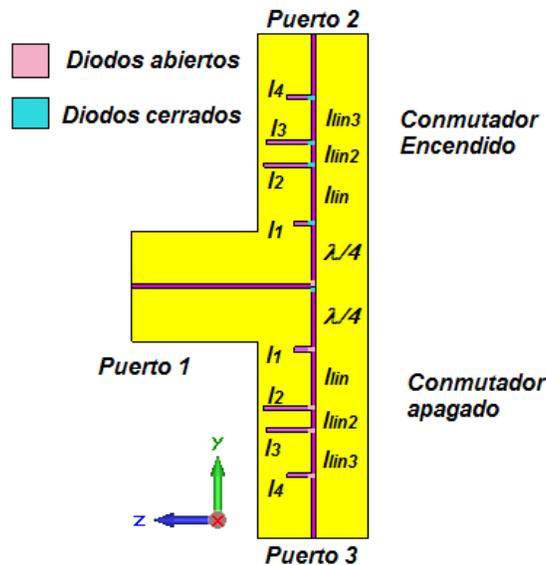


Figura 4.19: Vista lateral del conmutador SPDT con cuatro stubs y dos diodos al ras.

La Tabla 4.15 contiene las metas deseadas para las pérdidas de inserción, la reflexión y el aislamiento en cada optimización. Después, se ilustrarán las gráficas y las longitudes obtenidas en los diferentes anchos de banda.

Tabla D.15: Metas de los parámetros S para diferentes anchos de banda.

Parámetros S/ Pesos	Rango de frecuencias [GHz]			
	- 46 a 54	40 a 60 (Ancho de banda 20 GHz)		
	- 44 a 56 - 42 a 58 - 40 a 60 (A)	Optimización B	Optimización C	Optimización D
<b>Pérdidas de retorno</b> $ S_{11} $	< -10 dB < -10.2 dB	< -10.2 dB	< -11 dB	< -11.5 dB
<b>Peso</b> $ S_{11} $	22.0	25.0	27.0	25.0
<b>Pérdidas de inserción</b> $ S_{21} $	> -2 dB	> -2.3 dB	> -2.3 dB	> -2 dB
<b>Peso</b> $ S_{21} $	15.0	17.0	15.0	15.0
<b>Aislamiento</b> $ S_{31} $	< -23 dB	< -23 dB	< -23 dB	< -23 dB
<b>Peso</b> $ S_{31} $	12.0	13.0	16.0	17.0

## Ancho de banda: 8 GHz (46 a 54 GHz)

Inicialmente, se realizará la optimización para un ancho de banda de 8 GHz que va de los 46 a 54 GHz. De acuerdo con la Tabla 4.15, podemos notar que al parámetro que le damos prioridad es al  $|S_{11}|$  que son las pérdidas de retorno, porque las reactancias parásitas de la unión T hacen que sean demasiado grandes. Luego, se le da prioridad a las pérdidas de inserción  $|S_{21}|$  debido a que existe una resonancia que incrementa hasta 9 dB las pérdidas. Después el aislamiento  $|S_{31}|$ , dado que este parámetro es el que representa menores pérdidas hasta el momento porque es mejor que 20 dB en toda la banda U.

Como se mencionó anteriormente, las longitudes iniciales para esta optimización son las mismas que el primer diseño de la sección 4.2.1. Y las longitudes finales son:

$$\begin{aligned} l_{s1} &= 0.3610 \text{ mm} & l_{lin1} &= 1.267 \text{ mm} \\ l_{s2} &= 1.015 \text{ mm} & l_{lin2} &= 0.4884 \text{ mm} \\ l_{s3} &= 0.9677 \text{ mm} & l_{lin3} &= 0.9755 \text{ mm} \\ l_{s4} &= 0.5119 \text{ mm} \end{aligned}$$

Las pérdidas de retorno dentro de la banda son de 10 dB, las pérdidas de inserción son menores que 2 dB y el aislamiento es mejor que 23 dB, las curvas correspondientes se muestran en la Figura 4.20a, 4.20b y 4.20c, respectivamente. En esta Figura podemos comparar las curvas antes y después de la optimización. Observamos que las metas se han cumplido, por ende, podemos incrementar el ancho de banda en la siguiente optimización.

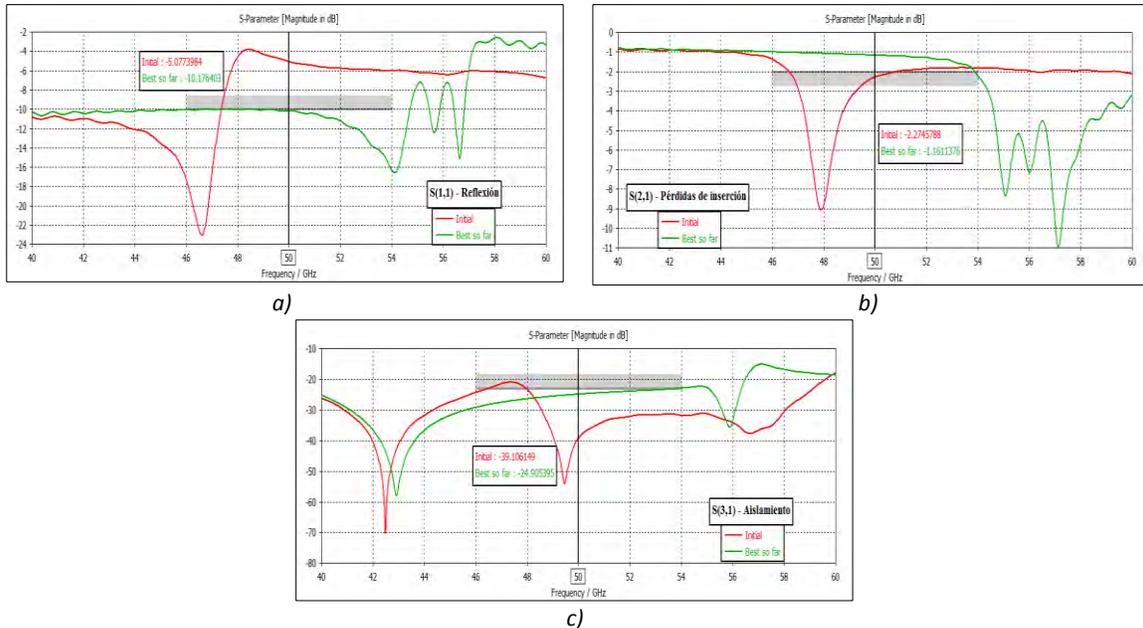


Figura 4.20: Parámetros S después de la optimización del SPDT con cuatro stubs, en un ancho de banda de 8 GHz a) Reflexión b) Pérdidas de inserción c) Aislamiento (curvas rojas, antes de la optimización: curvas verdes, después de la optimización).

**Ancho de banda: 12 GHz (44 a 56 GHz)**

En vista de que, al realizar la optimización en un ancho de banda menor sí dio características satisfactorias, aumentamos el ancho de banda a 12 GHz con las metas y pesos anteriores. Las longitudes calculadas con el optimizador son:

$$\begin{aligned}
 l_{s1} &= 0.3029 \text{ mm} & l_{lin1} &= 1.0427 \text{ mm} \\
 l_{s2} &= 1.098 \text{ mm} & l_{lin2} &= 0.4767 \text{ mm} \\
 l_{s3} &= 1.098 \text{ mm} & l_{lin3} &= 0.9757 \text{ mm} \\
 l_{s4} &= 0.5042 \text{ mm} & &
 \end{aligned}$$

En la Figura 4.21 se ilustran las pérdidas de retorno, las pérdidas de inserción y el aislamiento resultado de esta optimización en una banda de 44 a 56 GHz. Las pérdidas de retorno han caído de  $-10.17 \text{ dB}$  a  $-9.6 \text{ dB}$ , lo cual no podría considerarse grave, sin embargo en las siguientes optimizaciones se tomarán en cuenta con el fin de que no aumenten demasiado. Las pérdidas de inserción son menores que  $2 \text{ dB}$  en una banda de 44 a 54.92 GHz y a partir de esa frecuencia crecen hasta  $4 \text{ dB}$ . Finalmente, el aislamiento es mejor que  $23 \text{ dB}$  en este ancho de banda.

El error en esta simulación fue del 2.6% a causa de que algunas variables llegaron a su límite y no se consiguió un mejor valor, lo cual se vio reflejado en las pérdidas de inserción. No obstante, este error no es significativo y podemos modificar el rango en que variarán las longitudes en la siguiente optimización.

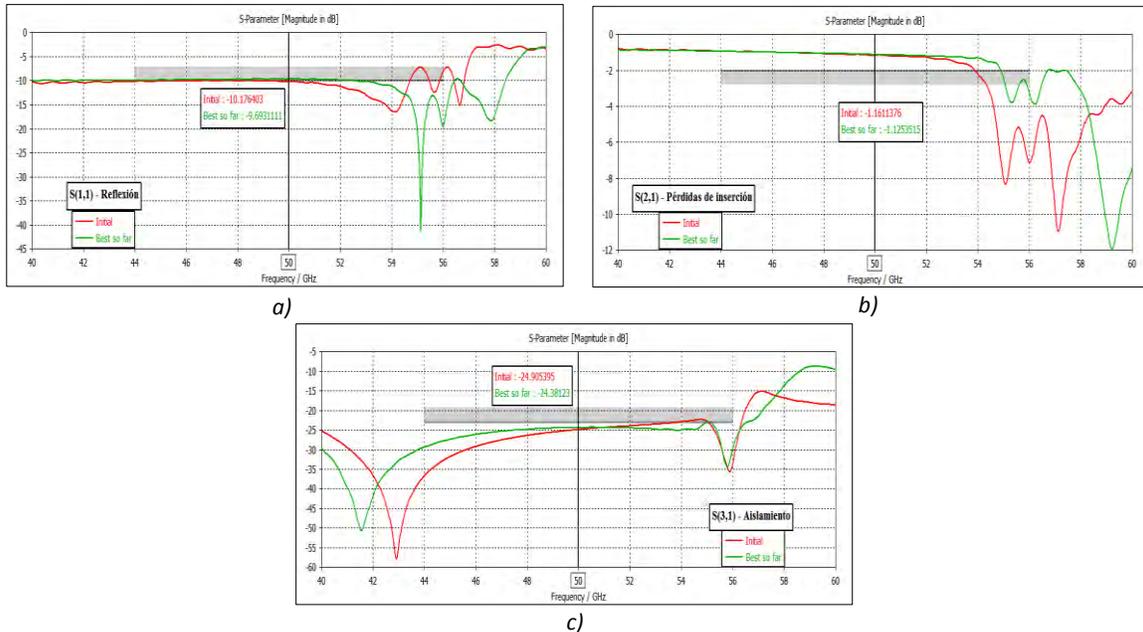


Figura 4.21: Parámetros S, después de la optimización del SPDT con cuatro stubs, en un ancho de banda de 12 GHz a) Pérdidas de retorno b) Pérdidas de inserción c) Aislamiento (antes y después de la optimización, curvas rojas y verdes, respectivamente).

**Ancho de banda: 16 GHz (42 a 58 GHz)**

Ahora mostraremos las gráficas de los parámetros S para un ancho de banda de 16 GHz. Las metas de optimización, como en los casos anteriores, se describen en la Tabla 4.15 que son las mismas que en las optimizaciones anteriores, a excepción de las pérdidas de retorno  $|S_{11}|$ .

Las longitudes de los stubs y las líneas de transmisión en esta optimización del conmutador SPDT son las siguientes:

$$\begin{aligned}
 l_{s1} &= 0.3032\text{mm} & l_{lin1} &= 0.9907\text{mm} \\
 l_{s2} &= 1.0948\text{mm} & l_{lin2} &= 0.475\text{mm} \\
 l_{s3} &= 0.9057\text{mm} & l_{lin3} &= 0.7055\text{mm} \\
 l_{s4} &= 0.4951\text{mm} & &
 \end{aligned}$$

Los parámetros S resultado de la optimización del conmutador SPDT se muestran en la Figura 4.22. Primero, las pérdidas de retorno que deben ser de 10.2 dB pero notamos que en la frecuencia central sigue estando por debajo de ese valor, o sea  $|S_{11}| = -9.69\text{ dB}$  (Figura 4.22a). Las pérdidas de inserción son mejores que 2 dB en una banda de 42 a 54.94 GHz y de 56.67 a 58 GHz ilustradas en la Figura 4.22b. El aislamiento es mejor que 23 dB en casi toda la banda (Figura 4.22c), pero alcanzar 20 dB será suficiente para nuestro trabajo de investigación.

En esta optimización el error incrementó a 9.28% dado que seguimos conservando los pesos iniciales propuestos en la Tabla 4.15. El siguiente paso, será optimizar toda la banda U cambiando el valor de las metas y pesos. Se realizarán cuatro simulaciones diferentes y con ello se concluirá el diseño de este conmutador SPDT con cuatro stubs.

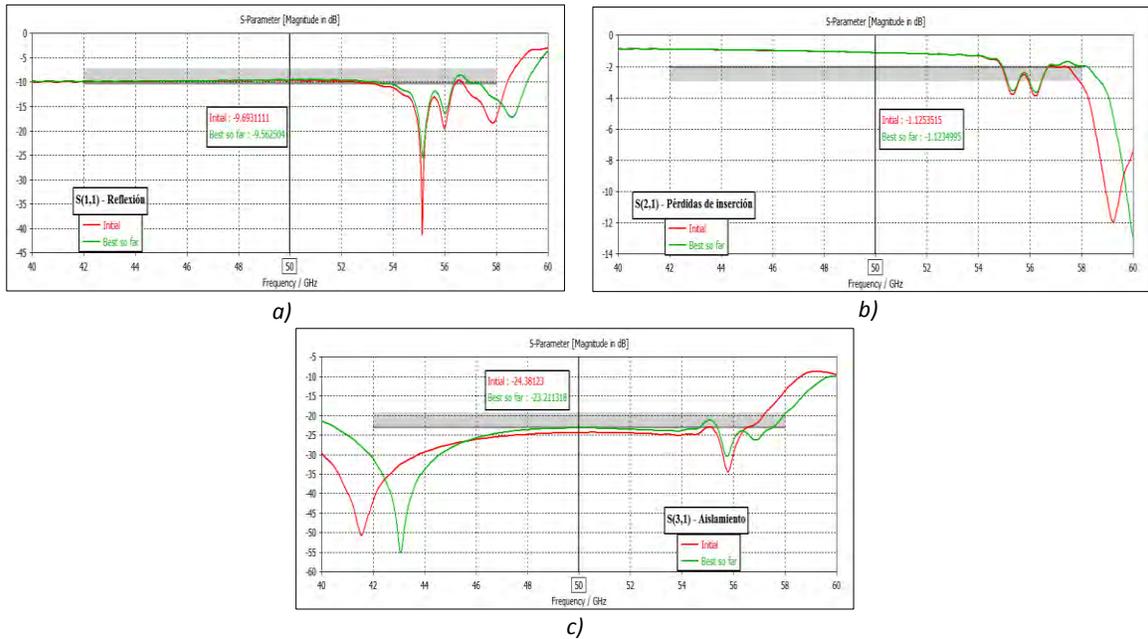


Figura 4.22: Parámetros S, después de la optimización del SPDT con cuatro stubs, en un ancho de banda de 16 GHz  
a) Pérdidas de retorno b) Pérdidas de inserción c) Aislamiento (curvas rojas, antes de la optimización; curvas verdes, después de la optimización).

**Ancho de banda: 20 GHz (40 a 60 GHz)**

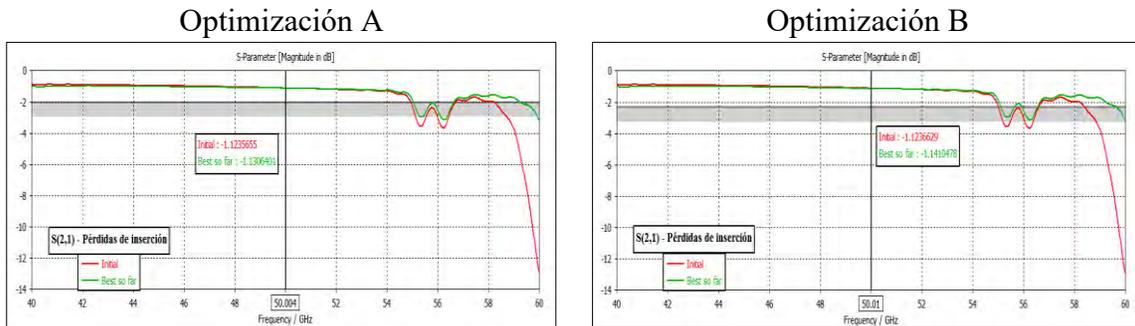
Finalmente, optimizaremos el conmutador SPDT con cuatro stubs en toda la banda U. Las metas de los parámetros S y los pesos de cada uno se modificarán de acuerdo a las diversas optimizaciones realizadas, como se indica en la Tabla 4.15. En seguida, se muestran las gráficas de las pérdidas de inserción, las pérdidas de retorno y el aislamiento que serán comparadas y con base en ellas, concluiremos cuál es la mejor optimización. Las longitudes de los stubs y líneas de transmisión están contenidas en la Tabla 4.16.

Tabla 4.16: Longitudes de los stubs y líneas de transmisión para las optimizaciones del conmutador SPDT en la banda U.

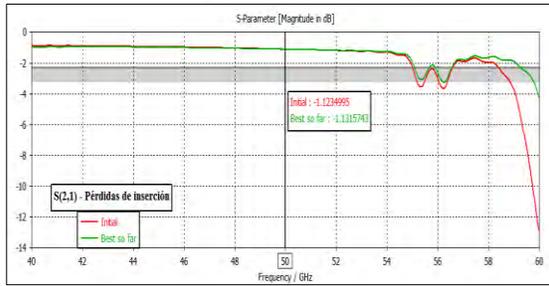
Optimización A		Optimización B	
$l_{s1} = 0.3031mm$	$l_{lin1} = 0.7578mm$	$l_{s1} = 0.3029mm$	$l_{lin1} = 0.7401mm$
$l_{s2} = 1.0797mm$	$l_{lin2} = 0.4806mm$	$l_{s2} = 1.099mm$	$l_{lin2} = 0.5210mm$
$l_{s3} = 0.9036mm$	$l_{lin3} = 0.5659mm$	$l_{s3} = 0.8822mm$	$l_{lin3} = 0.5543mm$
$l_{s4} = 0.4954mm$		$l_{s4} = 0.4953mm$	
Optimización C		Optimización D	
$l_{s1} = 0.3029mm$	$l_{lin1} = 0.8015mm$	$l_{s1} = 0.3029mm$	$l_{lin1} = 0.8509mm$
$l_{s2} = 1.1133mm$	$l_{lin2} = 0.5254mm$	$l_{s2} = 1.1mm$	$l_{lin2} = 0.475mm$
$l_{s3} = 0.8733mm$	$l_{lin3} = 0.5627mm$	$l_{s3} = 0.8641mm$	$l_{lin3} = 0.5404mm$
$l_{s4} = 0.4951mm$		$l_{s4} = 0.4951mm$	

En principio, mostraremos las diversas gráficas de las *pérdidas de inserción* en la Figura 4.23 para cada optimización. Observamos que antes de la optimización, a frecuencias altas, las pérdidas de inserción del conmutador crecían hasta 13 dB aproximadamente. Luego de esta, decrecieron hasta 4 dB a frecuencias cercanas a 60 GHz. Es apreciable también, que en la mayor parte de la banda estas pérdidas son mejores que 2.3 dB a excepción de algunas frecuencias. Sin embargo, podemos considerar que se satisfacen los requerimientos. En la optimización D se incrementan las pérdidas de inserción a altas frecuencias de 3.2 dB a 4.5 dB.

En la frecuencia central de 50 GHz las pérdidas de inserción del conmutador SPDT con cuatro stubs, para un ancho de banda de 20 GHz son  $|S_{21}| \approx -1.14 dB$ . Hasta el momento las optimizaciones A y B tienen los mejores resultados.



### Optimización C



### Optimización D

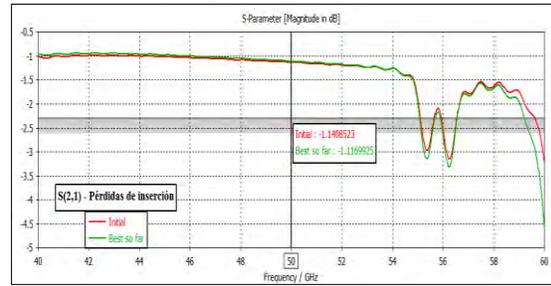


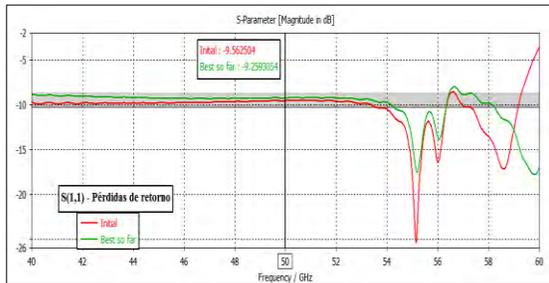
Figura 4.23: Comparación de las pérdidas de inserción luego de las optimizaciones de la A a la D en la banda U (curvas iniciales, color rojo; curvas finales, color verde).

A continuación, se ilustran las gráficas de las pérdidas de retorno o reflexión resultado de las diversas optimizaciones. Este parámetro no está especificado en los requerimientos de diseño, sin embargo, es deseable que la reflexión en cualquier dispositivo de microondas sea mínima, por ello le designamos un umbral de  $-10\text{ dB}$  que se considera aceptable.

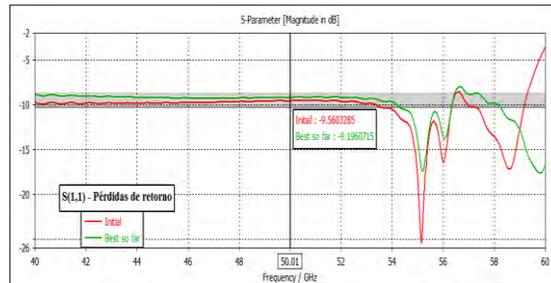
En las optimizaciones anteriores para un ancho de banda menor, las pérdidas de retorno estaban por debajo de  $10\text{ dB}$ , esta es la razón que se le dé prioridad a este parámetro y que se cambie su valor a  $11\text{ dB}$  u  $11.5\text{ dB}$  en las optimizaciones C y D. No obstante, la optimización D tiene las peores curvas.

En la frecuencia central, las pérdidas de retorno para el conmutador son  $|S_{11}| < -9\text{ dB}$  en casi toda la banda de operación como se observa en la Figura 4.24.

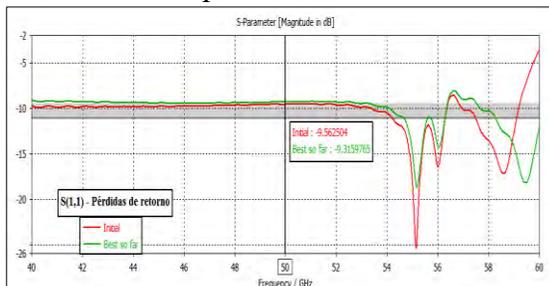
### Optimización A



### Optimización B



### Optimización C



### Optimización D

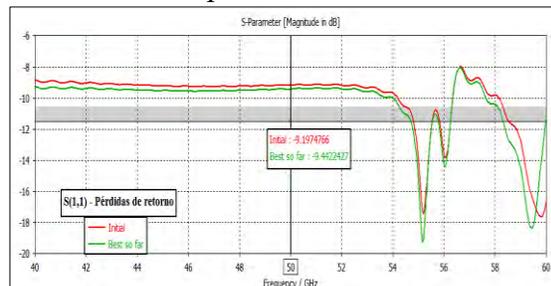


Figura 4.24: Comparación de las pérdidas de retorno, después de las optimizaciones A - D en la banda U (curvas iniciales, color rojo; curvas finales, color verde)

Por último, comparamos las curvas del aislamiento en cada optimización. Este parámetro tuvo menos problema que las pérdidas de inserción y de retorno, porque fue mejor que  $20\text{ dB}$  en gran parte de la banda de operación, pero a altas frecuencias el aislamiento decae hasta  $10\text{ dB}$  aproximadamente.

A pesar de cambiar los pesos en cada una de las optimizaciones para incrementar el aislamiento a altas frecuencias fue inútil. El ancho de banda máximo del aislamiento medido a 20 dB fue de 18.4 GHz como se muestra en la Figura 4.25. Los requerimientos de Quinstar para un conmutador SPDT respecto al aislamiento es que sea mejor que 23 dB, pero consideramos aceptable un aislamiento de 20 dB.

En la frecuencia central, el aislamiento es  $|S_{31}| < -21$  dB.

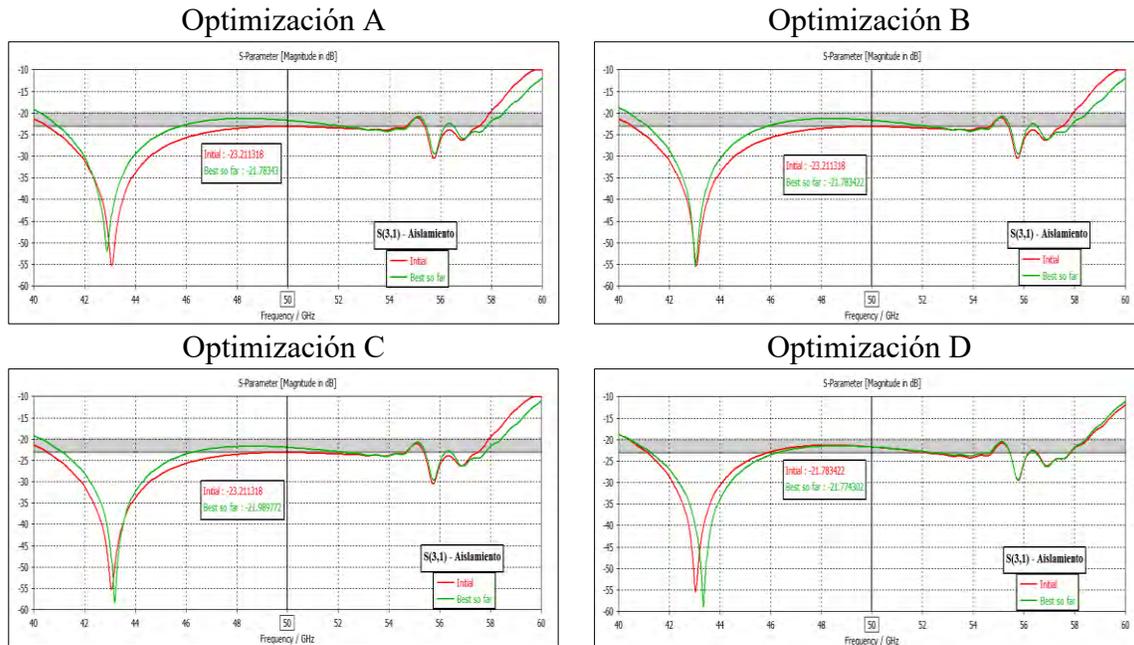


Figura 4.25: Comparación del aislamiento, después de las optimizaciones A - D en la banda U (curvas rojas, antes de la optimización; curvas verdes, después de la optimización).

El diseño del conmutador SPDT con cuatro stubs en serie en cada brazo obtuvo buenas características para las pérdidas e inserción mejores que 2.3 dB en gran parte de la banda. Las pérdidas de retorno son de 9 dB y el aislamiento mejor que 20 dB en una banda de 40 a 58.4 GHz. Pese a que los parámetros S son los mejores obtenidos hasta el momento, haremos un último diseño del conmutador SPDT con cinco stubs que será descrito en la siguiente sección y después concluiremos cuál es mejor.

#### 4.2.2. Conmutador SPDT con cinco stubs.

Proponemos el diseño de un conmutador SPDT con cinco stubs en serie a la finline en cada brazo para concluir este trabajo de investigación. En la Figura 4.26 se ilustra la estructura de la finline con las medidas, vista en perspectiva y lateral. La onda incide en el puerto 1 y se transmite hacia el puerto 2 donde están los diodos p-i-n en estado cerrado, mientras que el puerto 3 está aislado porque se tienen los diodos en estado abierto.

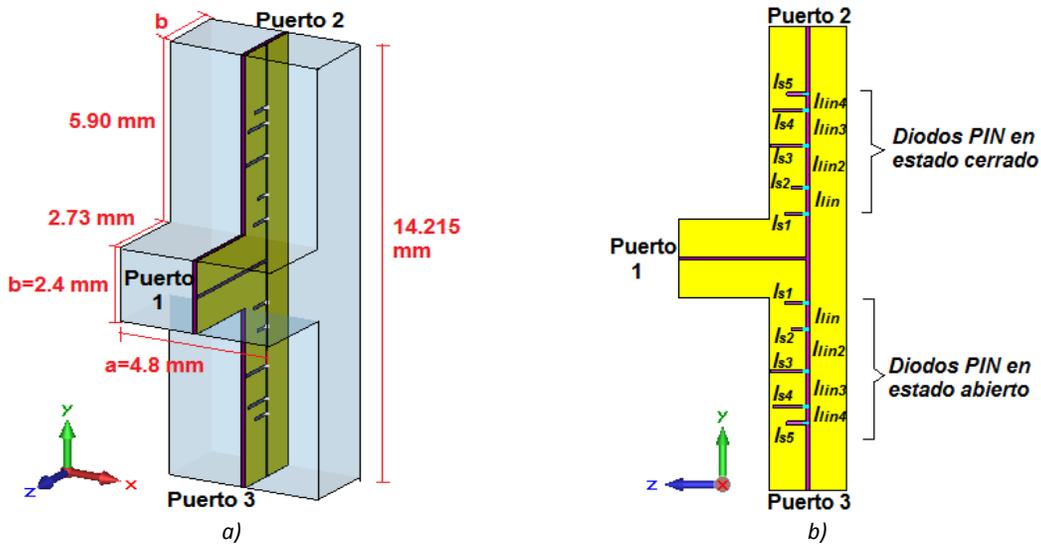


Figura 4.26: Conmutador SPDT con cinco stubs en cada brazo a) Vista en perspectiva con medidas b) Vista lateral.

Las longitudes iniciales de los stubs y las líneas de transmisión de este conmutador SPDT son las mismas que en el diseño del conmutador SPST con cinco stubs. Simulamos el conmutador SPDT en CST Microwave Office y después se realiza la optimización de los parámetros S. Las longitudes obtenidas con el optimizador son las siguientes:

$$\begin{aligned}
 l_{s1} &= 0.6602 \text{ mm} & l_{lin1} &= 0.9907 \text{ mm} \\
 l_{s2} &= 0.4548 \text{ mm} & l_{lin2} &= 0.475 \text{ mm} \\
 l_{s3} &= 0.9057 \text{ mm} & l_{lin3} &= 0.7055 \text{ mm} \\
 l_{s4} &= 0.4951 \text{ mm} & l_{lin4} &= 0.7055 \text{ mm} \\
 l_{s5} &= 0.4951 \text{ mm} & & 
 \end{aligned}$$

En la Figura 4.27 podemos observar los parámetros optimizados del conmutador. Las pérdidas de inserción son mejores que  $2 \text{ dB}$  en toda la banda de operación y se muestran en la Figura 4.27a. Por una parte, las pérdidas de retorno son mejores que  $-10 \text{ dB}$  en la mitad de la banda, es decir de 48 a 58 GHz y a frecuencias bajas aumentan hasta  $-5 \text{ dB}$  aproximadamente (Figura 4.27b). Por otra parte, consideramos que el aislamiento posee buenas características debido a que está por debajo de  $-20 \text{ dB}$  en gran parte de la banda excepto a 46 GHz que cae hasta  $-15 \text{ dB}$ , esto se ilustra en la Figura 4.27c.

A pesar de percibir una mejora en las pérdidas de inserción y el aislamiento, aun no son satisfacen nuestras metas, por esta razón realizamos un diseño de un conmutador SPDT que con cinco stubs en cada brazo. Estará basado en el conmutador SPST que tiene la misma cantidad de diodos. Después determinaremos cual de ambos posee características más adecuadas a nuestras necesidades.

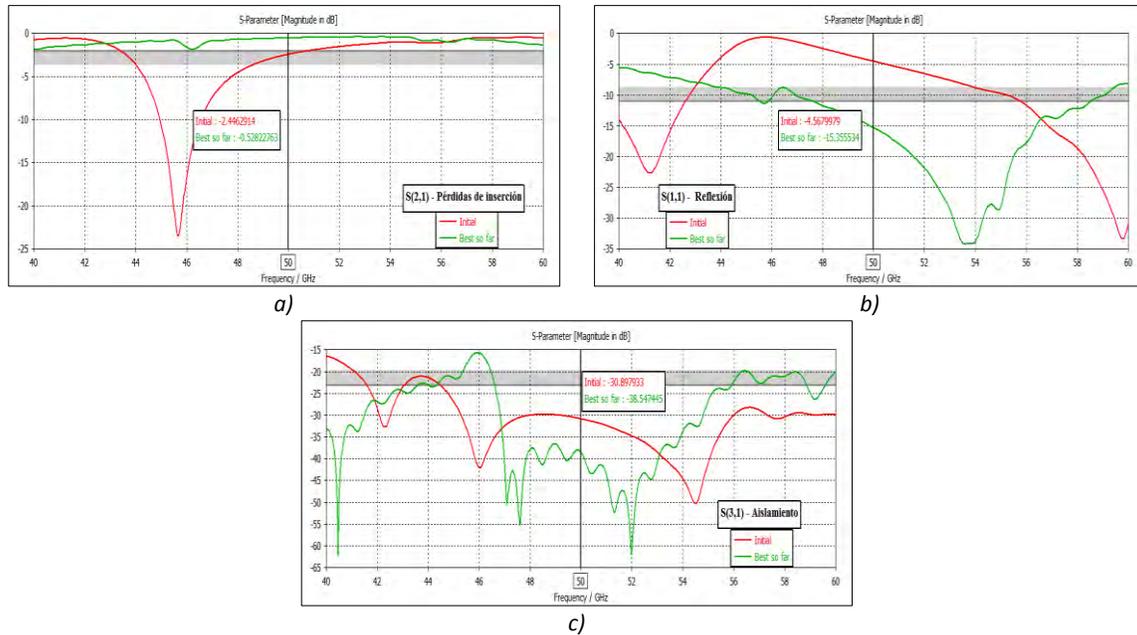


Figura 4.27: Parámetros S, después de la optimización del SPDT con cinco a) Pérdidas de retorno b) Pérdidas de inserción c) Aislamiento (curvas rojas, antes de la optimización: curvas verdes, después de la optimización).

### 4.3. Conclusiones.

Los conmutadores SPST y SPDT diseñados en este capítulo se han basado en stubs conectados en serie con a la línea con diodos conectados en paralelo a los stubs. Las características de esta línea fueron obtenidas en el capítulo 3 del presente trabajo, donde se describieron las razones por las que ahora diseñamos los conmutadores en este tipo de línea de transmisión.

El desarrollo de cada conmutador se basó en sus circuitos equivalentes realizados en AWR Microwave Office, diseño de estructura y optimización en CST Microwave Studio. Gracias a estos softwares pudimos obtener los parámetros S en cada caso lo cual nos permitió ir mejorando cada diseño para cumplir las metas propuestas.

- 1) Comenzamos a diseñar el conmutador SPST con stubs conectados en serie a la finline, que será la base para el conmutador SPDT. Realizamos pruebas con diferente cantidad de stubs, modificando su tamaño, la configuración y la separación entre ellos. Comparamos los resultados obtenidos en ambos softwares.
- 2) Cuando los diodos p-i-n están en el estado cerrado, el conmutador está encendido, o sea que la señal de transmite lo cual nos permite conocer las pérdidas de inserción y las pérdidas de retorno. Cuando los diodos p-i-n están en el estado encendido, el conmutador está apagado y así conocemos el aislamiento. Los diodos p-i-n son colocados a la entrada de cada stub.
- 3) Realizamos simulaciones desde uno hasta cinco stubs, sin embargo, los primeros diseños no tenían gran ancho de banda. Cuando se colocaron tres stubs obtuvimos una mejora importante en cuanto a ancho de banda y nivel de aislamiento, después de la optimización. Es decir, para un SPST con tres stubs tenemos pérdidas de inserción

$|S_{21}| = -0.18 \text{ dB}$ , las pérdidas de retorno  $|S_{11}| < -32 \text{ dB}$  en toda la banda de operación y el aislamiento  $|S_{31}| < -15 \text{ dB}$  en una banda de 41 a 59 GHz.

- 4) En el conmutador SPST con cuatro stubs en serie se presentan dos configuraciones: en la primera se colocan dos stubs en cada lado de la ranura de la finline y en la segunda se colocan en un solo lado de la ranura a diferentes distancias. Solo se optimiza la segunda configuración con la cual las pérdidas de inserción son  $|S_{21}| = -0.22 \text{ dB}$ , las pérdidas de retorno  $|S_{11}| < -23 \text{ dB}$  en la banda de operación. El aislamiento es  $|S_{31}| = -20 \text{ dB}$  en gran parte de la banda, no obstante, requerimos que sea  $26 \text{ dB}$  así que nos falta mejorarlo.
- 5) Después se colocó un quinto stub en el conmutador SPST. En la primera configuración los stubs están colocados en un solo lado de la ranura de la finline y luego de la optimización logramos un aislamiento  $|S_{31}|$  mejor que  $24 \text{ dB}$  en una banda de 40.998 GHz a 59.034 GHz. Las pérdidas de inserción  $|S_{21}|$  son menores a  $0.36 \text{ dB}$  y la reflexión  $|S_{11}|$  son mejores que  $22 \text{ dB}$  en la banda U. Notamos que el desempeño del conmutador ha incrementado, pero aún no es óptimo.
- 6) Entonces, decidimos hacerle una modificación a la configuración y el tercer stub lo colocamos del otro lado de la ranura, simulamos y optimizamos los parámetros S, dándonos como resultado unas pérdidas de inserción mejores que  $0.35 \text{ dB}$  y nos piden que sean menores que  $1.8 \text{ dB}$  así que ya cumplimos esta meta. La reflexión  $|S_{11}| < 25 \text{ dB}$  en toda la banda. El aislamiento logrado fue de  $25 \text{ dB}$  en más del 95% de la banda y con ello, consideramos este requisito satisfecho. El conmutador SPST cumple con los requerimientos establecidos inicialmente en la Tabla 2.1 dados por la empresa Quistar.
- 7) Una vez finalizado optimizado el conmutador SPST, comenzamos el diseño del conmutador SPDT que también tendrá stubs en serie a la línea. En este caso, comenzamos con el diseño de la estructura y obtenemos sus características. Después, diseñaremos el conmutador con cuatro y cinco stubs en serie en cada brazo y optimizaremos los parámetros S para determinar cuál de las dos propuestas es mejor.
- 8) Para el conmutador SPDT con cuatro stubs se simulan dos configuraciones. En la primera, la distancia del primer stub a la unión T fue de  $\lambda/4$  y en la segunda, la distancia fue  $\lambda/8$ . La propuesta con mejores resultados fue la primera, porque luego de la optimización logramos que este conmutador no solo trabajará a altas frecuencias, sino que en toda la banda de operación alcanzara un aislamiento  $|S_{31}| = 20 \text{ dB}$ , pérdidas de inserción  $|S_{21}| = 2 \text{ dB}$  excepto en una banda de 44 a 45 GHz y una reflexión  $|S_{11}| = 10 \text{ dB}$  en más de la mitad de la banda U.
- 9) A pesar de que las características obtenidas después de la optimización son buenas, no pudimos hacer que la reflexión fuese buena en toda la banda. La razón es que el ancho de banda en el que se deben cumplir los requerimientos es muy grande, por ello decidimos realizar diversas optimizaciones en las cuales se incrementaba progresivamente el ancho de banda. Además, colocamos dos diodos adicionales al ras de la unión T para disminuir la reflexión.
- 10) Las optimizaciones realizadas para anchos de banda de 8, 12, 16 y 20 GHz del conmutador SPDT con cuatro stubs resultaron satisfactorias porque se tienen pérdidas de inserción  $|S_{21}| > -2.3 \text{ dB}$  en gran parte de la banda. El aislamiento  $|S_{31}| = 20 \text{ dB}$  en un ancho de banda de 18.4 GHz que es aceptable. La reflexión fue  $|S_{11}| < 9 \text{ dB}$  en una banda de 40 a 60 GHz.

- 11) Finalmente, simulamos y optimizamos un conmutador SPDT con cinco stubs en cada brazo, donde las pérdidas de retorno son mejores que  $-10\text{ dB}$  en una banda de 48 a 58 GHz, el aislamiento está por debajo de  $-20\text{ dB}$  en gran parte de la banda, excepto a 46 GHz que cae hasta  $-15\text{ dB}$ . Y pérdidas de inserción son mejores que  $2\text{ dB}$  en toda la banda de operación.
- 12) El mejor diseño fue el conmutador SPDT con cuatro stubs en cada brazo en las optimizaciones progresivas. Los resultados no son perfectos, pero consideramos que se satisficieron los objetivos propuestos en esta tesis.

## Referencias

- [1] Itoh, Tatsuo., Planar transmission line structures, IEEE, parte IX, 1987.
- [2] P. J. Meier, "Two New Integrated-Circuit Media with Special Advantages at Millimeter Wavelengths," 1972 IEEE GMTT International Microwave Symposium, Arlington Heights, IL, 1972, pp. 221-223.
- [3] P. J. Meier, "Equivalent relative permittivity and unloaded Q factor of integrated finline," in Electronics Letters, vol. 9, no. 7, pp. 162-163, April 5 1973.
- [4] K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, Microstrip Lines and Slotlines, Artech House, 2<sup>nd</sup> edition, Capitulo 6, 1979.

# Conclusiones generales.

---

Los conmutadores de microondas son componentes clave en la reconfigurabilidad de las antenas utilizadas en los sistemas de radiocomunicaciones actuales. Dichas antenas se caracterizan por su capacidad de cambiar propiedades fundamentales como el patrón de radiación, la frecuencia de operación y la polarización de onda radiada, mediante los conmutadores que pueden ser mecánicos y electrónicos. Estos últimos presentan mejores velocidades de conmutación y su tamaño es menor comparado con aquellos de funcionamiento mecánico que operan a las mismas frecuencias.

- 1) Los conmutadores de RF reducen el costo de las antenas reconfigurables puesto que, ya no es necesario tener múltiples estructuras para lograr modificar sus características, esto conlleva a que se puedan automatizar los sistemas. Podemos dividir en dos grandes categorías los conmutadores: los de estado sólido (CMOS y diodos p-i-n) y los electromecánicos.
- 2) Algunas de las características que se deben considerar para escoger el mejor conmutador de acuerdo a nuestras necesidades son: las pérdidas de inserción, aislamiento, velocidad de conmutación, voltaje de operación, potencia, tamaño, vida útil, entre otros. Los conmutadores electromecánicos presentan mejor aislamiento que los de estado sólido, pero las mayores velocidades de conmutación y menor tamaño son los conmutadores de estado sólido.
- 3) Los conmutadores MEMS se caracterizan por sus bajas pérdidas (0.3 dB a 1.2 dB), gran ancho de banda y bajo consumo de potencia (0.05 a 0.1 mW), además no presentan distorsión de intermodulación u otros efectos no lineales. No obstante, su tiempo de vida útil es corto, necesita grandes voltajes de actuación (20 a 80 V) y su velocidad de conmutación es lenta (1 a 300  $\mu$ s).
- 4) Por otro lado, los conmutadores CMOS tienen bajos voltajes de actuación (3 a 5 V), su velocidad de conmutación es mayor que la de los MEMS (1 a 100 ns) y bajo consumo de potencia (0.05 a 0.1 mW), también son escalables que se traduce en bajo costo. Sin embargo, al operar a frecuencias altas las pérdidas son altas (0.4 a 2.5 dB) y su fabricación se hace compleja.
- 5) Por su parte, los conmutadores basados en diodos p-i-n tienen una rápida velocidad de conmutación (1 a 100 ns), bajos voltajes de actuación (1 a 30 V) y mejor manejo de potencia (<10 W) comparada con los MEMS. Las desventajas de este tipo de conmutadores son sus pérdidas de inserción (0.3 a 1.2 dB) y menor aislamiento, entre otros.
- 6) En este trabajo de investigación se decide utilizar como elementos de conmutación los diodos p-i-n para el diseño de los conmutadores SPST y SPDT basados en guía de onda rectangular que operarán en la banda U (40 a 60 GHz). Los requerimientos que deben cumplir los conmutadores estarán establecidos por la empresa Quinstar. Por lo tanto, el conmutador SPST debe presentar pérdidas de inserción  $|S_{21}| > -1.8$  dB y un aislamiento de  $|S_{31}| < -26$  dB y para el conmutador SPDT las pérdidas de inserción deben ser  $|S_{21}| > -2.3$  dB y el aislamiento  $|S_{31}| < 23$  dB.

Además para ambos casos trataremos de que las pérdidas de retorno sean  $|S_{11}| < -10$  dB.

- 7) La primera propuesta de conmutadores SPST y SPDT en guía de onda rectangular, se basó en un trabajo realizado en la banda X donde se describe el funcionamiento de un conmutador SPST que tiene un diafragma colocado en la sección transversal de a guía de onda. Modificamos el diseño de este diafragma para que operara en la banda U. Puesto que se utiliza un sustrato dieléctrico Rogers 5880 para el diafragma, tomamos sus características para diseñarlo en el software de simulación electromagnética. Los diodos p-i-n son los HN4005 que en el estado abierto presentan una resistencia de 20 k $\Omega$  y una capacitancia de 0.017 pF, en estado cerrado tienen una resistencia de 4.7  $\Omega$ .
- 8) Es de suma importancia hacer el diseño del diafragma, por ende, se comienza con un semi anillo ranurado que resuena en la frecuencia central de 50 GHz. Después, se diseñan los stubs con el fin de ampliar el ancho de banda y se colocan los diodos p-i-n en los stubs. El diafragma está en la sección transversal de la guía de onda WR-19. En el estado encendido las pérdidas de inserción son  $|S_{21}| \approx 0.2$  dB en una banda de 41.123 GHz a 60 GHz y en estado apagado un aislamiento de  $-25$  dB en una banda de 49.725 GHz a 50.894 GHz.

Colocamos un segundo diafragma a  $\lambda/4$  del primero, para poder ampliar el ancho de banda. El desempeño de este conmutador SPST mejoró el aislamiento considerablemente medido a  $-20$  dB en una banda de 41.91 a 53.29 GHz. Únicamente se alcanzó un ancho de banda de 11.38 GHz a pesar de las optimizaciones.

- 9) Una vez que concluimos el diseño del conmutador SPST, proponemos el conmutador SPDT. Inicialmente, se tiene una guía de onda en forma de T en la que colocamos postes que nos ayuden a dirigir la onda incidente a los puertos de salida donde estarían colocados los diafragmas. Sin embargo, los diversos postes no lograron alcanzar las metas y este diseño fue descartado. Así que se comenzó a diseñar otra estructura modificando la guía de onda, analizamos la matriz S de esta estructura y luego colocamos un diafragma en cada puerto. Las pérdidas de inserción son  $|S_{21}| = -0.74$  dB, la reflexión de  $|S_{11}| = -9.74$  dB y un aislamiento de  $|S_{31}| = -28$  dB en la frecuencia central de 50 GHz.

Nuevamente, como en el conmutador SPST se coloca un segundo diafragma en cada puerto de salida. Dando como resultado para el conmutador SPDT pérdidas de inserción  $|S_{21}| = -2.3$  dB en una banda de 43.483 a 51.153 GHz es decir, un ancho de banda de 7.67 GHz, una reflexión de  $|S_{11}| = -8$  dB con un ancho de banda de 5.71 GHz y un aislamiento de  $|S_{31}| = -22$  dB de 43.601 a 51.686 GHz alcanzando un ancho de banda de 8.085 GHz. Estas características no satisfacen los requerimientos.

- 10) Puesto que el diseño de conmutadores basados en guía de onda rectangular con diafragmas no tuvo éxito, ahora proponemos que los conmutadores se basen en una línea finline ya que es compatible con la tecnología de circuitos impresos, alcanza anchos de banda grandes comparada con otras líneas planares y ausencia de radiación.

La estructura de la finline permite que dentro de una guía de onda rectangular se tenga una línea ranurada en la sección transversal que nos ayudará en el diseño de los conmutadores SPST y SPDT. Como en los conmutadores anteriores, el primer paso es diseñar la línea finline y obtener sus características lo cual logramos mediante los softwares de simulación de circuitos y de simulación electromagnética.

Las características de la finline son: ranura de la línea es  $S = 0.1$  mm, longitud de onda es  $\lambda = 5.4673$  mm en la frecuencia central de 50 GHz, impedancia característica es de  $105 \Omega$  y una constante de propagación igual a 1149.23

- 11) Para los conmutadores SPST y SPDT basados en finline tenemos dos configuraciones diferentes, en la primera colocaremos los diodos p-i-n paralelos a la línea y en la segunda se colocan stubs en serie y diodos en paralelo a los stubs. Iniciamos con el conmutador SPST con diodos en paralelo. En el estado encendido del conmutador tenemos pérdidas de inserción  $|S_{21}|$  van de 0.6 dB a 1.86 dB y pérdidas de retorno  $|S_{11}|$  de 9.74 dB a 4.96 dB. En el estado apagado del conmutador el aislamiento  $|S_{21}|$  varía de 9.07 dB a 5.72 dB en la banda de operación.

En el caso del conmutador SPDT, la mejor configuración consta de cuatro diodos p-i-n (dos en cada brazo) separados a una distancia de  $\lambda/4$ , además de una modificación de la unión T. Las pérdidas de inserción  $|S_{21}|$  varían de 0 dB a 3 dB, las pérdidas de retorno  $|S_{11}|$  varían de 5 dB a 28 dB y el aislamiento  $|S_{31}|$  varía de 10 dB a 20 dB en la banda. El ancho de banda considerado es de 10 GHz que solamente es la mitad del requerido.

- 12) Presentamos la segunda configuración de los conmutadores SPST y SPDT basado en una finline con stubs en serie a la línea. Dado que es necesario optimizar el diseño simple, comenzamos con el conmutador SPST. Hacemos simulaciones con uno, dos, tres cuatro y cinco stubs, pero notamos que a partir del tercer stub el desempeño del conmutador es mejor, puesto que el aislamiento  $|S_{31}| < -15$  dB en una banda de 41 a 59 GHz, las pérdidas de inserción  $|S_{21}| = -0.18$  dB, las pérdidas de retorno  $|S_{11}| < -32$  dB en toda la banda de operación.

Al colocar cuatro stubs en el conmutador SPST, simulamos y optimizamos obteniendo un aislamiento  $|S_{31}| = -20$  dB en gran parte de la banda, las pérdidas de inserción son  $|S_{21}| = -0.22$  dB, las pérdidas de retorno  $|S_{11}| < -23$  dB en la banda de 40 a 60 GHz. Conforme incrementa el número de stubs notamos que las características mejoran notablemente, solamente que nos falta alcanzar un aislamiento de 26 dB.

Para concluir el diseño del conmutador SPST se coloca un quinto y último stub. Colocamos cuatro stubs de un lado de la ranura y uno del otro lado. Después, optimizamos y alcanzamos unas pérdidas de inserción mejores que 0.35 dB y pérdidas de retorno  $|S_{11}| < 25$  dB en toda la banda. El aislamiento fue de 25 dB en casi toda la banda de operación. Con esto consideramos que **SÍ** se satisfacen las metas para un conmutador SPST.

13) El conmutador SPDT con stubs en serie a la línea finline se diseña a partir de los conmutadores SPST, así que en se colocan cuatro stubs en cada brazo del conmutador. Primero, diseñamos la estructura de la finline en forma de T y luego de obtenemos sus características. Tomando las medidas de los stubs del conmutador SPST optimizamos los parámetros S y ampliamos el ancho de banda progresivamente para que sea más sencillo alcanzar las metas. El conmutador SPDT con cuatro stubs en cada brazo nos da un aislamiento  $|S_{31}| = 20$  dB en un ancho de banda de 18.4 GHz, tienen pérdidas de inserción  $|S_{21}| < -2.3$  dB en gran parte de la banda y una reflexión fue  $|S_{11}| < 9$  dB en una banda de 40 a 60 GHz.

El conmutador SPDT con cinco stubs en cada brazo tiene un aislamiento por debajo de  $-20$  dB en gran parte de la banda, excepto a 46 GHz que cae hasta  $-15$  dB, pérdidas de retorno son mejores que  $-10$  dB en una banda de 48 a 58 GHz, además pérdidas de inserción son mejores que 2 dB en toda la banda de operación.

Consideramos que el conmutador SPDT con mejores características es el que tiene cuatro stubs en cada brazo y dos más al ras de la unión T porque además de poseer pérdidas de inserción y aislamiento bueno, las pérdidas por retorno son mejores que 9 dB en toda la banda, al contrario del diseño con cinco stubs que solo es mejor que 10 dB en la mitad de la banda.

A continuación, se muestran la Tabla 2.1 donde están contenidos los requerimientos de los conmutadores SPST y SPDT y la Tabla 2.2 en la que se resumen las características de la guía de onda rectangular y del sustrato dieléctrico. Estas tablas nos servirán como referencia para poder condensar los resultados de este trabajo de investigación.

Tabla 2.1: Especificaciones de los conmutadores SPST y SPDT de Quinstar (<http://quinstar.com/millimeter-wave/waveguide-p-i-n-switch-qssqsd-series/>).

Banda de frecuencia	Rango de frecuencia	Ancho de banda	Guía de onda	Pérdidas de inserción (dB máx)		Aislamiento (dB mín)		VSWR
U	40-60 GHz	20 GHz	WR-19	SPST	1.8	SPST	26	2:1
				SPDT	2.3	SPDT	23	

Tabla 2.2: Características de los elementos usados para el diseño de los conmutadores.

Guía de onda WR-19		Longitud de onda en el espacio a 50 GHz.	Rogers 5880		Diodo p-i-n HN4005
Medidas internas	4.8×2.4 mm		6 mm	Espesor del cobre	0.017 mm
Medidas externas	6.81×4.42 mm	Espesor dieléctrico		0.127 mm	Polarización inversa: 20 kΩ y 0.017 pF
		Permitividad relativa	2.2		

En la Tabla A están resumidos los resultados del diseño de conmutadores SPST y SPDT basados en guía de onda rectangular que tienen un diafragma de control en la sección transversal de la guía. Los resultados de los conmutadores SPST y SPDT con diodos en paralelo basados en una línea finline se resumen en la Tabla B. Finalmente, en la Tabla C se describen los resultados de los conmutadores SPST y SPDT con stubs conectado en serie y diodos conectados en paralelo a los stubs.

Tabla A: Resultados de los conmutadores SPST y SPDT con diafragmas.

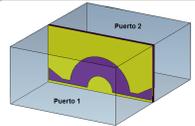
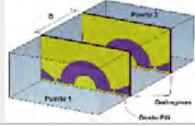
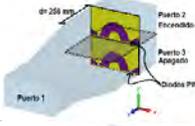
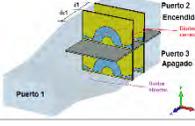
Conmutadores SPST y SPDT con diafragmas	Encendido		Apagado	Comentarios
	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno	Aislamiento	
	$ S_{21}  = -0.2$ dB 41.1 – 60 GHz	$ S_{11}  = -10$ dB 44.8 – 56 GHz	$ S_{21}  = -25$ dB 49.7 – 50.9 GHz	Diseño de un conmutador SPST con un diafragma. consideramos un ancho de banda 1.2 GHz.
	$ S_{21}  = -0.53$ dB 44 – 52 GHz	$ S_{11}  < -10$ dB 45 – 53.46 GHz	$ S_{21}  = -25$ dB 43.8 – 52 GHz	Diseño de un conmutador SPST con dos diafragmas. Ancho de banda 8.2 GHz.
	$ S_{21}  < -1$ dB 48 – 50 GHz	$ S_{11}  < -10$ dB 48 – 50 GHz	$ S_{31}  = -20$ dB 48 – 50 GHz	Conmutador SPDT con un diafragma en cada puerto de salida. Ancho de banda de 2 GHz.
	$ S_{21}  < -2.3$ dB 43.48 – 51.1 GHz	$ S_{11}  < -8$ dB 48.9 – 54.5 GHz	$ S_{31}  = -20$ dB 43.4 – 52 GHz	Conmutador SPDT con dos diafragmas. Ancho de banda 8.6 GHz, pero aislamiento grande.

Tabla B: Resultados de los conmutadores SPST y SPDT con diodos en paralelo.

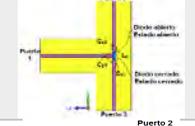
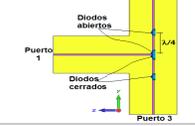
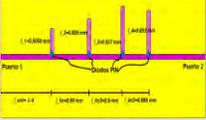
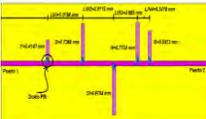
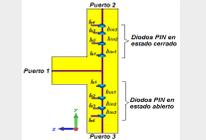
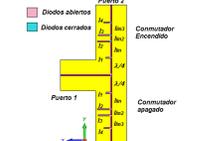
Conmutadores SPST y SPDT finline y diodos en paralelo	Encendido		Apagado	Comentarios
	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno	Aislamiento	
	$ S_{21}  = -0.6$ a $-1.86$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{11}  = -9.74$ a $-4.96$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{21}  = -9.07$ a $-5.72$ dB 40 – 60 GHz	Diseño de un conmutador SPST con un diodo en paralelo. Mal diseño.
	$ S_{21}  = -1$ a $-3$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{11}  = -11.8$ a $-7.2$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{31}  = -10$ a $-6$ dB 40 – 60 GHz	Conmutador SPDT con diodos al ras. Las reactancias parásitas incrementan reflexión.
	$ S_{21}  = -1$ a $-3$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{11}  = -11.8$ a $-7.2$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{31}  = -10$ a $-6$ dB 40 – 60 GHz	Conmutador SPDT con un diafragma en cada puerto de salida. Ancho de banda de 2 GHz.

Tabla C: Comparación de resultados para los conmutadores SPST y SPDT con stubs en serie.

Conmutadores SPST y SPDT con diafragmas	Encendido		Apagado	Comentarios
	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno	Aislamiento	
	$ S_{21}  = -0.18$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{11}  = -30$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{21}  < -15$ dB 40.7 – 59.3 GHz	Conmutador SPST con tres stubs en serie. Buenas características, falta mejorar aislamiento.
	$ S_{21}  = -0.22$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{11}  < -25$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{21}  = -18$ dB 40 – 60 GHz	Conmutador SPST con cuatro stubs en serie. Mejoró aislamiento, por lo tanto al ancho de banda
	$ S_{21}  < -0.35$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{11}  < -25$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{31}  = -25$ dB 40 – 60 GHz	Conmutador SPST con cinco stubs en serie. Ancho de banda medido cuando el aislamiento es $-25$ dB, es de 20 GHz.
	$ S_{21}  < -2.3$ dB Excepto entre 44 y 45 GHz	$ S_{11}  < -7.5$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{31}  = -20$ dB 40 – 59.7 GHz	Conmutador SPDT con cuatro stubs en cada brazo. Reflexión grande por reactancias parásitas en la unión T.
	$ S_{21}  < -2.3$ dB Excepto entre 55 a 57 GHz	$ S_{11}  < -9$ dB Excepto entre 56 a 58 GHz	$ S_{31}  = -20$ dB 40 – 58.4 GHz	Conmutador SPDT con cuatro stubs en cada brazo. Ancho de banda medido cuando $ S_{31}  = -20$ dB es de 18.4 GHz.
	$ S_{21}  < -2.3$ dB 40 – 60 GHz	$ S_{11}  < -8$ dB 44 – 59.6 GHz	$ S_{31}  = -20$ dB Excepto entre 45 a 46 GHz	Conmutador SPDT con cinco stubs en cada brazo. Buen nivel de aislamiento y pérdidas de inserción, pero alta reflexión.