



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
ELECTRICA – SISTEMAS ELECTRÓNICOS

DESPLAZADOR DE FASE MEMS PARA LA BANDA DE SÚPER ALTA FRECUENCIA

T E S I S
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
BENÍTEZ ZÚÑIGA IGNACIO CUAUHTÉMOC

TUTOR PRINCIPAL:
DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS, FACULTAD DE INGENIERÍA

MÉXICO, D.F., AGOSTO 2015.



Universidad Nacional
Autónoma de México



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. MARTÍNEZ LÓPEZ JOSÉ ISMAEL
Secretario: DR. GUTIÉRREZ CASTREJÓN RAMÓN
Vocal: DR. RODRÍGUEZ CUEVAS JORGE
1^{er}. Suplente: DR. MARTYNYUK OLEKSANDR
2^{d o}. Suplente: DRA. MOUMTADI FATIMA

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D. F.

TUTOR DE TESIS:

DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS

FIRMA

AGRADECIMIENTOS

A Dios por haberme concebido la oportunidad de realizar este sueño.

A Dios sea toda la gloria, honra y honor.

A la Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM, por haberme abierto sus puertas de par en par.

A mi director de tesis, Dr. Jorge Rodríguez Cuevas, por su guía, conocimiento y experiencia que me brindaron durante la realización de este trabajo, además por haber depositado su confianza en mí aceptando ser mi director de tesis y por brindarme su amistad.

Al Dr. Ismael Martínez López por su tiempo y las discusiones que ayudaron a la realización de esta tesis y por brindarme su amistad.

Al Dr. Oleksandr Martynyuk, por todas sus enseñanzas y consejos para realizar la presente tesis y que me hicieron crecer intelectualmente.

A todos los sinodales que se tomaron su tiempo en revisar y hacer las correcciones pertinentes al presente trabajo.

A toda mi familia que me apoyo incondicionalmente para la realización de este logro, en especial a mis padres Angelina Zúñiga e Ignacio Benítez, mis Tíos Sara Zúñiga, Gloria Zúñiga y Vicente Zúñiga, a mis hermanos Elid, Obed y Sandra por todos los consejos recibidos, a mi primo Israel Zúñiga por todo su apoyo y finalmente a mi Erika Guerrero Espín por todo su amor, cariño y comprensión durante todo este tiempo.

A la Coordinación de Estudios de Posgrado (CEP) por el apoyo recibido el primer año de los estudios de maestría.

Al Concejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo recibido el segundo año de los estudios de maestría.

*A la memoria de Gloria Zúñiga Jiménez y Lucrecia
Jiménez Durán por todo el amor recibido hacia nuestra
familia.*

“Porque para mí el vivir es Cristo, y el morir es ganancia”

Filipenses 1:21

ÍNDICE GENERAL

Introducción	1
Objetivos	2
Organización del trabajo	3
Capítulo 1. Desplazadores de fase en microondas	5
1.1 Definición y conceptos básicos	6
1.2 Tipos de desplazadores de fase	7
1.2.1 Desplazadores de fase mecánicos	8
1.2.2 Desplazadores de fase de ferrita	9
1.2.3 Desplazadores de fase con semiconductores	10
1.2.4 Desplazadores de fase MEMS	13
1.3 Estado del arte de desplazadores de fase	14
1.4 Conclusiones	20
Referencias del capítulo 1	21
Capítulo 2. Aspectos generales de los interruptores RF MEMS	22
2.1 Interruptores RF MEMS	23
2.2 Parámetros fundamentales de los interruptores RF MEMS	24
2.2.1 Voltaje de actuación	24
2.2.2 Tiempo de conmutación	24
2.2.3 Frecuencia de resonancia	24
2.2.4 Aislamiento	24
2.2.5 Pérdidas de inserción	24

2.2.6 Factor de calidad de conmutación	25
2.3 Modelos eléctricos de los interruptores RF MEMS	25
2.3.1 Configuración serie	25
2.3.2 Configuración en derivación	25
2.4 Métodos de actuación de interruptores RF MEMS	27
2.4.1 Actuación electroestática	27
2.4.2 Actuación electrotérmica	27
2.4.3 Actuación piezoeléctrica	28
2.4.4 Actuación magnetoestática	29
2.5 Estado del arte de interruptores RF MEMS	30
2.6 Conclusiones	33
Referencias del capítulo 2	35
Capítulo 3. Análisis electromecánico y electrodinámico de interruptores RF MEMS	36
3.1 Especificaciones de diseño del interruptor RF MEMS	37
3.2 Análisis electromecánico	38
3.2.1 Constante de rigidez de resorte k	38
3.2.2 Voltaje de jale	46
3.3 Diseño de los interruptores	49
3.4 Cálculo de la constante de rigidez y voltaje de jale de los interruptores	53
3.5 Simulación mecánica	57
3.6 Análisis electrodinámico del interruptor	64
3.6.1 Factor de calidad de conmutación	64
3.6.2 Modelo eléctrico equivalente del interruptor RF MEMS	69

3.6.3 Cálculo del factor de calidad de conmutación	74
3.6.4 Parámetros de dispersión (S) del interruptor RF MEMS	78
3.7 Conclusiones	82
Referencias del capítulo 3	84
Capítulo 4. Análisis electrodinámico del desplazador de fase MEMS	85
4.1 Principio de operación del desplazador de fase	85
4.2 Diseño del desplazador de fase	88
4.2.1 Polarización de los interruptores RF MEMS	95
4.3 Ancho de banda del desplazador de fase	98
4.4 Conclusiones	105
Referencias del capítulo 4	106
Capítulo 5. Fabricación y resultados	107
5.1 Tecnología empleada en la fabricación de MEMS	107
5.1.1 Micromaquinado	107
5.1.2 Evaporación	108
5.1.3 Pulverización catódica (Sputtering)	108
5.1.4 Deposición química en fase vapor	109
5.1.5 Deposición por medio de giro (Spinner)	109
5.1.6 Litografía	110
5.2 Materiales empleados	110
5.2.1 Rogers RO5880 Duroit	110
5.2.2 Cyclotene serie 4000	111
5.2.3 Fotorresina AZ 9245	111

5.2.4 Cobre	112
5.2.5 Aluminio	112
5.3 Fabricación de los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados	112
5.4 Fabricación del desplazador de fase con el interruptor RF MEMS con el Interruptor RF MEMS monolíticamente integrado	120
5.5 Fabricación del desplazador de fase con el interruptor RF MEMS insertado	126
5.6 Resultados	128
5.7 Conclusiones	129
Referencias del capítulo 5	130
Conclusiones generales	131

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Dispositivo de dos puertos como desplazador de fase	6
Figura 1.2	Configuración simple de un desplazador de fase mecánico	8
Figura 1.3	Desplazador de fase lineal basado en cable coaxial	9
Figura 1.4	Desplazador de Fase Toroidal	10
Figura 1.5	Conmutación de dos longitudes eléctricas para conseguir un desplazamiento en la fase	11
Figura 1.6	Desplazador de fase en configuración de circuito de línea de carga reactiva	12
Figura 1.8	Interruptor basado en tecnología MEMS	13
Figura 1.9	Diagrama esquemático del desplazador de fase con tres stubs	14
Figura 1.10	Diagrama esquemático general de las unidades DMTL	15
Figura 1.11	Diagrama esquemático del desplazador de fase de línea conmutada de 5 bits con interruptores RF MEMS multítiro	16
Figura 1.12	Diagrama esquemático del desplazador de fase tipo reflectivo	16
Figura 1.13	Arreglo reflectivo basado en anillos de metal	17
Figura 1.14	Desplazador de fase de 2-bits para la banda X	18
Figura 2.1	Interruptor RF MEMS configuración serie	26
Figura 2.2	Interruptor RF MEMS configuración en derivación	26
Figura 2.3	Interruptor RF MEMS con actuación térmica	28
Figura 2.4	Actuador piezoeléctrico	29
Figura 2.5	Interruptor RF MEMS con actuación electroestática	29
Figura 2.6	Actuador magnetoestático	30
Figura 2.7	Dimensiones del interruptor con topología de viga en voladizo	31
Figura 2.8	Dimensiones del interruptor RF MEMS con topología de viga en voladizo	32
Figura 2.9	Vista superior y sección transversal de interruptor RF MEMS con contacto metal-metal	33
Figura 3.1	Dimensiones que debe satisfacer el interruptor RF MEMS	37
Figura 3.2	Curva de deflexión de una viga en voladizo	39
Figura 3.3	Curva de deflexión de una viga	40
Figura 3.4	Diagrama esquemático de fuerzas actuantes de un interruptor RF MEMS de topología tipo cantiléver	42
Figura 3.5	Diagrama de cuerpo libre de una viga en voladizo para el análisis de un interruptor RF MEMS tipo cantiléver	43
Figura 3.6	Modelo electromecánico del interruptor RF MEMS tipo cantiléver	46
Figura 3.7	Dimensiones del interruptor presentado en [2] todas las dimensiones en um	50
Figura 3.8	Flujo de proceso de fabricación de la viga en voladizo del interruptor RF MEMS presentado en [2]	50
Figura 3.9	Interruptor RF MEMS tipo cantiléver monolíticamente integrado versión 1	51

Figura 3.10 Interruptor RF MEMS tipo cantiléver monolíticamente integrado versión 2	51
Figura 3.11 Flujo de proceso del interruptor monolíticamente integrado	52
Figura 3.12 Vistas en perspectiva interruptores RF MEMS	53
Figura 3.13 Sistema de resortes que actúan en paralelo	54
Figura 3.14 Flujo de diseño de dispositivos MEMS en CoventorWare	58
Figura 3.15 Curvas de histéresis para los interruptores RF MEMS tipo cantiléver monolíticamente integrados	59
Figura 3.16 Fuerza electroestática en los interruptores RF MEMS	60
Figura 3.17 Curvas de fuerza electroestática vs desplazamiento de los interruptores RF MEMS	61
Figura 3.18 Graficas de fuerza electroestática vs desplazamiento e histéresis del interruptor presentado en [2]	63
Figura 3.19 Bipuerto recíproco sin pérdidas usado para transformar el par de impedancias	64
Figura 3.20 Modelo eléctrico equivalente de un interruptor RF MEMS tipo cantiléver en estado abierto	69
Figura 3.21 Modelo eléctrico equivalente de un interruptor RF MEMS tipo cantiléver en estado cerrado	70
Figura 3.22 Impedancias equivalentes en carta Smith en la banda 8 - 13 GHz	71
Figura 3.23 Gráficas de las suceptancias y reactancias equivalentes del interruptor presentado en [2]	72
Figura 3.24 Localización del puerto en el interruptor	75
Figura 3.25 Carta Smith para el comportamiento del interruptor RF MEMS en estado abierto y cerrado	76
Figura 3.26 Gráfica del factor de calidad de conmutación respecto a la frecuencia para la primera versión del interruptor monolíticamente integrado	76
Figura 3.27 Variación del factor de calidad respecto a la frecuencia	77
Figura 3.28 Configuración de bipuerto para la medición de los parámetros de dispersión de los interruptores RF MEMS	78
Figura 3.29 Aislamiento y pérdidas de inserción para la versión 1 del interruptor monolíticamente integrado	79
Figura 3.30 Aislamiento y pérdidas de inserción para la versión 2 del interruptor monolíticamente integrado	80
Figura 3.31 Aislamiento y pérdidas de inserción para la versión del interruptor presentado en [2]	81
Figura 4.1 Arreglo reflectivo de aperturas anulares con cortos ubicados uniformemente	86
Figura 4.2 Anillo desplazador con la placa metálica en la guía de onda circular, formando un desplazador de fase	89
Figura 4.3 Campo eléctrico con plano de polarización paralelo al eje del stub con el elemento conmutador en estado abierto	90
Figura 4.4 Modelo equivalente por el que viaja la onda con plano de polarización paralelo al eje del stub con elemento conmutador en estado abierto	91
Figura 4.5 Campo eléctrico con plano de polarización perpendicular al eje del stub donde se encuentra el elemento conmutador en estado abierto	92

Figura 4.6. $S_{1(1)1(1)} = \Gamma_{\perp}$, $S_{1(2)1(2)} = \Gamma_{\parallel}$, con el interruptor monolíticamente integrado al desplazador de fase	93
Figura 4.7. $S_{1(1)1(1)} = \Gamma_{\perp}$, $S_{1(2)1(2)} = \Gamma_{\parallel}$, con el interruptor presentado en [7] integrado al desplazador de fase	94
Figura 4.8 Estructura de polarización del interruptor RF MEMS	96
Figura 4.9 Geometría triangular para el filtro de protección	97
Figura 4.10 Magnitud de la impedancia para stub abierto como filtro de polarización	98
Figura 4.11 Orden de los interruptores RF MEMS en el desplazador de fase	101
Figura 4.12 Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados; Interruptor 1 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado	101
Figura 4.13 Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados; Interruptor 2 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado	102
Figura 4.14 Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados; Interruptor 3 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado	102
Figura 4.15 Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados; Interruptor 4 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado	103
Figura 4.16 Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS presentado en [7]; Interruptor 1 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado	103
Figura 4.17 Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS presentado en [7]; Interruptor 2 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado	104
Figura 4.18 Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS presentado en [7]; Interruptor 3 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado	104
Figura 4.19 Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS presentado en [7]; Interruptor 4 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado	105
Figura 5.1 Flujo de proceso del interruptor monolíticamente integrado	113
Figura 5.2 Máscara 1 para fabricar los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados	114
Figura 5.3 Marca de alineación de la oblea	114
Figura 5.4 Máscara 2 para fabricar los interruptores RF monolíticamente integrados	115
Figura 5.5 Marca de alineación de la oblea 2	115
Figura 5.6 Máscara utilizadas para definir área de la capa sacrificial de los interruptores RF MEMS	116
Figura 5.7 Última máscara del flujo de proceso para fabricar los interruptores RF MEMS	117
Figura 5.8 Membranas del cantiléver de los interruptores RF MEMS	117
Figura 5.9 Fotografías del segundo paso del flujo de proceso	118

Figura 5.10 Fotografías del cuarto paso del flujo de proceso	118
Figura 5.11 Fotografías del quinto paso del flujo de proceso	119
Figura 5.12 Fotografía del último paso del flujo de proceso	120
Figura 5.13 Flujo de proceso del desplazador de fase con el interruptor monolíticamente integrado	121
Figura 5.14 Máscara 1 para el primer paso del flujo de trabajo que es la definición de área de trabajo	122
Figura 5.15 Máscara 2 para el segundo paso del flujo de proceso que es la formación de los postes para e anclaje de los interruptores RF MEMS	122
Figura 5.16 Máscara 3 para el tercer paso del flujo de proceso que es la formación del anillo con los stubs radiales	123
Figura 5.17 Máscara 4 para el cuarto paso: formación de isletas de BCB	123
Figura 5.18 Máscara 5 para el penúltimo paso: formación de polarización y membranas cantiléver del interruptor RF MEMS	124
Figura 5.19 Fotografías de la fabricación del desplazador de fase con el interruptor RF MEMS monolíticamente integrado	125
Figura 5.20 Flujo de proceso del desplazador de fase con el interruptor insertado	126
Figura 5.21 Máscaras para fabricar el desplazador de fase con el interruptor insertado	127
Figura 5.22 Fotografías de la fabricación del desplazador de fase con el interruptor RF MEMS insertado	128

Introducción

El desplazador de fase es un componente de microondas, que es usado en una gran variedad de sistemas de comunicaciones y radar. Previo al desarrollo de la electrónica a mediados del siglo XX, casi todos los desplazadores eran de tipo mecánico, al pasar los años, los desplazadores de fase electrónicos asumieron una gran importancia, dado su potencial para satisfacer los requerimientos en los sistemas de antenas en arreglo de fase. Aunque el desarrollo de desplazadores de fase electrónicos ha permitido su miniaturización y se han abierto nuevas perspectivas en aplicaciones militares y civiles, en la actualidad se necesita implementar estos dispositivos eficientemente y a un bajo costo de producción en las bandas de frecuencias requeridas. Una de esas bandas de gran interés por el uso y la explotación de las microondas es la banda de súper alta frecuencia que está en el intervalo que va de 8 a 12 GHz. Las principales aplicaciones de esta banda son de uso militar, dentro de las cuales una de las más importantes e indispensables es el salvaguardar el espacio aéreo con sistemas de radar.

Uno de los sistemas que hoy en día emplea la banda de súper alta frecuencia son las antenas en arreglos de fase, las cuales están formadas por cientos o miles de elementos independientes (desplazadores de fase) los cuales son alimentados coherentemente, presentando un corrimiento de fase determinado para dirigir el haz en una dirección deseada. La principal ventaja de este tipo de antenas es la capacidad del control operativo del patrón de radiación y, en particular, la capacidad de la rápida exploración electrónica que consiste en el desplazamiento del haz de la antena en el espacio en intervalos de tiempo del orden de microsegundos.

Desafortunadamente su uso extenso se encuentra limitado por la ausencia de desplazadores de fase eficientes y de bajas pérdidas, es por ello que el presente trabajo se enfoca en una nueva propuesta de diseño de un desplazador de fase mediante el uso de conmutadores

microelectromecánicos para radio frecuencia (RF MEMS), cuyo fin es mejorar las características de los desplazadores de fase existentes e incrementar la eficacia de las antenas en arreglos de fase.

Los conmutadores RF MEMS, que han surgido en las últimas décadas como resultado de las investigaciones en micro y nano tecnología, han demostrado ser mayormente competitivos, tanto en el ámbito tecnológico como en el ámbito económico. Gracias a ellos se han logrado fabricar circuitos de bajas pérdidas que trabajan en alta frecuencia sobre sistemas de alta integración electrónica. No obstante su aplicación directa en los diseños de desplazadores de fase convencionales basados en líneas de transmisión, no resulta en una disminución directa sobre las pérdidas, debido a que las líneas de transmisión, por su propia naturaleza, presentan pérdidas significativas, sin embargo, los RF MEMS mejoran satisfactoriamente el desempeño de otros dispositivos sobre los desplazadores de fase, como son los diodos p-i-n y los conmutadores FET

De esta forma, la presente tesis pretende mostrar el uso de interruptores RF MEMS, el principio espirfase y de cambio de fase de Fox para construir un desplazador de fase. Los desplazadores de fase que se basan en el Principio de Fox son elegidos principalmente por presentar bajas pérdidas y pequeños errores de fase. El uso de los conmutadores RF MEMS permite mejorar características del desplazador de fase, debido a sus bajas pérdidas de inserción, alto aislamiento, bajo consumo de potencia, bajo costo de producción, etc., con el fin de construir un desplazador de fase eficaz que compita tecnológica y económicamente sobre otros dispositivos con el mismo fin.

Objetivos

Objetivo General

- Desarrollo de un desplazador de fase MEMS para la banda de súper alta frecuencia basado en el principio de cambio de fase de Fox utilizando tecnología de circuito impreso flexible para aplicaciones en antenas de arreglos de fase.

Objetivos particulares

- Desarrollar un desplazador de fase de tipo reflectivo el cual se centre en el principio de cambio de fase mediante el desarrollo del diafragma de control, en donde el cambio

de fase se realizará mediante la simulación electrónica del movimiento mecánico de cambio de fase utilizado en el principio de Fox.

- Optimizar los parámetro que presenta el desplazador de fase, obteniendo las menores pérdidas posibles de inserción, enfocándose en la obtención de un ancho de banda lo más amplio posible.
- Obtener nuevos conocimientos teóricos y prácticos sobre desplazadores de fase MEMS.

Organización del trabajo

El presente trabajo de tesis contiene cinco capítulos en los que se desglosa toda la investigación realizada, el diseño y los resultados obtenidos del desplazador de fase basado en el principio espifase y el principio de cambio de fase de Fox, con el interruptor RF MEMS, comenzando con los conocimientos teóricos necesarios para comprender el tema de tesis, hasta las conclusiones generales del trabajo realizado a lo largo del mismo.

El capítulo 1 describe aspectos generales de un desplazador de fase así como un pequeño resumen teórico del funcionamiento de los mismos y las diferentes tecnologías que se han desarrollado para su fabricación, en especial los desarrollados usando tecnología MEMS. Se presentan los resultados obtenidos con algunos desplazadores de fase desarrollados utilizando RF MEMS.

En el capítulo 2 se presentan aspectos generales de los interruptores RF MEMS, así como como los parámetros más importantes para el análisis y diseño, además de presentar el estado del arte de los conmutadores RF MEMS del tipo cantiléver más importantes desarrollados en los últimos años. Con base en el capítulo 1 y el capítulo 2 se tomara la decisión de las características que debe tener el interruptor RF MEMS que sirva como elemento de conmutación para que sea posible el corrimiento de fase en el desplazador de fase objeto de la presente tesis.

En el capítulo 3 se presenta el diseño de tres interruptores RF MEMS propuestos para sustituir al diodo p-i-n en el diafragma de control del desplazador de fase. Esto con el fin de optimizar la fabricación del desplazador de fase al poder integrarse en un proceso planar, o bien monolíticamente integrarse en el desplazador de fase, como el elemento conmutador que permite el acoplamiento del stub. Se presenta un análisis electromecánico y su comportamiento electrodinámico de dichos interruptores.

En el capítulo 4 se presenta un análisis electrodinámico de dos versiones de desplazador de fase, esto ya que se eligieron dos interruptores que presentaban mejores características electromecánicas y electrodinámicas para así optimizar el comportamiento del desplazador de fase, para así obtener el mayor ancho de banda posible en el dispositivo objeto de la presente tesis.

En el capítulo 5 se presenta una descripción del proceso de fabricación de los interruptores RF MEMS y de los desplazadores de fase, así como evidencia fotográfica de la fabricación de los mismos, así mismo y para concluir el capítulo se presenta resultados electromecánicos que se les realizaron a los interruptores RF MEMS

Finalmente se presentan las conclusiones generales del presente trabajo.

CAPÍTULO 1

Desplazadores de fase en Microondas

Los desplazadores de fase en microondas son importantes componentes para amplio alcance de aplicaciones como lo son radares, sistemas de comunicación de alta capacidad, comunicaciones satelitales, etc. Existen desplazadores de fase que cambian la fase ajustando los parámetros geométricos del dispositivo (por ejemplo, cambiando la longitud de una línea de transmisión usando conmutadores), o bien, cambiando las propiedades de los materiales de los componentes (aplicando un campo magnético o un campo eléctrico). Los desplazadores de fase basados en redes de conmutadores y líneas de transmisión distribuidas pueden tener inconvenientes, por ejemplo en antenas en arreglos de fase gracias a su tamaño relativamente grande para esta aplicación, al mismo tiempo los desplazadores de fase fabricados con base en ferrita pueden tener el inconveniente (además de ser grandes), del consumo de potencia que es grande. Por ello tanto en la industria como en la academia se han dado a la tarea de desarrollar desplazadores de fase cada vez más pequeños y que tengan la característica de tener pocas pérdidas de inserción, así como otras características deseables como son un amplio ancho de banda, bajo consumo de potencia, el proceso de fabricación sea barato, etc., ya que la principal aplicación de los desplazadores de fase recae en antenas en arreglos de fase (aunque puede ser utilizado en una gran variedad de aplicaciones en el campo de las microondas) para el escaneo electrónico del espacio.

Este capítulo resume algunos conceptos básicos de lo que son los desplazadores de fase en el campo de las microondas, además se da una clasificación y descripción general de ellos, para así terminar dando una revisión del estado del arte en el desarrollo de dichos dispositivos en los últimos años, esto para tener una visión general y tener parámetros para poder comparar los resultados que se pretende alcanzar en el presente trabajo y concluir si son satisfactorios o no.

1.1 Definición y conceptos básicos

Un desplazador de fase es un dispositivo de propósito general usado en una gran variedad de sistemas de comunicaciones, medición e instrumentación en el campo de las microondas. Básicamente, es un dispositivo de dos puertos cuya finalidad principal es proveer un cambio de fase de una onda electromagnética con una atenuación apenas perceptible. El retraso de fase experimentado por la onda electromagnética se le conoce como *fase de inserción* del dispositivo. La figura 1.1 muestra de manera general un dispositivo de dos puertos, si V_1 es la onda electromagnética de entrada en el puerto 1 y ϕ es la fase de inserción, asumiendo que el desplazador de fase sea ideal (esto quiere decir que no tenga pérdidas de inserción), la onda electromagnética en el puerto 2 está dada por $V_1 e^{-j\phi}$. Dicho lo anterior, podemos observar que un desplazador de fase también es usado para cambiar la fase del coeficiente de transmisión dentro de una red.

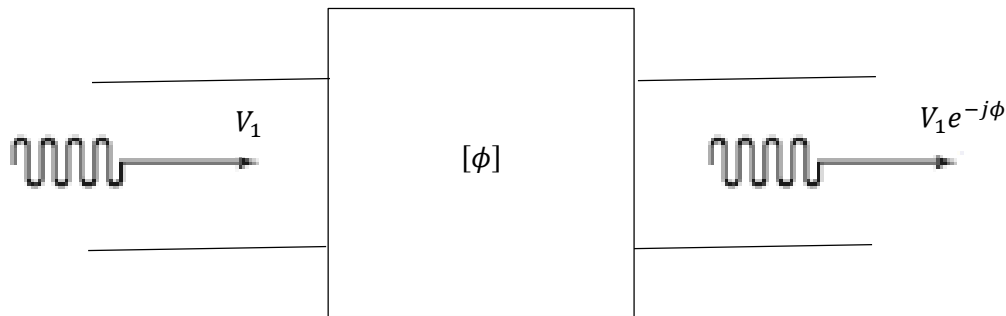


Figura 1.1. Dispositivo de dos puertos como desplazador de fase.

Por otro lado, para dos diferentes situaciones del desplazador de fase las inserciones de fase son ϕ_1 y ϕ_2 , entonces el desplazamiento diferencial de fase que presenta el dispositivo está dado por

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 \quad (1.1)$$

Donde $\Delta\phi$ puede corresponder a un retraso o a un adelanto de fase diferencial, dependiendo del signo.

Un desplazador de fase ideal es recíproco y presenta la misma fase de inserción para cualquier dirección de propagación de la onda electromagnética, su matriz de dispersión se presenta como

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\phi} \\ e^{-j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Como se puede observar el desplazamiento de fase diferencial también permanece igual para ambas direcciones de propagación. También existen desplazadores de fase no recíprocos que presentan diferentes fases de inserción para las ondas que viajan en direcciones opuestas, por lo que la matriz de dispersión de un desplazador de fase ideal no recíproco está dada por

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\phi_1} \\ e^{-j\phi_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Otra clasificación que pueden tener los desplazadores de fase está en si tienen una variación continua o no del corrimiento de fase, dicho en otras palabras si son analógicos o digitales, donde los desplazadores de fase analógicos tendrán un corrimiento de fase continuo mientras que los digitales permiten una variación en pasos discretos.

Otro aspecto importante a tomar en cuenta es que los desplazadores de fase siempre exhiben una cierta cantidad de pérdidas, dichas pérdidas son nombradas pérdidas de inserción y normalmente se especifican en dB de acuerdo a

$$IL[dB] = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad (1.4)$$

Donde S_{21} es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2. Otro parámetro esencial en los desplazadores de fase es la precisión del corrimiento de fase. En un desplazador de fase muchos factores pueden causar un error de fase, tales como ondas estacionarias, propiedades del material con que se fabrica el dispositivo así como elementos externos para su interconexión con otros elementos. En caso de que el error de fase no se encuentre dentro del intervalo permitido es necesario sintonizar la fase mediante métodos que permitan un buen ajuste de fase.

El desempeño eléctrico de un desplazador de fase generalmente es especificado en términos de las pérdidas de inserción, ancho de banda de operación, error de fase, capacidad de manejo de potencia, tiempo de conmutación y potencia de actuación; como se mencionó al inicio del presente capítulo el tamaño físico y peso del desplazador de fase debe ser minimizado para sistemas móviles y aerotransportados, mientras que para sistemas con bases terrestres este requerimiento puede ser un poco más flexible [1].

1.2 Tipos de desplazadores de fase

Existen diferentes formas de catalogar a los desplazadores de fase dependiendo de la forma y el método que utilizan para realizar el cambio de fase de la onda electromagnética. Por lo anterior la principal clasificación en los que se encuentran los desplazadores de fase es que si son mecánicos o electrónicos, dependiendo en que si el control de la fase es a través de un ajuste mecánico o electrónico. Con el avance de la

tecnología, los desplazadores de fase variables electrónicamente le han ganado el terreno a los desplazadores de fase variables mecánicamente. Gracias a ello los desplazadores de fase electrónicos pueden clasificarse dependiendo del mecanismo de control adoptado, como son de ferrita, con dispositivos semiconductores basados en diodos PIN o transistores a efecto de campo (FET) y con dispositivos micro electromecánicos de conmutación en radio frecuencia conocidos como RF MEMS. A continuación se muestra una breve descripción de desplazadores de fase más importantes.

1.2.1 Desplazadores de fase mecánicos

Esta categoría es generalmente construida en una línea de cable coaxial o guía de onda metálica. El cambio de fase de este dispositivo es logrado por medio de cambios como la variación en la longitud física de la línea o el desplazamiento rotacional de una placa dieléctrica dentro de la guía. Con esos esquemas se pueden lograr varios tipos de desplazadores de fase mecánicos, por ejemplo: *desplazadores de fase de trombón coaxial*, *desplazadores de fase híbrido de guía de onda ranura pequeña* y *desplazadores de fase de guía de onda ajustable con paletas rotatorias*.

Todos estos desplazadores de fase son recíprocos y comúnmente usados en dispositivos analógicos. En comparación con los electrónicos, los mecánicos son toscos, simples de fabricar y tienen pérdidas bajas (alrededor de 0.5 dB para un cambio de fase de 360°) [1].

Un desplazador de fase mecánico simple se muestra en la figura 1.2, el cual se utiliza una lámina o barra hecha de un material dieléctrico. El grosor de la barra es aproximadamente 1/10 de la base de la sección transversal de la guía, el desfase máximo se obtiene cuando la barra queda colocada en el centro de la guía ya que es en el centro donde la intensidad del campo eléctrico es máximo, mientras que es mínimo cuando coincide con la pared lateral [2].

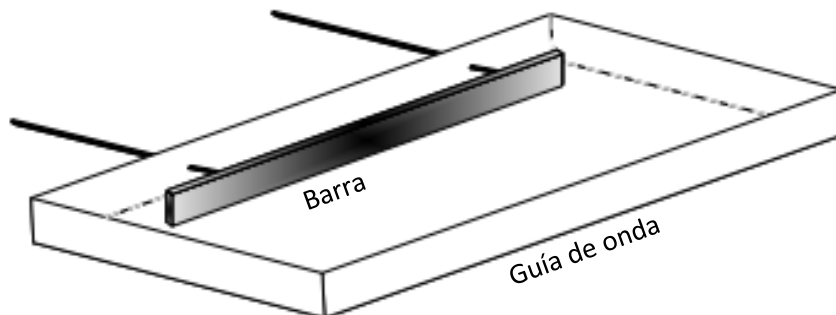


Figura 1.2. Configuración simple de un desplazador de fase mecánico.

El principio de operación es simple y se basa en que en un medio de propagación hecho de material dieléctrico de bajas pérdidas cambia la velocidad de propagación de una onda. Por lo que la barra dieléctrica no atenúa a la señal dentro de la guía, pero si cambia su fase. Mientras mayor sea la permitividad relativa del material dieléctrico, mayor será el cambio de fase producido en la onda.

Otro tipo de desplazadores de fase mecánicos sencillos son los lineales que generalmente son realizados en cable coaxial y guías de onda. El principio de operación de estos desplazadores de fase consiste en que el corrimiento de fase sea directamente proporcional a un cambio en la longitud eléctrica de la línea de transmisión, es decir

$$\Delta\phi = \beta(l_1 - l) \quad (1.5)$$

En el caso del cable coaxial esto se logra con el uso de líneas coaxiales concéntricas que se deslizan una con respecto a la otra. La interface entre las líneas concéntricas se lleva a cabo eléctricamente en una unión sin contacto por medio de transformador $\lambda/4$, como se muestra en la figura 1.3 [1].

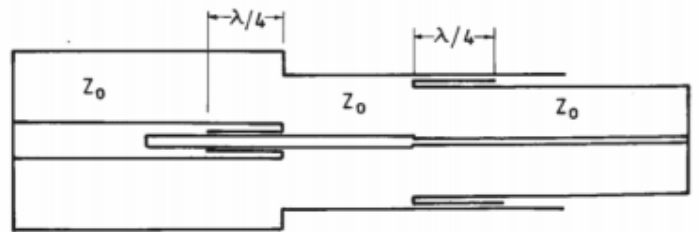


Figura 1.3. Desplazador de fase lineal basado en cable coaxial.

1.2.2 Desplazadores de fase de ferrita

En los desplazadores de fase de ferrita existe interacción entre las ondas electromagnéticas de la señal de interés y el momento angular de los electrones dentro de una ferrita magnetizada. Cuando la magnitud o dirección del campo magnético aplicado se modifica, la permeabilidad de la ferrita cambia, por lo tanto se modifica la constante de propagación de la onda electromagnética y por consiguiente su fase.

Los desplazadores de fase de ferrita pueden ser construidos en varios diseños tales como guías de onda, cable coaxial o microcinta; además pueden ser analógicos como digitales. Este tipo de desplazadores de fase encuentran aplicación en sistemas de medición, pero su uso más significativo es en las antenas en arreglos de fase [3]. Diferentes tipos de desplazadores de fase de ferrita han sido desarrollados, tanto recíprocos y no recíprocos. Uno de los diseños más usados es el de enclavamiento (latching en inglés), que

es un desplazador de fase no recíproco usando un toroide de ferrita en una guía de onda rectangular; ejemplo de ello es el desplazador de fase que se puede observar con más detalle en la figura 1.4.

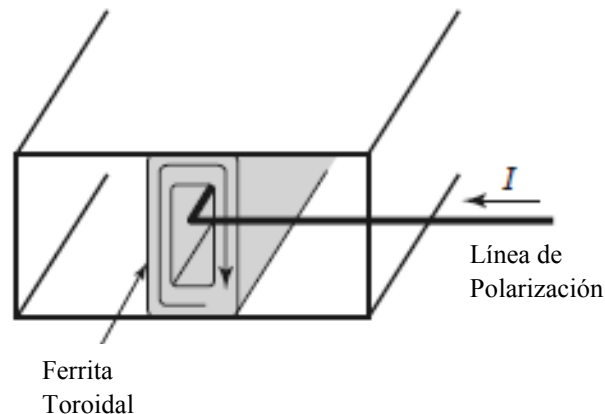


Figura 1.4. Desplazador de Fase Toroidal.

Este dispositivo consiste de un núcleo de ferrita simétricamente puesto en la guía de onda con un alambre de polarización que pasa por su centro. Cuando la ferrita es magnetizada, la magnetización de las paredes del toroide es directamente opuesta y perpendicular al plano de polarización de los campos, por lo que existe una fuerte interacción entre los campos y la ferrita. En principio, tal geometría, puede ser usada para suministrar un corrimiento de fase variable analógico al variar la corriente de polarización. Sin embargo, una técnica más útil emplea el principio de la histéresis magnética de la ferrita para proveer un corrimiento de fase que puede ser conmutado entre dos valores, es decir un comportamiento digital.

1.2.3 Desplazadores de fase con semiconductores

Estos desplazadores de fase son todos recíprocos por naturaleza pero pueden ser clasificados como digitales o analógicos dependiendo si el elemento de control es usado como conmutador electrónico o una reactancia variable continuamente. Ejemplos de dispositivos que se pueden actuar como interruptores electrónicos son los diodos p-i-n y transistores de efecto de campo de Arseniuro de Galio (GaAs FET).

Como se mencionó anteriormente, los desplazadores de fase que usan semiconductores como elemento de control y que son empleados como conmutadores electrónicos, permiten dirigir la señal o flujo de potencia entre otros componentes. Por ello los desplazadores de fase con semiconductores pueden generar desfasamientos mediante

la conmutación de señales entre dos diferentes caminos de longitudes l_0 y $l_0 + l$. La fase corresponde al retraso del camino adicional βl , donde β es la constante de propagación del medio como se puede observar en la figura 1.5.

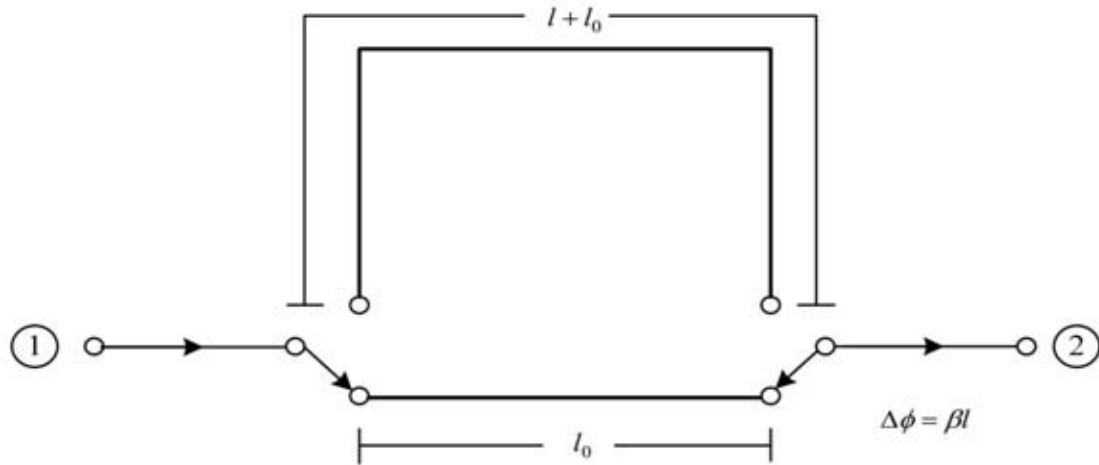


Figura 1.5. Conmutación de dos longitudes eléctricas para conseguir un desplazamiento en la fase.

Ha este tipo de desplazadores de fase se les llama *Desplazadores de Fase de Línea Conmutada*, y son los comunes. Sirven como interruptor entre líneas de transmisión que presentan diferentes longitudes. El desplazamiento de fase puede ser fácilmente obtenido de la diferencia en las longitudes eléctricas de la línea de referencia l_0 y la línea de retraso $l + l_0$ (ver figura 1.5).

Este dispositivo ofrece un retraso de tiempo real, y el cual provee una respuesta de fase ϕ proporcional a la frecuencia ω . Como ϕ y el retraso de tiempo $\tau = -\frac{d\phi}{d\omega}$, son proporcionales a ω , τ es constante sobre el ancho de banda. La diferencia de fase en este caso es igual a [3]:

$$\Delta\phi = \beta(l + l_0 - l_0) = \beta l \quad (1.6)$$

Los desplazadores de fase de línea conmutada pueden ser realizados en una amplia variedad de formas, usando FET, diodos p – i – n o interruptores a base de microsistemas electromecánicos (MEMS), de los cuales hablaremos más adelante.

El aislamiento combinado de los dos conmutadores tiene que ser mayor a 20 dB en la banda de frecuencia para el que fue diseñado o la respuesta en amplitud y fase presentará rizados debido a las sensibilidades de los parámetros del semiconductor elegido para conmutar las líneas de transmisión. De igual forma, se debe tener especial atención en el

diseño de esta topología de desplazador de fase, esto para evitar altas pérdidas de inserción altas a causa de las capacitancias de conmutación y la longitud del camino fuera de ruta cuando se utilizan diodos en serie para la conmutación.

Otra topología de desplazadores de fase con semiconductores es la de conmutar circuitos de líneas de carga reactiva para conseguir el desplazamiento en fase. Este tipo de desplazador de fase que se observa en la figura 1.6 usa reactancias conmutadas controladas por un diodo puestas alrededor de un cuarto de longitud de onda de separación en una línea de transmisión. Esta separación garantiza la cancelación mutua de reflexiones debida al par de suceptancias en la entrada, con tal de que la magnitud de la suceptancia (o reactancia en caso de ser una configuración de reactancias en serie) sea pequeña comparada con la impedancia característica Z_0 de la línea. Esta característica induce a una sección del desplazador de fase con buen acoplamiento en ambos estados de control (abierto / cerrado) sin importar el valor o signo de la suceptancia. Por otra parte el cargar a la línea de transmisión con elementos capacitivos en paralelo se incrementa la longitud eléctrica de la línea de transmisión cargándolos con elementos inductivos se acorta. Así mientras se conmutan un par de elementos inductivos a capacitivos, efectivamente se incrementa la longitud eléctrica y con ello se logra un corrimiento de fase diferencial [4].

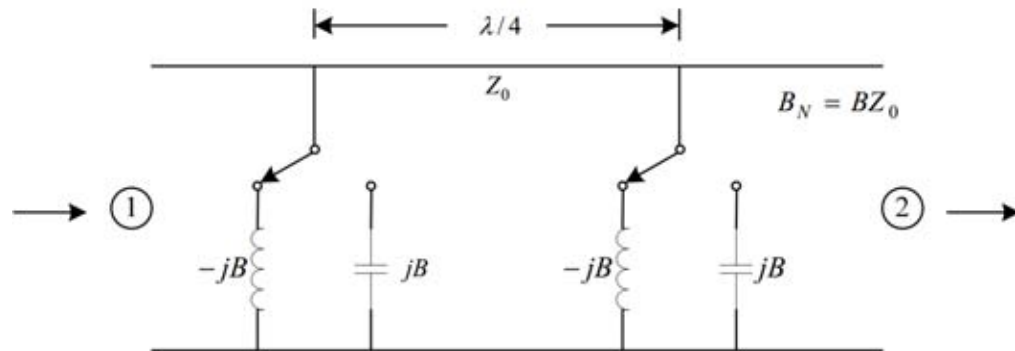


Figura 1.6. Desplazador de fase en configuración de circuito de línea de carga reactiva.

El corrimiento de fase para la topología mencionada está dada por la expresión (1.7), cabe señalar que convencionalmente este dispositivo se analiza por medio de los parámetros ABCD [4]. Considerando el circuito cargado en paralelo con conmutadores conectados a las suceptancias B_1 como se muestra en la figura 1.6.

$$\Delta\phi = 2 \tan^{-1} \left[\frac{B_{N1}}{1 - 0.5B_{N1}^2} \right] \quad (1.7)$$

Donde $B_{N1} = B_1 Z_0 = B_1 / Y_0$ es la suceptancia normalizada.

1.2.4 Desplazadores de fase MEMS

Los micro sistemas electromecánicos (MEMS) son la integración de elementos mecánicos y eléctricos en un sustrato a través de la tecnología de micro fabricación. En el campo de los MEMS el uso de técnicas de micro fabricación es usada para formar micro estructuras suspendidas o movibles, que pueden ser usadas en dispositivos de microondas, tales como resonadores, antenas, interruptores, desplazadores de fase, etc. Los interruptores MEMS son una de las aplicaciones más prometedoras de esta relativamente nueva tecnología, un interruptor MEMS puede ser hecho en diferentes configuraciones, dependiendo de la trayectoria de la señal, el mecanismo de actuación y tipo de estructura a ser integrado. Por lo mencionado anteriormente, dichos interruptores MEMS pueden ser usados dentro de los desplazadores de fase de línea conmutada, trayendo como principal ventaja sobre los interruptores con base en semiconductores menores pérdidas de inserción en el desplazador de fase [3].

Con lo anteriormente dicho, se ha demostrado que desplazadores de fase que introducen interruptores MEMS como dispositivos de actuación, pueden reducir entre el 5% al 75% de los módulos T/R (transmisión/recepción) en arreglos de fase activos grandes [5]. Esto se traduce en una mejora significativa en un sistema de telecomunicaciones de radar haciendo posible eliminar cadenas de amplificación y esto a su vez resulta en la reducción de potencia en DC y una baja considerable en el costo de dichos sistemas de radar.

Una configuración popular para conmutadores de microondas se muestra en la figura 1.8 donde la capacitancia de la pista es conmutada entre un estado bajo y alto de capacitancia al mover una membrana flexible conductiva mediante la aplicación de un voltaje de control de DC [3].

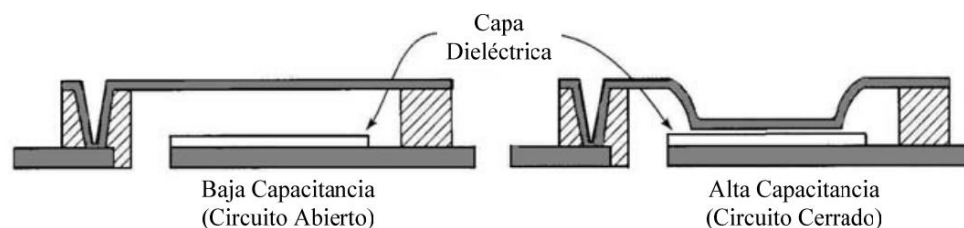


Figura 1.8. Interruptor basado en la tecnología MEMS.

Dado que la tecnología MEMS no es todavía madura, se han hechos grandes esfuerzos para implementarlos en diversos tipos de desplazadores de fase. A continuación se presenta el estado del arte de los últimos años de los trabajos realizados en el rubro de los desplazadores de fase MEMS.

1.3 Estado del arte de desplazadores de fase

Gracias a la importancia de los desplazadores de fase que anteriormente fueron mencionados, el desarrollo de estos dispositivos es de gran interés alrededor del mundo, por tal motivo grupos de investigación tanto en diferentes universidades, institutos y en la industria privada se han dado a la tarea de desarrollar dichos dispositivos mejorando cada vez algunas de sus características. Un ejemplo de ello es el desplazador de fase presentando en [6] el cual es un desplazador de fase reconfigurable usando RF MEMS. El desplazador de fase se basa en una topología de un circuito de triple-stubs, compuesta de tres que están conectados por dos líneas de transmisión (figura 1.9 (a, b)) y son implementadas en una topología “Línea de Transmisión distribuida MEMS” (distributed MEMS transmission line DMTL). La fase de inserción del circuito es controlada cambiando la longitud eléctrica de los stubs y la conexión de las líneas de transmisión, teniendo idealmente un coeficiente de transmisión de cero en todo momento. La elección de una topología de circuito de triple-stubs permite la habilidad de cambiar la fase de inserción en un intervalo de $0^\circ - 360^\circ$.

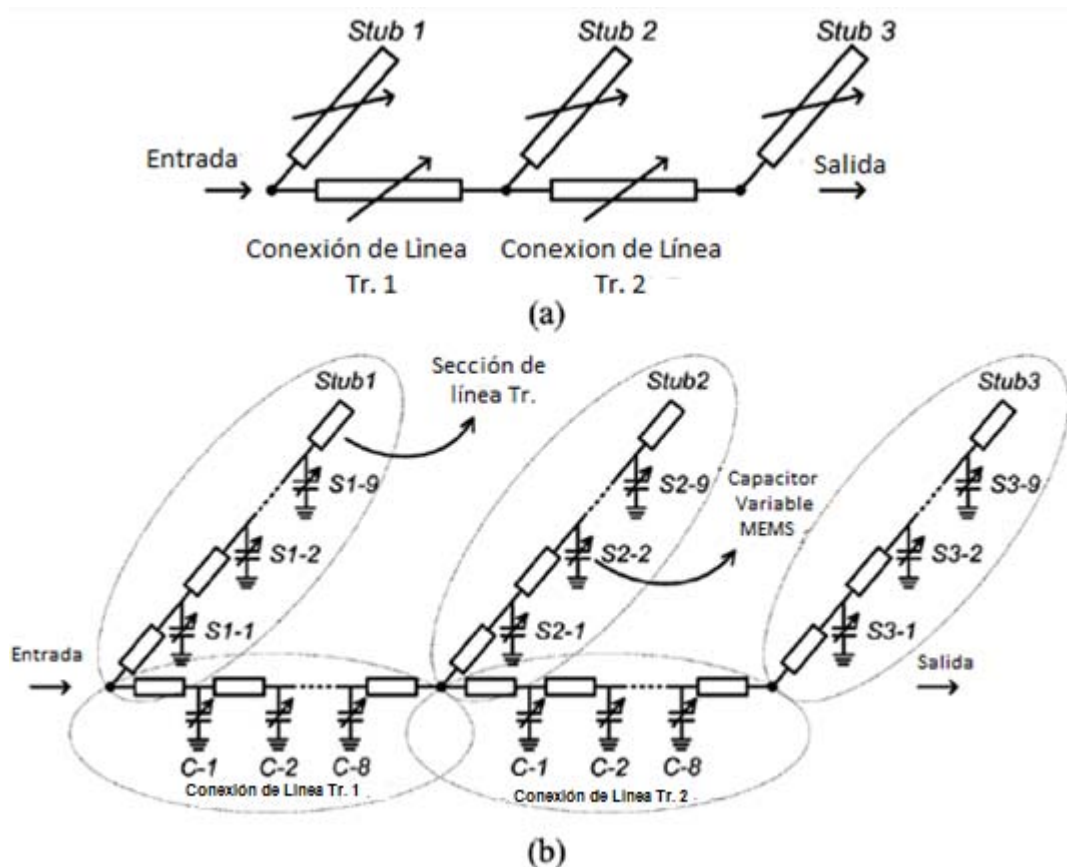


Figura 1.9. Diagrama esquemático del desplazador de fase con tres stubs (a) Representación simplificada con líneas de transmisión con longitudes variables eléctricas. (b) Representación con DMTL.

El desplazador de fase en teoría no tiene límites específicos en frecuencia, en otras palabras puede ser reconfigurado para trabajar en cualquier frecuencia entre 15 – 40 GHz, mientras proporciona un retardo de tiempo constante de un 2% - 3% ancho de banda instantáneo alrededor de cualquier frecuencia central seleccionada.

Los stubs y las conexiones de las líneas de transmisión fueron implementados sobre guías de onda coplanares (CPWs) y CPW con uniones-T para la conexión entre los stubs y las líneas de transmisión.

También fue necesario el diseño de dos tipos de unidades de sección DMTL, llamadas, US-I y US-II, las cuales dan un desfase de 5° y 10° respectivamente. El modelo eléctrico equivalente de las secciones DMTL se muestra en la figura 1.10.

El desplazador de fase fue fabricado monolíticamente usando una superficie de 10.8 mm × 5.9 mm, en un sustrato de cuarzo. Mediciones muestran que el desplazador de fase tiene un error de fase de 1.6°, 3.7° y 4.7°, pérdidas de inserción de 3.5, 5 y 8 dB, pérdidas de retorno de 19.3, 15.8 y 13.7 dB a 15, 30 y 40 GHz respectivamente.

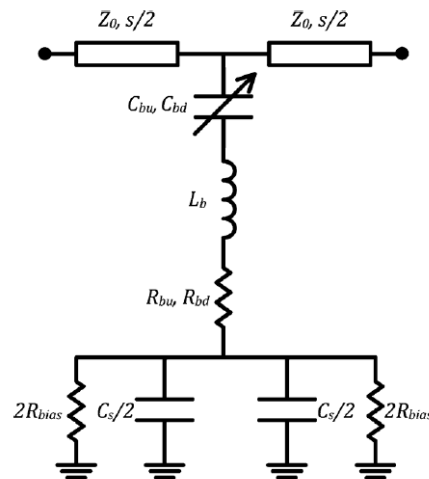


Figura 1.10. Diagrama esquemático general de las unidades DMTL.

Otro desplazador de fase desarrollado en el último año es el presentado en [7], el cual es un desplazador de fase de línea conmutada utilizando interruptores RF MEMS multímetro, el cual trabaja en la banda de súper alta frecuencia (banda X). Este último tiene como principal característica que utiliza conmutadores RF MEMS comerciales, esto quiere decir que las microcintas con diferentes longitudes eléctricas se hacen previamente en un sustrato de bajas pérdidas y en dicho sustrato se prepara el espacio donde serán colocados y soldados los conmutadores RF MEMS los cuales, en este caso, ya se encuentran encapsulados.

En la figura 1.11 se muestra un diagrama esquemático donde se puede visualizar y entender el funcionamiento del desplazador de fase, en el cual es claro que al ir conmutando

dichos interruptores RF MEMS se van cambiando las longitudes de las líneas de transmisión y así obtener el desfaseamiento para los cuales fueron diseñadas dichas longitudes.

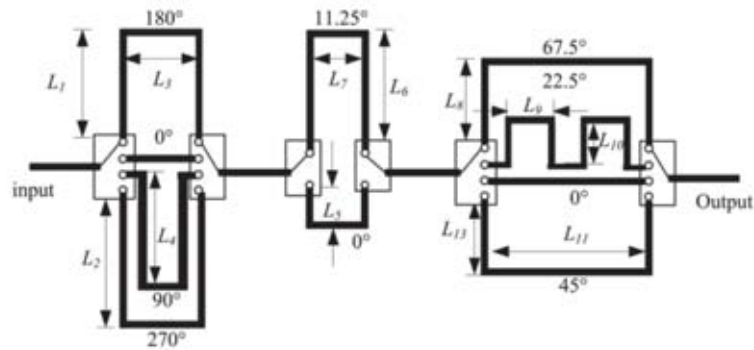


Figura 1.11. Diagrama esquemático del desplazador de fase de línea conmutada de 5 bits con interruptores RF MEMS multitiros.

El presente desplazador de fase es de tipo digital de 5 bits en el cual se utilizan conmutadores de 1 polo 2 tiros y 1 polo 4 tiros; las mediciones hechas al desplazador de fase muestran unas pérdidas de inserción de -3.1 dB, pérdidas de retorno de -21.1 dB y un promedio absoluto de error de fase de 2.2°; dichas mediciones fueron realizadas a 10 GHz.

Un desplazador de fase basado en una topología de tipo reflectivo se describe en [8], que es un desplazador de fase de tres estados el cual trabaja en la banda V (55 – 65 GHz) y fue fabricado con un proceso CMOS-MEMS. Los tres estados mencionados se refieren a tres fases discretas incluyendo 0°, 89° y 144° a 65 GHz, dichos estados se pueden obtener gracias a un capacitor RF MEMS monolíticamente integrado con una topología tipo peine para su sintonización, con un voltaje de actuación por debajo de los 46 V.

La figura 1.12 representa el diagrama esquemático del desplazador de fase, que está compuesto de dos desplazadores de fase de 180° en cascada de tipo reflectivo. Cada desplazador de fase contiene una carga cuadrática híbrida con dos terminales reflectivas idénticas, donde el desplazamiento de la fase es determinada por el ángulo de fase del coeficiente de reflexión

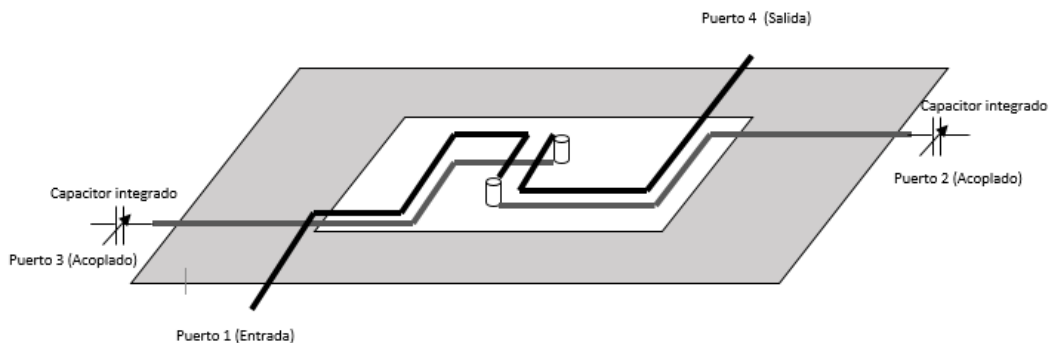


Figura 1.12. Diagrama esquemático del desplazador de fase de tipo reflectivo mostrado en [8].

Las mediciones muestran unas pérdidas de inserción de -2.2 ± 1 dB y unas pérdidas de retorno mejores que 14 dB alrededor de 55 – 65 GHz, demostrando un gran potencial en muchas aplicaciones.

Como podemos observar hasta este punto se han presentado tres desarrollos en los cuales se presentan desplazadores de fase con dispositivos MEMS para la reconfiguración de los mismos, sin embargo, el desempeño de los dispositivos se ha visto limitado por las pérdidas que representan las topologías presentadas. En general las topologías mostradas con anterioridad, no permiten explotar todas las ventajas que ofrecen los RF MEMS, por lo cual una alternativa para construir desplazadores de fase es utilizando el llamado *Principio de Cambio de Fase de Fox*.

Este tipo de desplazadores se basa en la operación de antenas de tipo espirafase, en donde la onda incidente polarizada circularmente es dispersada por la estructura que contiene un arreglo periódico de elementos reflectivos teniendo diferentes ángulos de rotación y una placa de metal situada a una distancia d detrás del arreglo (figura 1.13) [9]

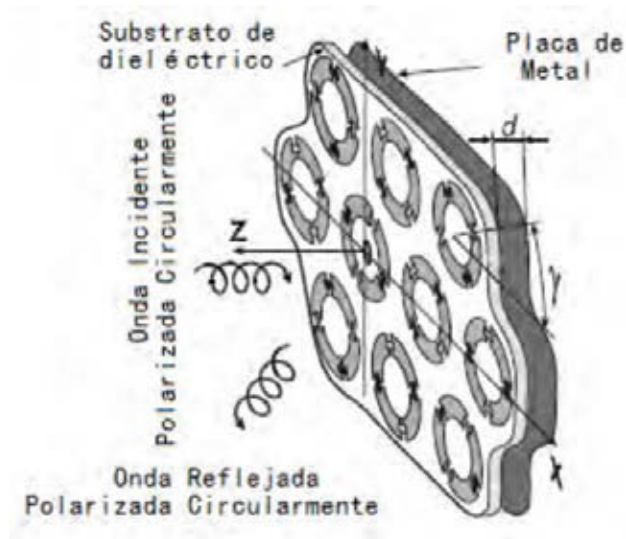


Figura 1.13. Arreglo reflectivo basado en anillos de metal [9]

El resultado es la reflexión de una onda polarizada circularmente (del arreglo con posiciones angulares uniformes γ de los elementos), con lo cual se puede obtener el desfase de fase de 2γ en la onda reflejada polarizada circularmente.

Un ejemplo de un desplazador de fase utilizando el principio de cambio de fase de Fox es el mostrado en [10], el cual es un desplazador de fase digital de 2 bits basado en diodos p-i-n en el cual trabaja en la banda X. Este dispositivo consiste en un anillo resonador, colocado dentro de una sección de guía de onda circular terminada en corto circuito como se muestra en la figura 1.14.

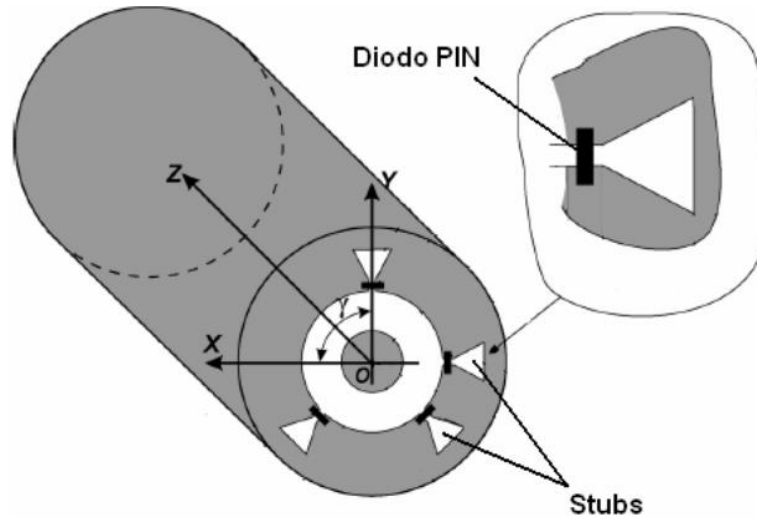


Figura 1.14. Desplazador de fase de 2-bits para la banda X.

El anillo es un diafragma de control, cuyo perímetro es aproximadamente igual a la longitud de onda de la señal, en el cual se encuentran 4 stubs colocados radialmente sobre los cuales están conectados los diodos p-i-n. Supongamos que en un momento dado, un diodo está en estado de apagado, mientras que los tres restantes están encendidos.

Asumiendo que el diodo instalado en el stub que es paralelo al eje y (figura 1.14) está apagado, y que incide una onda circular al diafragma de control en dirección de z , entonces, la onda incidente en el modo donde el plano de polarización es paralelo al eje del stub no puede excitar al stub mientras que los stubs restantes están en corto circuito por los diodos. Por lo que el diafragma de control para la polarización dada de la onda incidente se comporta como un anillo resonador, donde su frecuencia de resonancia ω_p se da cuando el perímetro promedio del anillo resonador es aproximadamente igual a la longitud de onda λ , por lo que el diafragma de control es transparente a la onda incidente con plano de polarización paralelo al eje del stub. Con un corto circuito instalado a una distancia de $\lambda/4$ del diafragma de control, el coeficiente de reflexión Γ_{\perp} es cercano a 1 en el diafragma de control.

Una onda incidente con plano de polarización perpendicular al stub que esta sobre el eje y y con el diodo apagado excita dicho stub. Por lo que la inductancia del anillo exterior y la capacitancia del diodo, forma un circuito resonante serie. En la frecuencia de

resonancia serie ω_s , el diafragma de control es equivalente a un corto circuito y el coeficiente de reflexión $\Gamma_{||}$ es cercano a -1 en el plano del diafragma de control para la polarización dada de la onda incidente.

Ahora asumamos que la onda polarizada circularmente se está propagando en dirección del diafragma de control en dirección de z (figura 1.14), la onda con polarización circular se puede expresar como sigue:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{-j\beta z} \quad (1.8)$$

Donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son los vectores unitarios en dirección de x y y respectivamente y β es la constante de propagación. Acorde con [10], la onda reflejada puede ser presentada como la suma de dos componentes:

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\perp} - \Gamma_{||})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{j\beta z} + 0.5E_0(\Gamma_{\perp} + \Gamma_{||})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{j\beta z} \quad (1.9)$$

Donde γ es el ángulo entre el eje OX y el stub donde el diodo está apagado.

La primera componente de (1.9) es una onda polarizada circularmente en la misma dirección de rotación como vector \vec{E}_i , que es de la onda incidente. La fase de esta “onda controlada” depende de la posición angular del stub con el diodo apagado. La segunda componente es una “onda indeseada” con una fase no controlada. Para eliminar esta “onda indeseada”, es necesario asegurar la siguiente condición:

$$\Gamma_{||} = -\Gamma_{\perp} \quad (1.10)$$

Por lo tanto, una conmutación adecuada de los diodos p-i-n conduce a un cambio de fase en la onda con polarización circular cuando la condición (1.10) es cumplida. Para un desplazador de fase de 2 bits mostrado en [11] proporciona desplazamientos de fase de 0° , 90° , 180° y 270° . Con el desarrollo de este dispositivo, se lograron obtener pérdidas por inserción menores a -0.5 dB en la banda de 9.75 – 11.5 GHz, con un error de fase no mayor a 11° en la misma banda.

Por lo anterior, podemos considerar a esta topología de desplazador de fase como uno de los que presenta bajas pérdidas de inserción (menores a -0.5 dB) y bajo costo de fabricación, comparado con los expuestos anteriormente. Además, este desplazador ha sido desarrollado con base en materiales y principios básicos que permiten desafiar los diseños

basados en alta tecnología, y que representan un alto costo de fabricación, por ejemplo el proceso CMOS, por lo tanto representa una alternativa efectiva y barata de construir.

1.4 Conclusiones

Con base a la investigación que se realizó en el presente capítulo se puede concluir lo siguiente:

- El elemento principal de una antena de arreglo de fase es el desplazador de fase, además de que los nuevos desarrollos se necesitan que tengan bajas pérdidas de inserción, altas velocidades de conmutación, tamaño pequeño, bajo peso y fácil integración con otras tecnologías.
- La mayoría de trabajos realizados en el área, están basados en líneas de transmisión y presentan pérdidas significativas, por lo que es necesario buscar otras opciones.
- Se observó que los trabajos realizados sobre sustratos de silicio presentan pérdidas significativas en el intervalo de frecuencia de interés, es decir, para la banda de súper alta frecuencia (3-30 GHz)
- Se decidió utilizar el desplazador de fase presentado en [10], esto por las bajas pérdidas de inserción en la banda requerida que presenta, además porque fue realizado con materiales de bajo costo, sin embargo se substituirá los elementos conmutadores por interruptores RF MEMS.

Referencias del capítulo 1

- [1] Shibani K. Koul, “Microwave and millimeter wave phase shifters Volumen I”, Artech House 1991.
- [2] Neri Vela Rodolfo, “Líneas de Transmisión”, Mc Graw Hill 1999.
- [3] David M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley, 4th edition, 2012.
- [4] Shibani K. Koul, “Microwave and millimeter wave phase shifters Volumen II”, Artech House 1991.
- [5] Seseña M. Daniel, “Desplazador de fase electromecánico para la banda Ka”, Tesis de Maestría, UNAM 2006.
- [6] Mehmet Unlu, Simsek Demir, Tayfun Akin, “A 15-40 GHz Frequency Reconfigurable RF MEMS Phase Shifter”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, No. 8, August 2013.
- [7] Y. Du, J. Bao, Z. He, J. Jiang, “An X-band Switched-Line 5-bit Phase Shifter with RF MEMS Multithrow Switches”, Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, 2013 8th IEEE International Conference on.
- [8] Chia-Chang Chang, Ying – Chiuan Chen, Shen-Chi Hsieh, “A V-Band Three-State Phase Shifter in CMOS-MEMS Technology”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Pages 264-266, May 2013.
- [9] Martynyuk, Alexander E., Martínez López, José I., Rodríguez Cuevas, Jorge., Sydoruk, Yuri K., “Wideband Reflective Array Based on Loaded Metal Rings”, IEEE, 2005.
- [10] Martynyuk, Alexander E, Martínez López, Andrea G.; Martínez López, José I. “2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter with BCB-Based Bias Circuits”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 12, 2006.

CAPÍTULO 2

Aspectos generales de los interruptores RF MEMS

En los últimos años, una tecnología que ha sido explotada en gran medida es la de los MEMS. El interés por el uso de esta tecnología en los sistemas actuales son sus mejoras que ofrece en los parámetros electrodinámicos en comparación con las tecnologías anteriores (como la de los sistemas de estado sólido). Actualmente, la tecnología de MEMS para Radio Frecuencia (RF MEMS) se encuentra en su mayor punto de atención, tratando de resolver problemas tales como su confiabilidad, técnicas de empaquetado y su efecto sobre la confiabilidad y costos de producción. Entre algunas de las áreas de aplicación de los MEMS para RF se encuentran: Las superficies selectivas de frecuencia, los desplazadores de fase para los sistemas de comunicación y de defensa, redes de conmutación para comunicaciones satelitales e interruptores un polo – N – trayectorias (SPNT) para aplicaciones inalámbricas tanto para unidades portátiles como para estaciones base; entre otras [1, 2].

El proceso de fabricación de MEMS y las nuevas aplicaciones de las técnicas de micromaquinado proporcionan estructuras tridimensionales con resolución de niveles de micrómetros y nanómetros. Dado que el funcionamiento eléctrico de componentes pasivos de microondas está determinado casi completamente por las dimensiones mecánicas de estos dispositivos, la precisión del proceso de fabricación es sumamente importante. Estos requerimientos hacen al proceso de fabricación MEMS muy atractivo para manufacturar componentes pasivos de microondas miniatura. Por esta razón, las aplicaciones en microondas de la tecnología MEMS son una de las áreas de más rápido crecimiento [3].

El presente capítulo tiene la finalidad de resumir conceptos básicos de los interruptores RF MEMS y cuáles son los parámetros fundamentales a considerar para el diseño de un dispositivo de esta naturaleza, así como una revisión del estado del arte para conocer los desarrollos más recientes en el campo.

2.1 Interruptores RF MEMS

Los MEMS son la integración de elementos mecánicos, sensores, actuadores y elementos eléctricos en un sustrato común usando tecnologías similares a la de los circuitos integrados. Algunas partes son fabricadas utilizando tecnología estándar de circuitos integrados, mientras que otras son fabricadas empleando procesos de micromaquinado, es decir, de procesos que pueden agregar materiales en la superficie del sustrato y atacarlos selectivamente a fin de liberar estructuras tridimensionales.

La tecnología MEMS tiene el potencial para reemplazar muchos dispositivos de radiofrecuencia, tales como inductores, capacitores, desplazadores de fase, dispositivos SAW (Surface Acoustic Wave) e interruptores entre otros muchos componentes, que son utilizados en los sistemas satelitales y de comunicaciones de la actualidad. En muchos casos, los dispositivos RF MEMS podrían no solo reducir sustancialmente el tamaño, peso, consumo de potencia y cantidad de componentes, sino también prometen tener un desempeño superior en comparación con las tecnologías existentes [4].

Las señales de telecomunicaciones pueden ser transportadas por conductores, los cuales pueden ser controlados por interruptores. En un circuito eléctrico, las partes principales son la fuente de energía eléctrica, una carga o un dispositivo de salida y una trayectoria para el flujo de corriente. Si alguno de los requerimientos anteriores no son cumplidos la corriente no podrá fluir en el circuito y la energía de la fuente no podrá ser entregada a la carga. Un interruptor se encarga de establecer o interrumpir la trayectoria en un circuito eléctrico.

La mayoría de las veces los interruptores MEMS son dispositivos micromaquinados superficialmente los cuales recurren al movimiento mecánico de una viga en voladizo o una membrana para lograr un cortocircuito o un circuito abierto en una línea de transmisión de RF. Este es el principio fundamental de funcionamiento de un interruptor MEMS. Estos dispositivos tienen usualmente dos estados discretos, el estado abierto y el estado cerrado, dependiendo de si hay o no transmisión de la señal de RF y de la configuración del mismo [3].

Existen varios parámetros importantes que poseen los interruptores RF MEMS, tales como voltaje de actuación, tiempo de conmutación, frecuencia de resonancia, aislamiento, pérdidas de inserción y el factor de calidad de conmutación.

2.2 Parámetros fundamentales de los interruptores RF MEMS

2.2.1 Voltaje de actuación

El voltaje de actuación es la diferencia de potencial necesaria para que el interruptor pase de un estado a otro en dispositivos actuados electrostáticamente. Es deseable que éste sea lo más pequeño posible. Este voltaje depende principalmente de la rigidez de la parte móvil, de la distancia entre los electrodos de actuación y de los materiales empleados en la construcción [3].

2.2.2 Tiempo de conmutación

El tiempo de conmutación es una medida de la velocidad con la cual el interruptor cambia de estado. Está definido como el tiempo requerido para que la señal de salida eleve su valor desde el 10% a 90% en una transición de dos estados: apagado – encendido y para que reduzca su valor de 90% a 10% para una transición encendido – apagado [3].

2.2.3 Frecuencia de resonancia

La frecuencia de resonancia de los interruptores RF MEMS ocurre cuando el sistema mecánico alcanza un estado de vibración en el cual coinciden la frecuencia natural del sistema y la frecuencia de la fuerza aplicada. Esta frecuencia limita la velocidad con la cual el interruptor conmuta, sin embargo no afecta la frecuencia de la señal de RF que pasa por el interruptor [3].

2.2.4 Aislamiento

El aislamiento de un interruptor se especifica cuando el mismo se encuentra en el estado de apagado, es decir, cuando no hay transmisión de la señal de RF. Está definido en términos del coeficiente de transmisión S_{21} y se mide usualmente en decibeles. Un interruptor ideal tiene aislamiento infinito, lo que quiere decir que no hay acoplamiento, y por tanto no hay transmisión entre los puertos de entrada y salida. Así mismo es un objeto de diseño maximizar el aislamiento [3].

2.2.5 Pérdidas de Inserción

Las pérdidas de inserción de un interruptor miden su eficiencia para transmitir una señal de RF. Se especifica sólo cuando su estado es de encendido. También se precisa por medio del coeficiente de transmisión S_{21} , igualmente en decibeles. Un

interruptor ideal tiene pérdidas de inserción igual a cero, es decir, que entre sus puertos de entrada y salida hay un acoplamiento perfecto, y por lo tanto hay transmisión entre ellos. En consecuencia, uno de los objetivos principales es minimizar este parámetro [3].

2.2.6 Factor de calidad de conmutación

El factor de calidad de conmutación es una figura de mérito de los dispositivos conmutables en general. Permite caracterizar a éstos como un dispositivo de un solo puerto con dos estados a través del cual se obtiene una razón que relaciona las impedancias en los dos estados del mismo. Esta razón representa la eficacia del dispositivo para conmutar [3].

2.3 Modelos eléctricos de los interruptores RF MEMS

Existen dos configuraciones eléctricas básicas de los interruptores usados en circuitos de radiofrecuencia y microondas: la configuración en derivación y la configuración en serie.

2.3.1 Configuración Serie

Un interruptor con una configuración serie, figura 2.1 (f), resulta en un circuito abierto en la línea de transmisión cuando no se aplica voltaje (no hay transmisión de la señal de RF), y resulta en un circuito corto en la línea de transmisión cuando se aplica el voltaje de actuación y por lo tanto la señal de RF es transmitida. Un interruptor en configuración serie ideal tiene un aislamiento en el estado abierto infinito y no tiene pérdidas de inserción en el estado cerrado. Dichos interruptores son usados ampliamente en aplicaciones entre 0.1 y 40 GHz, ofreciendo un aislamiento alrededor de -50 dB a -60 dB alrededor de 1 GHz y crece a -20 dB a -30 dB en 20 GHz. En el estado cerrado, los interruptores con esta configuración presenta pérdidas de inserción muy bajas, alrededor de -0.1 a -0.2 dB en la banda de frecuencias de 0.1 a 40 GHz [5].

2.3.2 Configuración en derivación

En la configuración en derivación, figura 2.2, el interruptor RF MEMS es colocado entre la línea de transmisión y tierra. Dependiendo del voltaje aplicado, el interruptor deja “pasar” la señal de RF a través de la línea de transmisión o la bloquea mandándola a tierra. Esta configuración es más utilizada en frecuencias que van desde 5 GHz hasta 100 GHz.

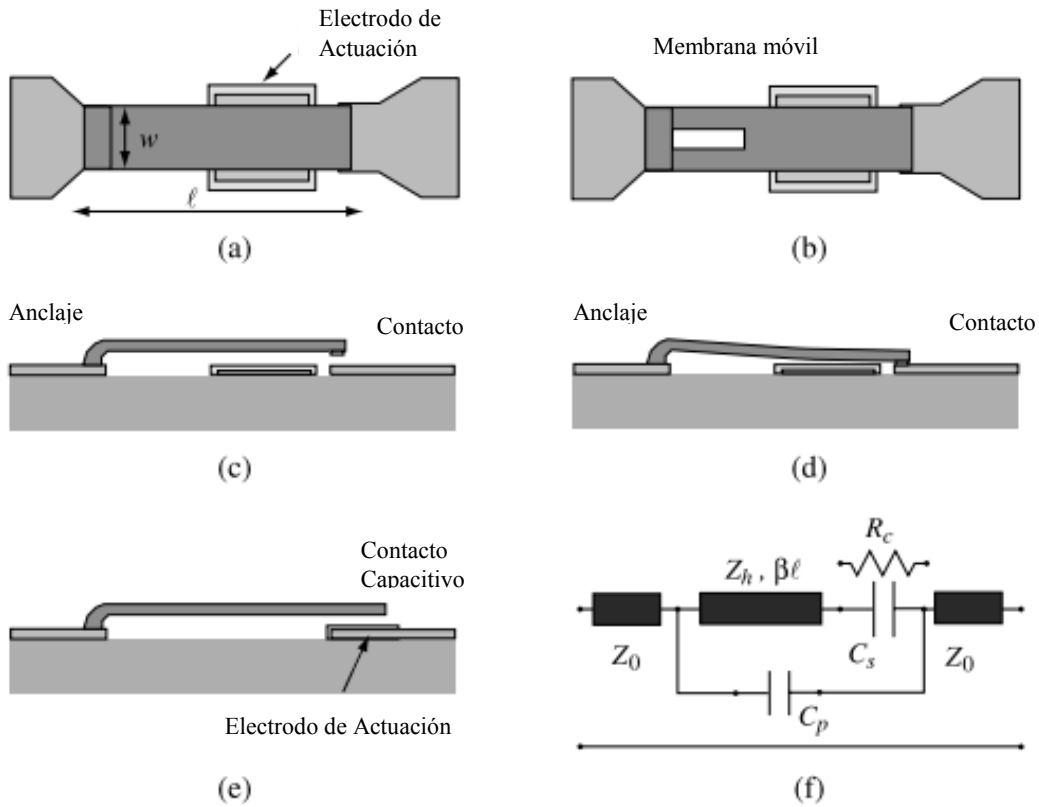


Figura 2.1. (a, b) Vista superior de un interruptor RF MEMS con configuración serie, (c, d) sección transversal del interruptor en configuración serie en estado abierto y cerrado, (e) sección transversal de un interruptor en configuración serie con contacto capacitivo, (f) circuito eléctrico general de un interruptor RF MEMS en configuración serie.

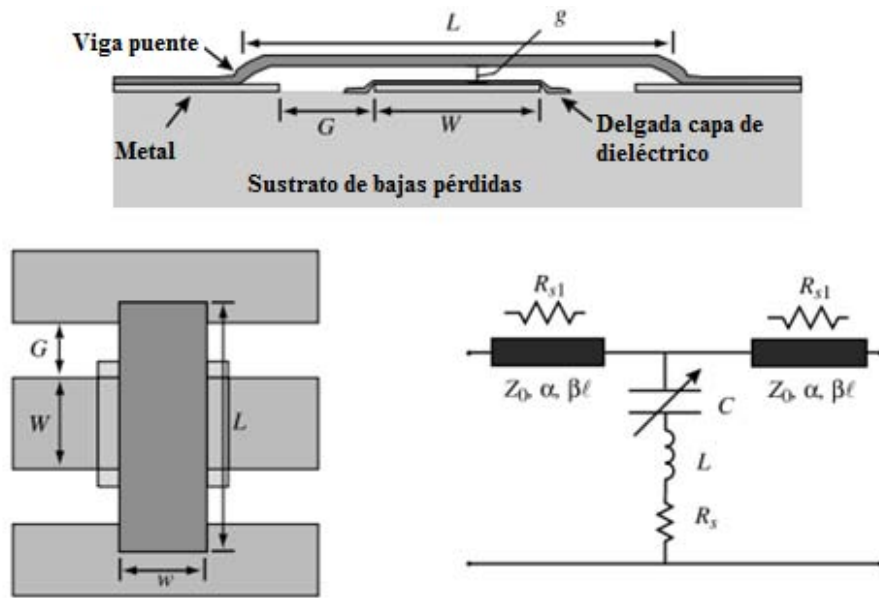


Figura 2.2. Ilustración de un interruptor RF MEMS en configuración en derivación, vista superior, sección trasversal y circuito eléctrico equivalente.

Un interruptor RF MEMS en configuración en derivación ideal no tiene pérdidas de inserción en el estado abierto y tiene un aislamiento infinito en el estado cerrado, cuando el voltaje de actuación es aplicado [5].

2.4 Métodos de actuación de interruptores RF MEMS

Los interruptores RF MEMS pueden ser clasificados en dos formas: por su mecanismo de actuación y por su tipo de contacto. Hay diferentes maneras de lograr la actuación en un interruptor. Algunos métodos incluyen actuación:

- Electrostática
- Magnetostática
- Piezoeléctrica
- Térmica

2.4.1 Actuación electrostática

La actuación electrostática es una conversión de energía electromecánica que se utiliza para realizar un desplazamiento mecánico. Este tipo de actuación, es la técnica más usada y extendida en los RF MEMS debido al reducido tamaño de los electrodos, al bajo consumo de potencia, a un tiempo de respuesta relativamente bajo y la posibilidad de polarizar al dispositivo utilizando líneas de alta impedancia [6].

Cuando un campo eléctrico es producido por aplicar una diferencia de potencial entre la membrana móvil y el electrodo de actuación de un interruptor, la placa móvil inicia un desplazamiento hacia el electrodo de actuación resultado de la fuerza de atracción electrostática producida por el campo eléctrico (figura 1.8 y 2.1 (c, d)).

2.4.2 Actuación Electrotérmica

La actuación electrotérmica es una conversión de energía calorífica a mecánica, que aprovecha la propiedad de dilatación y expansión que tienen algunos materiales para convertirla en un desplazamiento mecánico; cuando un material se calienta se expande, y su cuantía es en función de las propiedades del material. Dos objetos se pueden conectar de tal manera que un objeto se calienta más que los otros y se expande más, y ese desequilibrio crea movimiento, y la dirección del movimiento depende de la relación entre los objetos [6].

La actuación electrotérmica es manejado por el principio de expansión por diferencia térmica en los brazos que sujetan a la placa móvil del interruptor como se muestra en la figura 2.3.

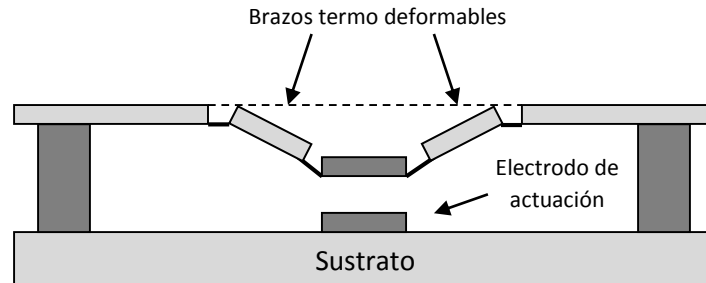


Figura 2.3. Interruptor RF MEMS con actuación térmica

2.4.3 Actuación Piezoeléctrica

Cuando se someten a una fuerza mecánica ciertos materiales cristalinos generan carga. Este fenómeno fue descubierto en 1880 por Jaques y Pierre Curie y se conoce como piezoelectricidad. Este fenómeno también puede ser a la inversa, ya que ciertos materiales piezoeléctricos, pueden presentar una deformación si se les aplica un voltaje. Uno de estos materiales es el Zirconato Titanato de Plomo (PZT).

Si en el momento de la fabricación no se aplica una diferencia de potencial, los cristales del PZT tienen dominios orientados al azar. Si se aplica una fuerza externa, se presentan pequeños cambios en el momento del dipolo. Sin embargo, si el material es sujeto a un campo eléctrico durante el proceso de fabricación, esos cristales se alinean en la dirección del campo. Cuando se aplica una fuerza al material, los arreglos o redes cristalinas se distorsionan provocando cambios en los dominios y una variación de la distribución de la carga dentro del material. El efecto inverso de producir una deformación mecánica es provocado cuando esos dominios cambian de forma por la aplicación de un campo eléctrico [7].

Esta propiedad es usada para construir actuadores y aunque se requiere un bajo voltaje de actuación, generalmente se obtiene una eficiencia electromecánica baja, debido a las técnicas de fabricación. En la figura 2.4, se observa el diagrama de un actuador piezoeléctrico, cuando se aplica un voltaje a un material, este se expande en dirección de x .

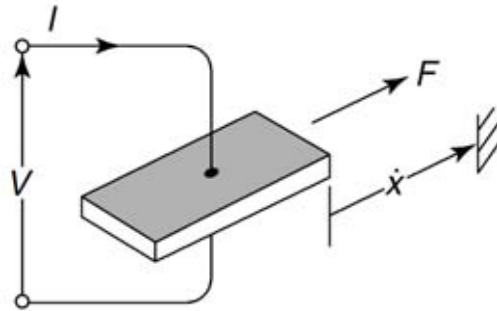


Figura 2.4. Actuador piezoeléctrico.

Los interruptores RF MEMS integrados con actuadores piezoeléctricos tienen la ventaja de tener un bajo voltaje de actuación, la figura 2.5 muestra el principio de operación de un interruptor con actuación piezoeléctrica, donde la actuación horizontal provoca un movimiento de la placa móvil.

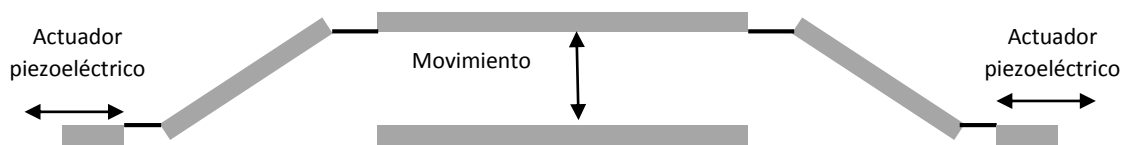


Figura 2.5. Interruptor RF MEMS con actuación electrostática

2.4.4 Actuación Magnetoestática

Este tipo de interruptores funcionan con un transductor de almacenamiento de energía, que se diferencia de los anteriores actuadores en que la energía es magnética y mecánica. Un diagrama simplificado de este tipo de transductores se muestra en la figura 2.6, cuando una corriente fluye a través de la bobina, se tiene un flujo magnético ϕ . La conversión de energía toma lugar en la interacción entre la corriente i , la fuerza F y el desplazamiento x .

La miniaturización de un actuador de este tipo, requiere la fabricación de películas delgadas y bobinas muy pequeñas. Se han hecho algunos diseños para realizar este tipo de dispositivos, pero el tamaño aún no es el adecuado para los fines de RF. También se tiene el problema de aislar magnéticamente los campos adyacentes de los dispositivos cercanos, lo que hace la integración de los interruptores RF MEMS con actuadores magnetoestáticos sea todo un reto.

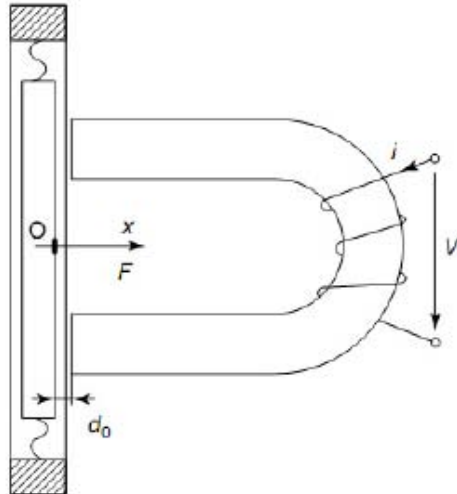


Figura 2.6. Actuador magnetoestático

Una breve comparación de los anteriores actuadores es presentada en la tabla 2.1. Debido a la simplicidad, el actuador electroestático es el más preferido, especialmente en microdispositivos. El control de la señal es el voltaje, que es fácil de manipular en circuitos eléctricos. Sin embargo, estos dispositivos requieren una mayor protección del medio ambiente por los campos electroestáticos que pueden provocar efectos no deseados.

Tabla 2.1

Actuador	Voltaje de actuación	Consumo de potencia	Tamaño	Eficiencia	Rapidez
Electroestático	Bajo	Bajo	Pequeño	Alta	Alta
Electrotérmico	Bajo	Alto	Grande	Baja	Baja
Piezoeléctrico	Bajo	Alto	Mediano	Alta	Alta
Magnetoestático	Bajo	Bajo	Grande	Baja	Baja

2.5 Estado del arte de interruptores RF MEMS

Para el diseño de interruptores RF MEMS varios parámetros deben ser considerados como son [7]: tiempo de transición, tasa de conmutación, manejo de potencia de RF, adaptación a un circuito, efectos transitorios por causa de la conmutación, ancho de banda, pérdidas de inserción, aislamiento, resistencia serie, voltaje de actuación, tiempo de vida, frecuencia de resonancia y nivel de distorsión. Con lo anterior podemos revisar trabajos referentes a los conmutadores RF MEMS en los últimos años, un ejemplo de ellos es el presentado en [8], el cual es un interruptor RF MEMS basado en la topología de viga en voladizo con un contacto

metal-metal. El interruptor de viga en voladizo es soportado por tres barras al final de parte trasera de la viga. Dichas barras no solo hacen que la viga tenga un movimiento tranquilo sino que también el tener estas barras resulta con que el interruptor tenga una baja constante de rigidez de resorte ($3.37 [N/m]$), con lo que conlleva un voltaje de actuación que se puede considerar bajo ($19 [V]$). Para controlar la tensión residual, un orificio (dimple) ha sido fabricado en el extremo delantero de la viga, que además trae como consecuencia un menor tiempo de conmutación. La figura 2.7 muestra las dimensiones del interruptor con una topología de viga en voladizo.

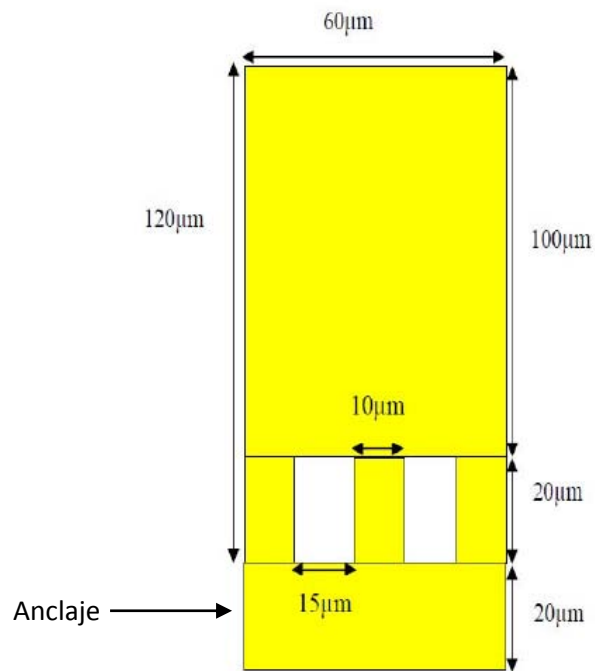


Figura 2.7. Dimensiones del interruptor con topología de viga en voladizo.

Las mediciones realizadas al interruptor RF MEMS en cuestión, muestran unas pérdidas de inserción de 1.15 dB con un aislamiento mejor que 23 dB y pérdidas de retorno mejores que 19 dB todas a una frecuencia de 40 GHz.

Otro conmutador RF MEMS basado en la topología de viga en voladizo es el mostrado en [9], donde se desarrolló un interruptor con una actuación electrostática por un electrodo aislado por debajo de la viga en voladizo, además fue fabricado con el proceso de placa de circuito impreso (PCB, Printed Circuit Board) [3], adecuado para una integración monolítica con otros elementos (en este caso en antenas de arreglos de fase) en el mismo sustrato el cual es Rogers 4003C, y así construir vigas

en voladizo de $1\ \mu\text{m}$ de grosor de cobre como el que se muestra en la figura 2.8. Estos tipos de RF MEMS con electrodos aislados también son conocidos como interruptores con contactos de DC (DC-contact RF-MEMS).

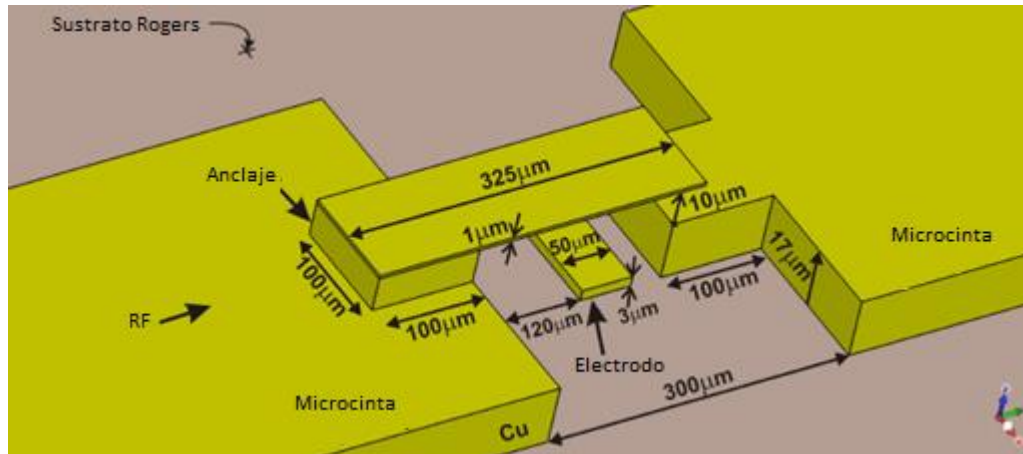


Figura 2.8. Dimensiones del interruptor RF MEMS con topología de viga en voladizo [9]

Como se puede observar las microcintas son parte de desplazadores de fase de línea conmutada en donde las mediciones obtenidas fueron de un voltaje de actuación promedio de $90\ \text{[V]}$, un aislamiento de $-8.7\ \text{dB}$, pérdidas de inserción de $-2.5\ \text{dB}$ y pérdidas de retorno menores a $-15\ \text{dB}$ a $12.5\ \text{GHz}$.

No todos los interruptores RF MEMS con topología de viga en voladizo son de un diseño básico como los dos interruptores descritos anteriormente, otros como es el mostrado en [10] cambia la geometría para mejorar algunas características. Tal interruptor RF MEMS tiene un contacto metal-metal (oro-rutenio) y es un conmutador con una topología de viga en voladizo con un espesor de $8\ \mu\text{m}$ de oro atada con anclajes ortogonales como se muestra en la figura 2.9 y fue fabricado usando el proceso “UCSD metal-contact switch process” [11]. El hecho de que la viga en voladizo está atada con dichos anclajes que da como resultado una significativa reducción de los efectos del esfuerzo residual y la temperatura que afectan a este tipo de topología en interruptores RF MEMS.

Las mediciones obtenidas a dicho interruptor arrojan un voltaje de actuación entre 90 y $100\ \text{[V]}$; cuando el conmutador está en su estado cerrado muestra una resistencia serie entre 1 y $2\ \text{[}\Omega\text{]}$ y en estado abierto el interruptor muestra una capacitancia de $16\ \text{[fF]}$, resultando un aislamiento de $20\ \text{dB}$ a $10\ \text{GHz}$ y $35\ \text{dB}$ a $40\ \text{GHz}$.

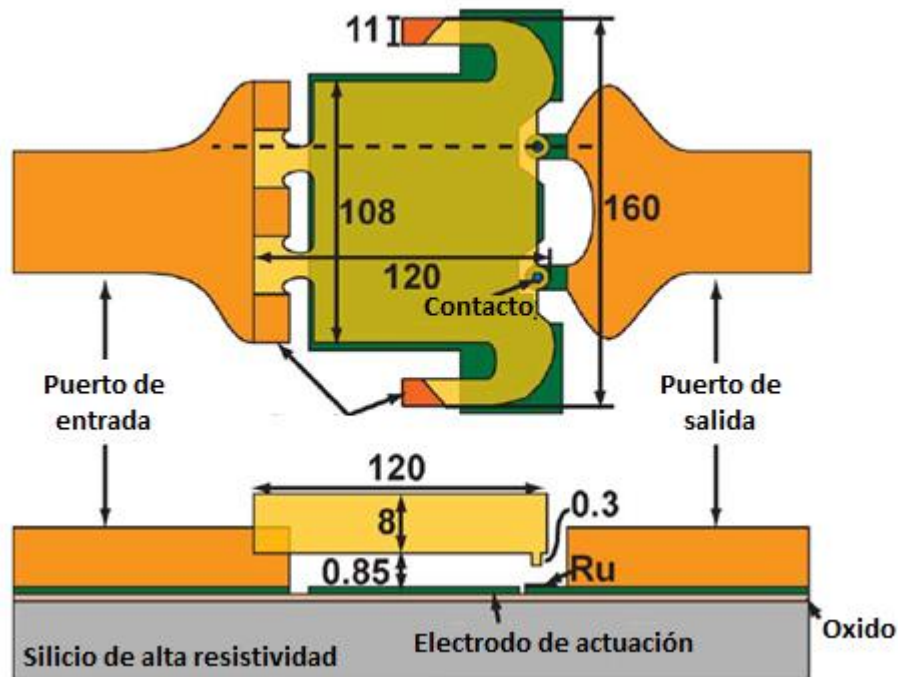


Figura 2.9. Vista superior y sección transversal de interruptor RF MEMS con contacto metal-metal.

2.6 Conclusiones

En base a la investigación que se realizó en el presente capítulo se puede concluir lo siguiente:

- Los interruptores RF MEMS representan un buen reemplazo de los conmutadores de estado sólido en los desplazadores de fase, debido a su ahorro de potencia, su alto aislamiento, bajas pérdidas de inserción y su bajo costo producción.
- Los principales parámetros de diseño de los interruptores RF MEMS son voltaje de actuación, tiempo de conmutación, aislamiento, pérdidas de inserción, frecuencia de resonancia y factor de calidad de conmutación.
- Los parámetros que serán optimizados en el presente trabajo para el diseño del interruptor RF MEMS serán voltaje de actuación, pérdidas de inserción, aislamiento y factor de calidad de conmutación.
- Los voltajes de actuación que presenta el estado del arte están entre los 19 V hasta los 100 V.

- El aislamiento que presenta el estado del arte está alrededor de los 20 dB en la banda de frecuencia de 8 – 40 GHz
- Las pérdidas de inserción que presenta los trabajos reportados en el estado del arte van desde 1dB hasta 8.3 dB en la banda de frecuencia de 8 – 40 GHz.

Referencias del capítulo 2

- [1] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, E. Girard, and H. Legay, “Pharmacist Cross’ pphase-shifting cell loaded with MEMS switches for reconfigurable reflectarrays”, *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-4, Jul. 2010.
- [2] C. Wang, X. Gou, W. Ou-Yang, Y. Zhang, and Z. Lai, “A Novel Tunable Low-pass Filter Base on MEMS and CPW”, *The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments ICEMI’2009*, 2009.
- [3] Mendoza Rosales, Domingo, “Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso”, Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2007.
- [4] B. Pillans, G. Rebeiz y J. B. Lee, “Advances in RF MEMS Technology”, *IEEE GaAs Digest*, pp. 70 – 20, 2003.
- [5] G. M. Rebeiz, “RF MEMS Theory, Design and Technology”, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.
- [6] Benítez Zúñiga, Ignacio Cuauhtémoc, “Capacitor variable MEMS para la banda X”, Tesis de Licenciatura, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2012.
- [7] Varadan, Vinoy y José, “RF MEMS and their applications”, 1ª Edición, Wiley & Sons Inglaterra, 2003.
- [8] Rahman, H. U.; Ramer, R; “Supported Bars Novel Cantilever Beam Design for RF MEMS Seroes Switjes”; *Nanotechnology*, 2009. *IEEE-NANO 2009 9th IEEE conference on*, pp 255 – 258.
- [9] Armenta, Christian James Aguilar, Porter, Stuart; Will, Ian; Marvin, Andy; “DC-contact RF MEMS cantilever switch on a PCB substrate for monolithic integration with microstrip phased array antennas”; *Antennas and Propagation Conference (LAPAC)*, 2013, Pages: 467–472.
- [10] Patel, C. D.; Rebeiz, G. M.; “A compact RF MEMS Metal-Contact Switch and Switching Networks”; *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*; pp: 642-644, 2012.
- [11] Patel, C. D.; Rebeiz, G. M.; “RF MEMS Metal-Contact Switches with mN- Contact and Restoring Forces and Low Process Sensitivity”; *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pp: 1230-1237, 2011.

CAPÍTULO 3

Análisis electromecánico y electrodinámico de interruptores RF MEMS

Los interruptores eléctricos clásicos han sido dispositivos ampliamente usados en circuitos integrados para microondas, tales como redes acopladoras de impedancias, amplificadores, filtros sintonizables, antenas, aplicaciones de radar, superficies selectivas de frecuencia, desplazadores de fase, entre otras. Estos interruptores están basados en la tecnología de estado sólido. Sin embargo, dichos dispositivos tienen pérdidas de inserción considerables y un aislamiento pobre en frecuencias de ondas milimétricas. Por tal motivo, los conmutadores RF MEMS son considerados como una alternativa muy prometedora para reemplazar a los dispositivos de estado sólido en sistemas de comunicación.

Un interruptor MEMS para aplicaciones en radio frecuencia y microondas (conocido como RF MEMS switch) es un dispositivo que, básicamente, permite o bloquea una onda electromagnética a través de su paso por una línea de transmisión, puede ser fabricado por medio de la tecnología de micromaquinado y conmuta entre sus estados por medio del movimiento libre, inducido por un actuador de una estructura mecánica [1].

En el presente capítulo se muestra el análisis, diseño y simulación de interruptores RF MEMS serie con contacto metal-metal, mejor conocidos como interruptores RF MEMS del tipo de viga en voladizo (cantiléver). Además se debe mencionar que el presente trabajo es la continuación del ya iniciado en [2], sin embargo por cuestiones de tiempo no se pudo concluir por completo; también se agrega el análisis de dos propuestas de interruptor monolíticamente integrados con lo cual se completa el presente trabajo.

3.1 Especificaciones de diseño del interruptor RF MEMS

El diseño de los interruptores está orientado a satisfacer las siguientes especificaciones:

- Banda de operación: Súper alta frecuencia (8-12 GHz)
- Factor de calidad de conmutación: Mayor a 5000
- Voltaje de actuación: Menor a 30 V
- Proceso de fabricación: Flexible de circuito Impreso
- Pérdidas de inserción : Menores a 1dB
- Aislamiento: Mayor a 20 dB

El reto principal es el ajuste del diseño del interruptor al proceso de fabricación, debido a que dicho proceso establece límites en cuanto a materiales, espesores de los mismos, exigencia de seguir ciertas reglas, pero sobre todo realizar un diseño que se pueda construir, es decir, lograr un diseño simple y sencillo a fin de que se pueda fabricar con la tecnología existente en el laboratorio de Microfabricación en la facultad de ingeniería en la UNAM.

Las dimensiones del interruptor RF MEMS deberán estar acotadas respecto a la abertura del stub radial h en el desplazador de fase y el largo l del stub como se muestra en la figura 3.1. Lo que significa que el interruptor debe de ser lo suficientemente largo (entre 50 y 500 μm correspondiente a h) para hacer contacto entre el área A y el área B de la figura 3.0, además de ser menor a 700 μm correspondiente a l .

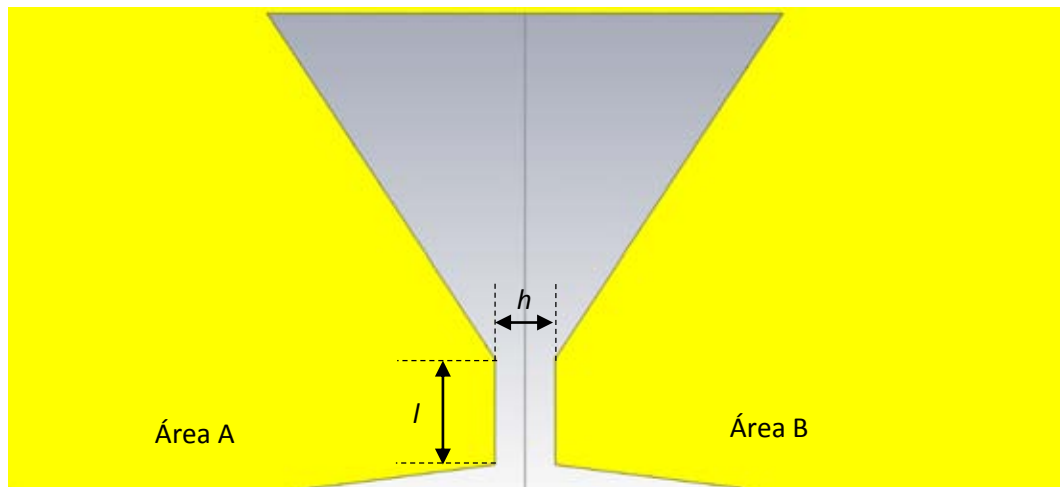


Figura 3.1. Dimensiones que debe satisfacer el interruptor RF MEMS.

3.2 Análisis electromecánico

Los interruptores RF MEMS desarrollados en la actualidad (incluso los más pequeños), también obedecen las leyes mecánicas desarrolladas hace 200-400 años. Sin embargo, la escala y las fuerzas actuantes en los dispositivos MEMS son significativamente diferentes a las del mundo macroscópico que experimentamos todos los días. Las fuerzas superficiales y la viscosidad del ambiente dominan sobre las fuerzas gravitacionales o inerciales, lo cual afecta a la conmutación entre los estados ALTO y BAJO que se obtiene al mover el mecanismo o desplazar un mecanismo, por ejemplo una viga en voladizo. Este desplazamiento mecánico se realiza con un actuador, el cual induce fuerzas que pueden tener un origen electrostático, electrotérmico, magnetoestático o piezoeléctrico en la estructura para obtener el movimiento requerido. Por lo anterior, hay dos rubros electromecánicos a considerar en el diseño de un interruptor RF MEMS: el mecanismo de actuación y la flexibilidad de la estructura mecánica.

Los interruptores RF MEMS del tipo de viga en voladizo son modelados como un sistema de masa-resorte con una constante de rigidez equivalente. El siguiente análisis es sobre cómo obtener la constante de rigidez de resorte de interruptores RF MEMS del tipo de viga en voladizo, que es importante para después obtener el voltaje de actuación del interruptor.

3.2.1 Constante de rigidez de resorte k

El primer paso en el análisis mecánico del interruptor RF MEMS, es obtener la constante de rigidez de resorte de una viga en voladizo. Si la operación de la estructura se limita a pequeñas deflexiones, como es el caso de la mayoría de los dispositivos RF MEMS, el comportamiento mecánico puede ser modelado usando la constante de rigidez de resorte lineal, k [N/m]. La deflexión, Δg [m], de una viga en voladizo provocada por una fuerza externa, F [N], puede ser calculada usando (3.1).

$$F = k\Delta g \quad (3.1)$$

La mayor parte de los procedimientos para encontrar deflexiones en vigas se basan en las ecuaciones diferenciales de la curva de deflexión y sus relaciones asociadas. Por esta razón iniciaremos deduciendo la ecuación básica para la curva de deflexión de una viga. Dado que los interruptores propuestos se basan en la actuación de una viga en voladizo, consideraremos para efectos de análisis una viga en voladizo con una carga concentrada que actúa hacia arriba en el extremo libre como se muestra en la figura 3.2.

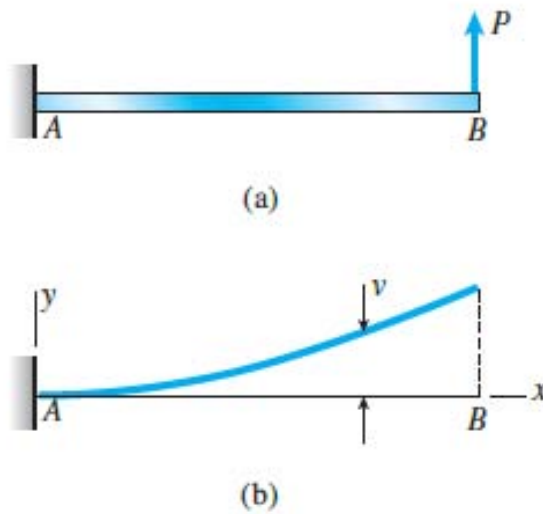


Figura 3.2. Curva de deflexión de una viga en voladizo [3]

Debido a la acción de esta carga, el eje de la viga se deforma y adopta una forma curva como se muestra en la figura 3.2b. La deflexión v es el desplazamiento en la dirección y de cualquier punto sobre el eje de la viga. Dado que el eje y es positivo hacia arriba, las deflexiones también son positivas hacia arriba.

Para obtener la ecuación de la curva de deflexión, debemos expresar a la deflexión v en función de la coordenada x . Por tanto, consideremos ahora la curva de deflexión con más detalle. La deflexión v en cualquier punto m_1 sobre la curva de deflexión se muestra en la figura 3.3a. El punto m_1 está a una distancia x del origen (medida a lo largo del eje x). También se muestra un segundo punto m_2 , localizado a una distancia $x + dx$ desde el origen. La deflexión en este segundo punto es $v + dv$, donde dv es el incremento en deflexión conforme nos movemos a lo largo de la curva m_1 y m_2 .

Cuando la viga se flexiona, no solo hay una deflexión en cada punto a lo largo de la viga sino también una rotación. El ángulo de rotación θ del eje de la viga es el ángulo entre el eje x y la tangente a la curva de deflexión, según se aprecia para el punto m_1 , en la figura 3.3b.

Nótese que el ángulo de rotación es positivo cuando es en sentido contrario a las manecillas del reloj.

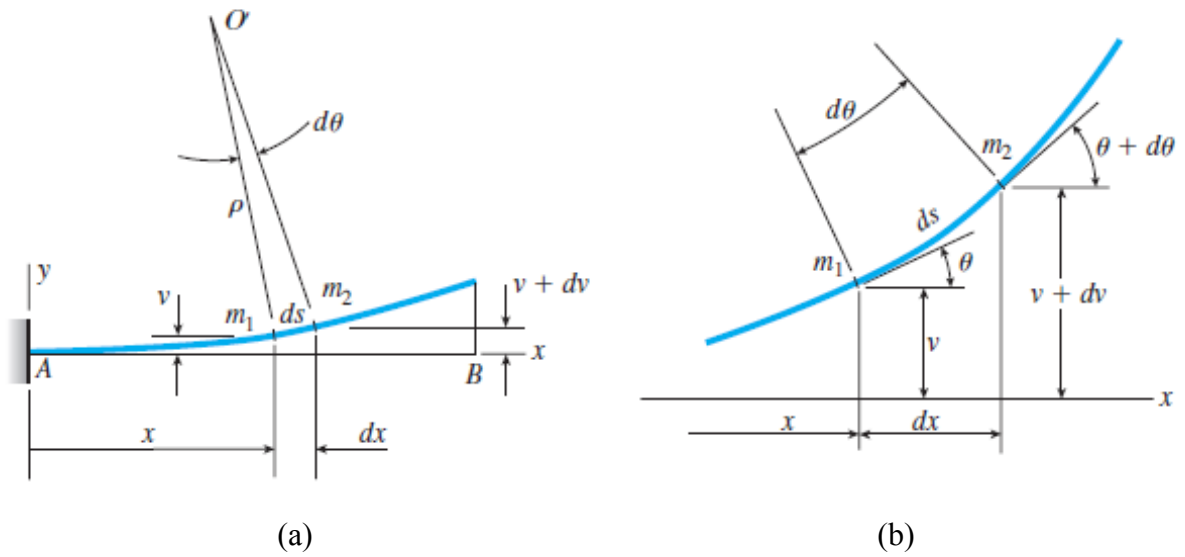


Figura 3.3. Curva de deflexión de una viga [3]

El ángulo de rotación en el punto m_2 es $\theta + d\theta$, donde $d\theta$ es el incremento angular conforme nos movemos del punto m_1 al punto m_2 . Se infiere que si trazamos líneas normales a las tangentes (figura 3.3a y b), el ángulo entre estas normales es $d\theta$. Además, el punto de intersección de estas normales es el centro de curvatura O' y la distancia de O' a la curva es el radio de curvatura ρ . Con base en la figura 3.3a vemos que $\rho d\theta = ds$ en donde $d\theta$ está en radianes y ds es la distancia a lo largo de la curva de deflexión entre los puntos m_1 y m_2 ; por lo tanto, la curva K (igual al recíproco del radio de curvatura) está dada por la ecuación (3.2) [3].

$$K = \frac{1}{\rho} = \frac{d\theta}{ds} \quad (3.2)$$

La pendiente de la curva de deflexión es la primera derivada dv/dx de la expresión para la deflexión v . En términos geométricos, la pendiente es el incremento dv en la deflexión (al pasar del punto m_1 al punto m_2 en la figura 3.3) dividido entre el incremento dx de la distancia a lo largo del eje x . Como dv y dx son infinitesimalmente pequeños la pendiente dv/dx es igual a la tangente del ángulo de rotación θ , así:

$$\frac{dv}{dx} = \tan \theta \quad (3.3)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{dv}{dx} \quad (3.4)$$

De manera similar obtenemos las siguientes relaciones:

$$\frac{dx}{ds} = \cos \theta \quad (3.5)$$

$$\frac{dv}{ds} = \sin \theta \quad (3.6)$$

Nótese que cuando los ejes x e y tienen las direcciones mostradas en la figura 3.3a, la pendiente dv/dx es positiva cuando la tangente a la curva se inclina hacia arriba y a la derecha.

Dado que el ángulo de rotación θ es muy pequeño (y por lo tanto la curva de deflexión es casi horizontal), se observa de inmediato que la distancia ds a lo largo de la curva de deflexión es prácticamente igual al incremento dx a lo largo del eje x . También es posible obtener directamente esta conclusión a partir de la ecuación (3.5), puesto que $\cos \theta \approx 1$ cuando el ángulo θ es muy pequeño, la ecuación (3.5) da como resultado $ds \approx dx$. Con esta aproximación, la curvatura resulta:

$$K = \frac{1}{\rho} = \frac{d\theta}{dx} \quad (3.7)$$

Además, como $\theta \approx \tan \theta$ cuando θ es pequeño, podemos establecer la siguiente aproximación para la ecuación (3.3):

$$\theta \approx \tan \theta = \frac{dv}{dx} \quad (3.8)$$

Entonces, si las rotaciones de una viga son pequeñas, podemos suponer que el ángulo de rotación θ y la pendiente dv/dx son iguales. Al calcular la derivada de θ con respecto a x en la ecuación (3.8), se obtiene:

$$\frac{d\theta}{dx} = \frac{d^2v}{dx^2} \quad (3.9)$$

Combinamos la ecuación (3.9) con la ecuación (3.7) y obtenemos una relación entre la curvatura de una viga y su deflexión:

$$K = \frac{1}{\rho} = \frac{d^2v}{dx^2} \quad (3.10)$$

Si el material de una viga es elástico lineal y obedece a la ley de Hooke, la curvatura es [3]:

$$K = \frac{1}{\rho} = \frac{M}{EI} \quad (3.11)$$

En donde M [Nm] es el momento flexionante, E [Pa] es el módulo de Young e I es el momento de inercia para la sección transversal de la viga y está dado por [4]:

$$I = \frac{wt^3}{12} \quad (3.12)$$

Donde w es el ancho y t el espesor de la viga. Al combinar las ecuaciones (3.10) y (3.11), resulta la ecuación diferencial de la curva de deflexión básica de una viga o también llamada ecuación de momento flexionante.

$$\frac{d^2v}{dx^2} = \frac{M}{EI} \quad (3.13)$$

Esta ecuación puede integrarse en cada caso particular para encontrar la deflexión v , siempre que el momento flexionante M y la rigidez por la deflexión EI sean conocidas como funciones de x .

Para obtener la deflexión v de la viga en voladizo, es necesario obtener los momentos flexionantes en la viga en voladizo. Dado que la viga en voladizo del interruptor es una viga estáticamente determinada, podemos obtener los momentos flexionantes a partir de un diagrama de cuerpo libre y ecuaciones de equilibrio. Para ello observemos la figura 3.4, la cual nos muestra un esquemático de las fuerzas que actúan sobre la viga en voladizo del interruptor.

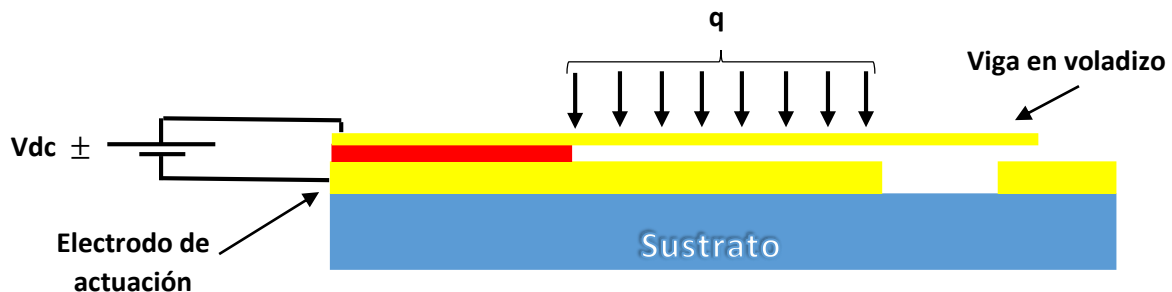


Figura 3.4. Diagrama esquemático de fuerzas actuantes de un interruptor RF MEMS de topología tipo cantiléver

Como se puede observar en la figura 3.4, sobre la viga en voladizo actúa una distribución de carga q debido a la fuerza electrostática de atracción que se da cuando se polariza con un voltaje de corriente directa, entre la viga en voladizo y el electrodo de actuación.

Por la anterior descripción, la deflexión v la podemos encontrar analizando el siguiente diagrama de cuerpo libre que se muestra en la figura 3.5.

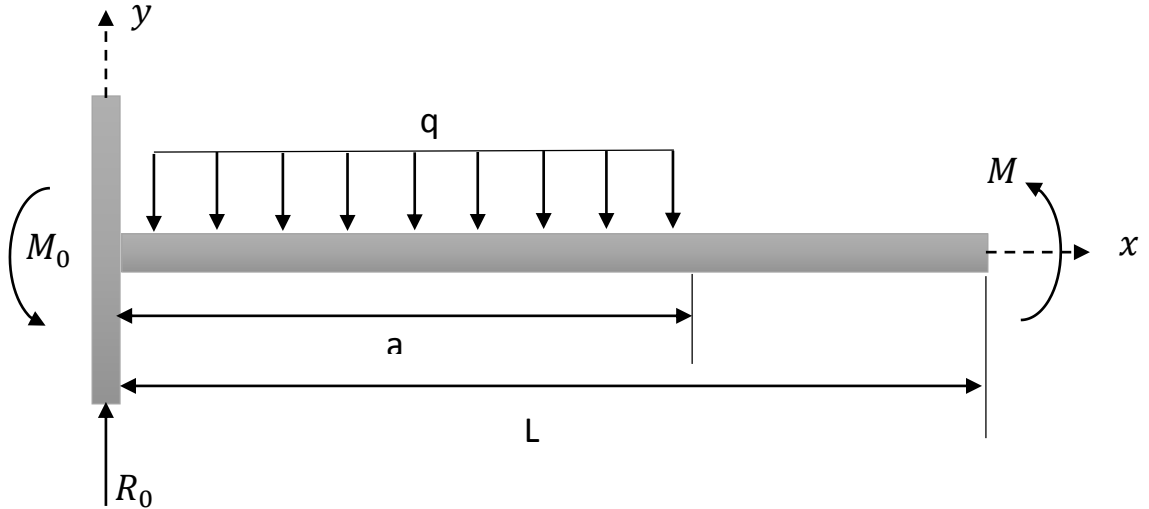


Figura 3.5. Diagrama de cuerpo libre de una viga en voladizo para el análisis de un interruptor RF MEMS tipo cantiléver

Donde L es la longitud de la viga en voladizo, a la distancia desde el anclaje hasta donde termina el electrodo de actuación. El anclaje es rígido, por lo que un momento de inercia se aplicará para mantener fija la viga en esa posición (ningún movimiento vertical y de rotación). M_0 es el momento de reacción en el anclaje y R_0 es la fuerza de reacción actuando opuestamente a la carga uniforme q para mantener un balance de fuerzas vertical.

Ya que el momento flexionante cambia en el punto $x = a$, debemos escribir expresiones separadas para el momento flexionante en cada región, esto es para $0 \leq x \leq a$ y $a \leq x \leq L$.

Para $0 \leq x \leq a$ el momento flexionante está dado por:

$$M = -\frac{qa^2}{2} + qax - \frac{qx^2}{2} \quad (3.14)$$

Sustituyendo la ecuación (3.14) en la ecuación (3.13) obtenemos:

$$v'' = \frac{q}{EI} \left[-\frac{a^2}{2} + ax - \frac{x^2}{2} \right] \quad (3.15)$$

Integrando la ecuación (3.15) en términos x , y simplificando obtenemos:

$$v' = -\frac{qx}{6EI} \left[3a^2 - 3ax + \frac{x^2}{6} \right] + C_1 \quad (3.16)$$

Dado que la pendiente de la recta tangente de la deflexión en el anclaje de la viga es igual a cero, esto es $v'(x)|_{x=0} = 0$, entonces $C_1 = 0$. Por lo tanto la ecuación (3.16) se convierte en:

$$v' = -\frac{qx}{6EI} \left[3a^2 - 3ax + \frac{x^2}{6} \right] \quad (3.16)$$

Integrando la ecuación (3.16), de nuevo en términos de x y simplificando obtenemos:

$$v = -\frac{qx^2}{24EI} [6a^2 - 4ax + x^2] + C_2 \quad (3.17)$$

Ya que no existe deflexión en el anclaje de la viga esto es $v(x)|_{x=0} = 0$, entonces $C_2 = 0$, por lo que la ecuación de deflexión en la región de $0 \leq x \leq a$ es:

$$v = -\frac{qx^2}{24EI} [6a^2 - 4ax + x^2] \quad (3.18)$$

Para obtener la ecuación de momento flexionante en $a \leq x \leq L$, tomemos en cuenta que en dicha región no existe ninguna fuerza que actúa sobre la viga por lo que la pendiente de la deflexión en la región es igual a la pendiente de la deflexión de la viga en $x = a$ para $0 \leq x \leq a$, por lo que tenemos:

$$v' = -\frac{qa^3}{6EI} \quad (3.19)$$

Integrando la ecuación (3.19) respecto a x obtenemos:

$$v = -\frac{qa^3}{6EI}x + C_3 \quad (3.20)$$

Usando continuidad en la deflexión de la viga, en $x = a$ la ecuación (3.18) es igual a la ecuación (3.20), por lo cual podemos encontrar el valor de C_3 , por lo tanto igualando las ecuaciones y evaluando en $x = a$ obtenemos:

$$\begin{aligned} -\frac{qa^4}{8EI} &= -\frac{qa^4}{6EI} + C_3 \\ C_3 &= \frac{qa^4}{24EI} \end{aligned}$$

Sustituyendo el valor de C_3 en la ecuación (3.20) obtenemos:

$$v = -\frac{qa^3}{24EI}[4x - a] \quad (3.21)$$

Dado que la ecuación (3.21) representa la deflexión de una viga en voladizo en cualquier punto en x podemos obtener la constante de rigidez de resorte a partir de la ecuación (3.1) sustituyendo a $F = -qa$ y $\Delta g = v(x = L)$ que es el punto de la máxima deflexión de la viga (ver figura 3.5), por lo que la constante de rigidez está dada por:

$$\begin{aligned} k &= \frac{F}{\Delta g} = \frac{-qa}{-\frac{qa^3}{24EI}[4L - a]} \\ k &= \frac{2Ewt^3}{4a^2L - a^3} \quad (3.22) \end{aligned}$$

3.2.2 Voltaje de jale

Cuando un voltaje es aplicado entre la viga en voladizo y el electrodo de actuación (figura 3.4), una fuerza electrostática es inducida en la viga en voladizo. Para entender cómo trabaja la actuación electrostática y para encontrar el voltaje de jale de los interruptores RF MEMS tipo cantiléver como el que se muestra en la figura 3.4, trabajaremos con el diagrama que se muestra en la figura 3.6, y mediante el desarrollo de este modelo se podrá obtener el voltaje de jale del interruptor y así obtener el voltaje con el cual se va a actuar los interruptores propuestos en el presente trabajo.

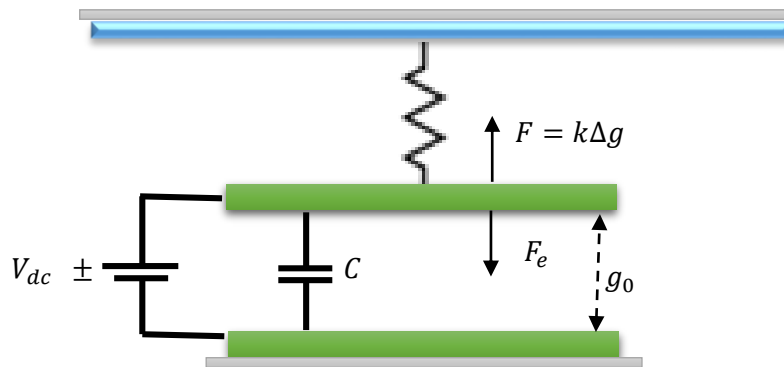


Figura 3.6. Modelo electromecánico del interruptor RF MEMS tipo cantiléver

La figura 3.6 muestra un modelo esquemático electromecánico del interruptor, donde sobre la viga en voladizo actúa una fuerza F que obedece a la ley de resorte lineal, mientras que al aplicar un voltaje de corriente directa aparecerá una fuerza electrostática F_e igual en magnitud pero en sentido contrario que F , además se presenta una capacitancia C debido al sistema de placas paralelas que se observa en la figura 3.6 y a la polarización de dichas placas.

Para deducir el valor de la fuerza electrostática F_e , debemos tomar en cuenta que al efectuar el proceso de carga en un capacitor, se realiza un trabajo al trasladar cargas eléctricas de un electrodo a otro. Calculando la energía almacenada en un capacitor a través del trabajo necesario para trasladar una carga eléctrica puntual q de un punto b a un punto a a través de un campo eléctrico de un campo eléctrico es:

$$W_{ab} = qV_{ab} \quad (3.23)$$

Si trasladamos una carga Q total de la placa inferior a la placa superior, se ha realizado trasladando pequeñas proporciones de carga dq y efectuando para cada una de ellas un trabajo dW , esto es:

$$dW_{ab} = dqV_{ab} \quad (3.24)$$

Integrando la expresión (3.24) obtenemos el trabajo total efectuado al cargar el capacitor con una carga Q , por lo que:

$$W_{ab} = V_{ab} \int_0^Q dq \quad (3.25)$$

Dado que la diferencia de potencial V_{ab} es variable, ya que depende la cantidad de carga eléctrica en las placas; es decir $V_{ab} = f(q)$; esta función se obtiene de la definición de capacitancia C :

$$V_{ab} = \frac{q}{C} \quad (3.26)$$

Sustituyendo la ecuación (3.26) en la ecuación (3.25):

$$W_{ab} = \frac{1}{C} \int_0^Q q dq = \frac{Q^2}{2C} \quad (3.26)$$

En la ecuación (3.28), W_{ab} representa el trabajo total efectuado al cargar el capacitor. Si no existen efectos disipativos, la energía almacenada deberá de igual valor. De este modo, si denominamos a la energía almacenada como U , se tendrá que:

$$U = \frac{Q^2}{2C} \quad (3.27)$$

Combinando la ecuación (3.27) en la definición de capacitancia, se obtiene:

$$U = \frac{1}{2} CV_{ab}^2 \quad (3.28)$$

La fuerza electrostática la podemos encontrar considerando la energía entregada a un capacitor en función del tiempo y está dada por [3]:

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} \quad (3.28)$$

Donde g representa la distancia entre las placas paralelas del interruptor (figura 3.6), y V el voltaje aplicado entre las placas y C está dado por:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)} \quad (3.29)$$

En la ecuación (3.29), A representa el área de actuación en el interruptor, ϵ_0 la permitividad del vacío, ϵ_r la constante relativa del dieléctrico y t_d es el espesor del dieléctrico.

Sustituyendo la ecuación (3.28), (3.29) y $\Delta g = (g_0 - g)$ en la ecuación (3.1), obtenemos:

$$k(g_0 - g) = -\frac{\epsilon_0 AV^2}{2} \left[\frac{d}{dg} \left(\frac{1}{g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)} \right) \right] \quad (3.29)$$

Resolviendo la ecuación (3.29) obtenemos:

$$k(g_0 - g) = \frac{\epsilon_0 AV^2}{2 \left(g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right) \right)^2} \quad (3.30)$$

Despejando V en la ecuación (3.30) tenemos:

$$V = \sqrt{\frac{2k(g_0 - g) \left(g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r} \right) \right)^2}{\epsilon_0 A}} \quad (3.31)$$

La ecuación (3.31) representa el desplazamiento de la viga en voladizo cuando un voltaje es aplicado, nótese que el espaciamento g_0 se reduce a medida que se incrementa el voltaje aplicado entre la viga en voladizo y el voltaje de actuación; cuando el voltaje aplicado se aumenta, la fuerza electrostática también crece debido a un aumento en las cargas eléctricas y presentes en el dispositivo. Simultáneamente la fuerza electrostática disminuye la distancia entre la viga en voladizo y el electrodo de actuación, lo cual incrementa la capacitancia y por ende el campo eléctrico. A una cierta altura, el incremento de la fuerza electrostática es más grande que el aumento de la fuerza restauradora de la viga en voladizo ($F_e \gg F$), provocando que la posición de la misma se vuelva inestable y se colapse hacia el electrodo de actuación. Dicha distancia es $g = \frac{2}{3}g_0$, sustituyendo la relación anterior en la ecuación (3.31) obtenemos el voltaje de jale V_j :

$$V_j = \sqrt{\frac{2g_0k \left(\frac{2}{3}g_0 + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r} \right) \right)^2}{3\epsilon_0 A}} \quad (3.32)$$

3.3 Diseños de los interruptores

Como se mencionó en el inicio del capítulo, el presente trabajo se presenta dos versiones de interruptores de tipo cantiléver; el primero es el diseñado, analizado y construido en [2], sin embargo los análisis no son del todo utilizando las aproximaciones adecuadas además de que no se presentan los análisis electromecánicos y electrodinámicos. Dicho trabajo se basó en realizar una viga en voladizo para que después se soldara sobre un sustrato que sería su anclaje. La segunda versión son dos propuestas, y es la de realizar un interruptor RF MEMS tipo cantiléver monolíticamente integrado a un sustrato, y así después integrarlo monolíticamente a un desplazador de fase.

La figura 3.7 muestra el diseño y las dimensiones del interruptor presentado en [2], como se puede observar es una membrana tipo cantiléver y el material con el que fue diseñado y fabricado es aluminio.

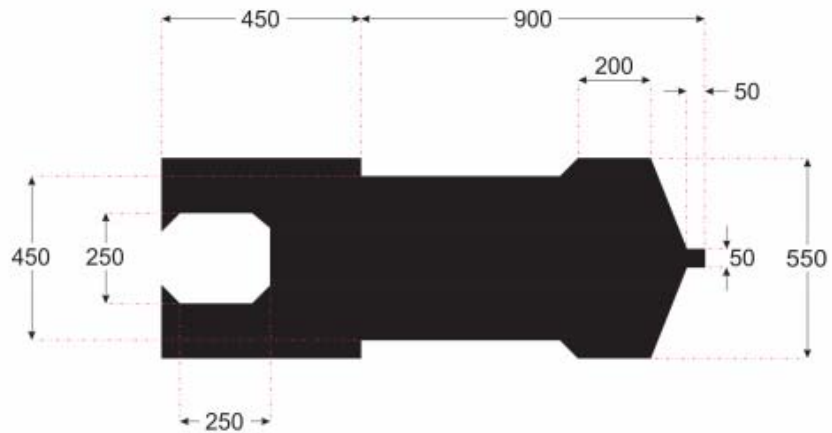


Figura 3.7. Dimensiones del interruptor presentado en [2] todas las dimensiones en μm

El flujo de proceso se muestra en la figura 3.8.

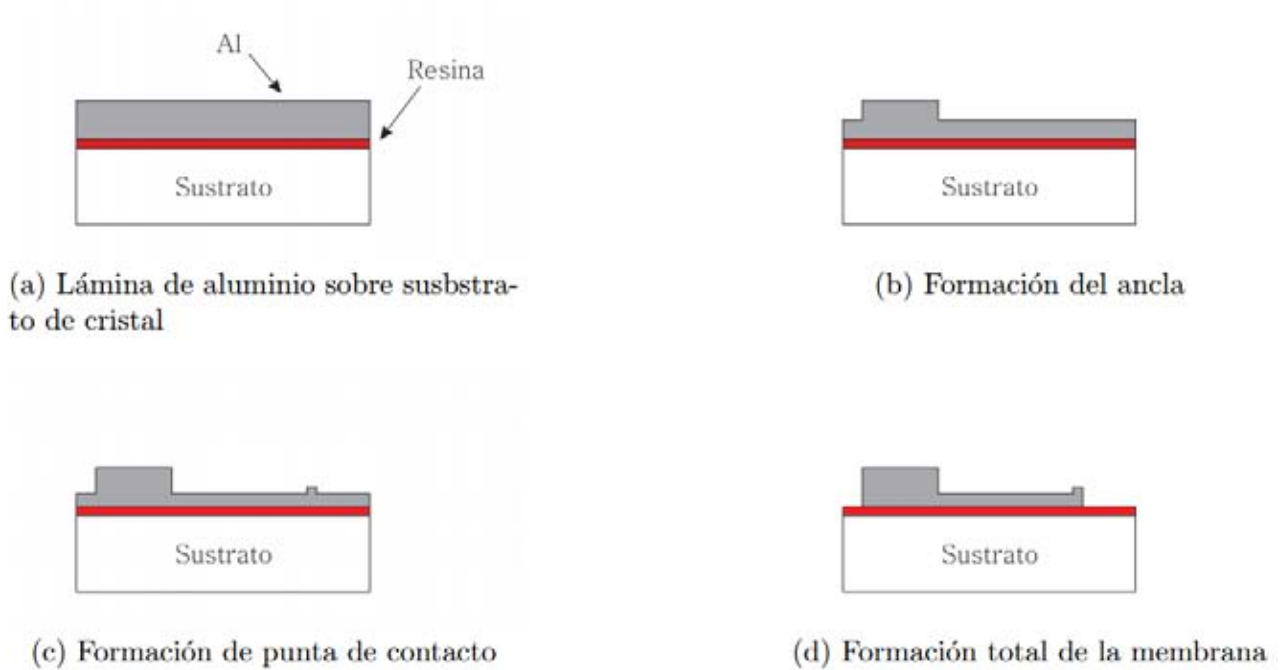


Figura 3.8. Flujo de proceso de fabricación de la viga en voladizo del interruptor RF MEMS presentado en [2].

Se debe mencionar que dicha viga en voladizo tiene un grosor de $11\ \mu\text{m}$ de aluminio. Para las versiones que se proponen que son monolíticamente integrados, la figura 3.9 y 3.10 muestra sus dimensiones.

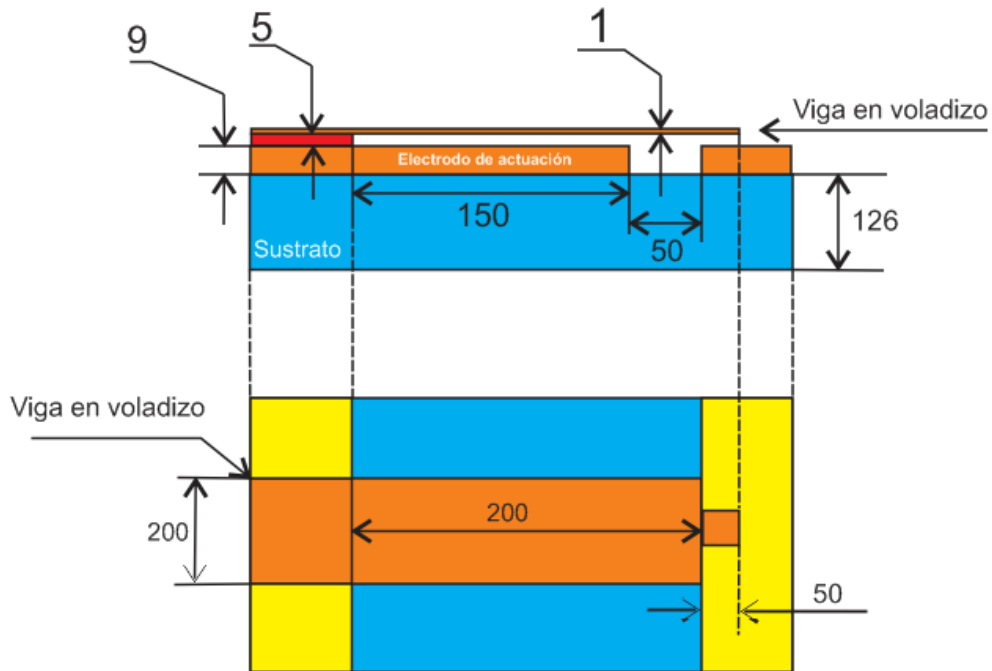


Figura 3.9. Interruptor RF MEMS tipo cantiléver monolíticamente integrados (todas las dimensiones en μm) Versión 1.

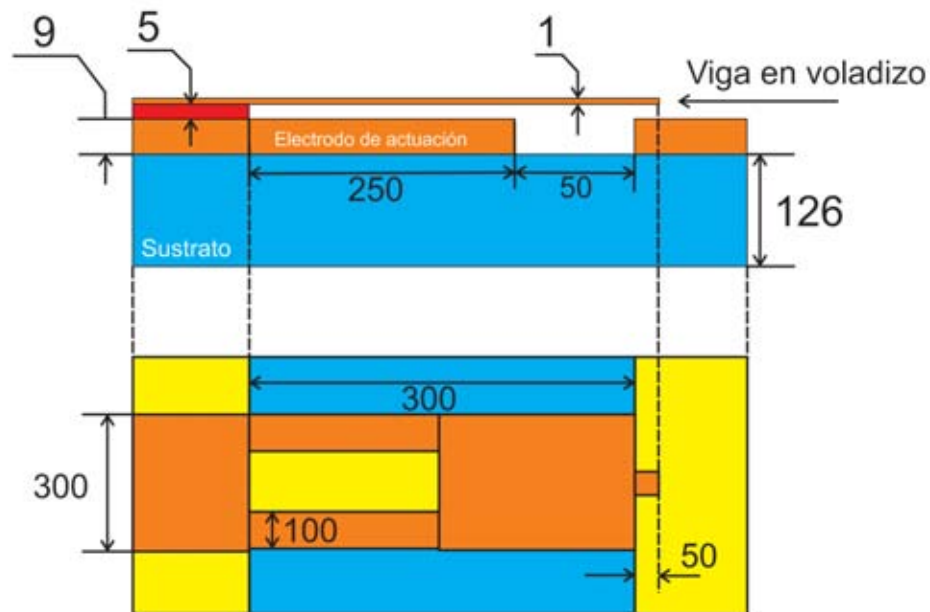


Figura 3.10. Interruptor RF MEMS tipo cantiléver monolíticamente integrados (todas las dimensiones en μm) Versión 2

Cabe señalar que los materiales con los que se propone el desarrollo del interruptor mostrados en la figura 3.9 y 3.10 son los siguientes:

- Sustrato: Rogers 5880 [5]
- Aislante: Benzocyclobuteno (BCB) (Color rojo figura 3.8 y 3.9)
- Viga en voladizo: Cobre
- Electrodo de actuación: Cobre

La figura 3.11 muestra el flujo de proceso para los interruptores monolíticamente integrados vistos en la figura 3.9 y 3.10.

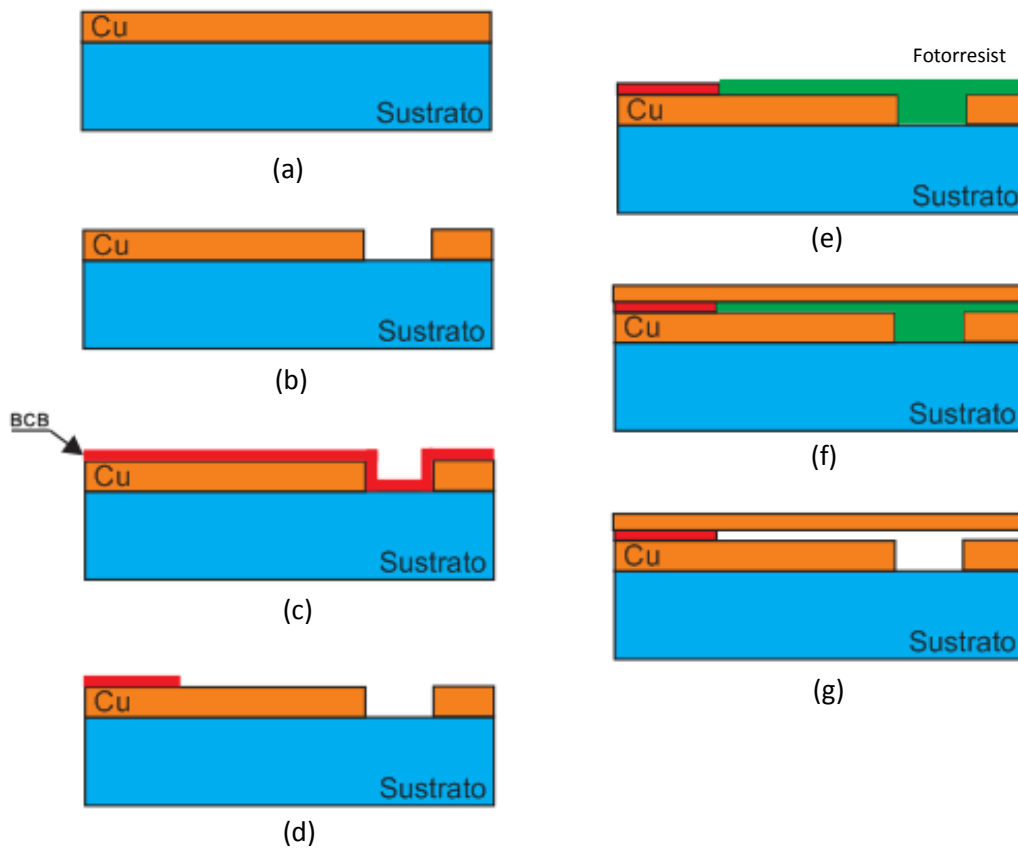


Figura 3.11. Flujo de proceso del interruptor monolíticamente integrado. (a) Definición del área de trabajo. (b) Ataque para definir electrodo de actuación. (c) Deposito de BCB. (d) Ataque de BCB. (e) Deposito de fotorresist como material de sacrificio. (f) Deposito de Cobre y ataque de cobre para definir cantiléver. (g) Liberación del material de sacrificio.

Las vistas en perspectiva de los interruptores se muestran en la figura 3.12.

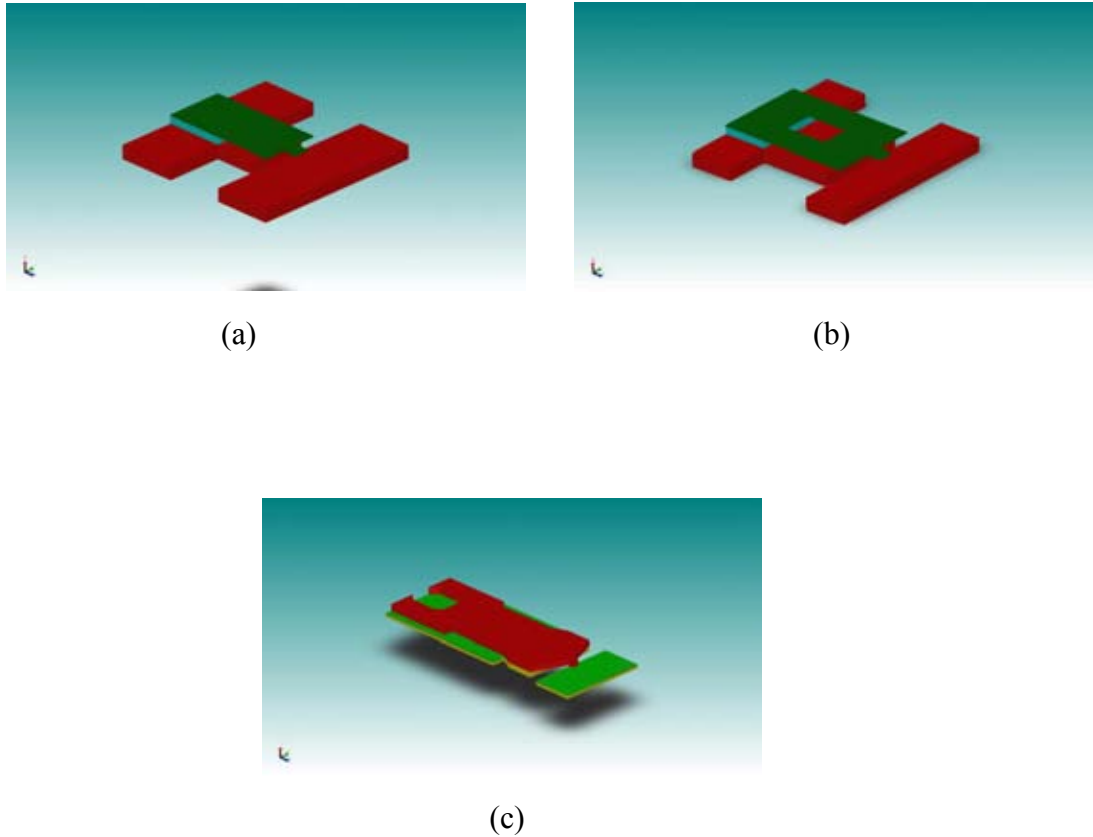


Figura 3.12. Vistas en perspectiva interruptores RF MEMS. a) Monolíticamente integrado versión 1. b) Monolíticamente integrado versión 2. c) Interruptor RF MEMS presentado en [2]

3.4 Cálculo de la constante de rigidez y voltaje de jale de los interruptores.

Con base en los diseños de los interruptores propuestos en el punto anterior y de las ecuaciones que se dedujeron, el siguiente paso es el cálculo de la constante de rigidez y del voltaje de jale para los interruptores que se muestran en la figura 3.12.

Para ello es necesario utilizar la ecuación (3.22) y (3.32), para calcular la constante de rigidez y el voltaje de actuación respectivamente. Para el caso de la

versión 1 del interruptor monolíticamente integrado y el interruptor que se desarrolló en [2], la constante de rigidez se puede calcular directamente con la ecuación (3.22) utilizando los siguientes parámetros que se muestran en la tabla 3.1 se obtienen las constantes de rigidez correspondientes.

Tabla 3.1

Versión 1 Monolíticamente integrado	Versión presentada en [2]
$E = 120 \text{ [GPa]}$	$E = 70 \text{ [GPa]}$
$w = 200\mu\text{m}$	$w = 450\mu\text{m}$
$t = 1\mu\text{m}$	$t = 11\mu\text{m}$
$L = 200\mu\text{m}$	$L = 850\mu\text{m}$
$a = 150\mu\text{m}$	$a = 800\mu\text{m}$
$k = 3.28 \text{ N/m}$	$k = 50 \text{ N/m}$

Para la versión 2 que es monolíticamente integrado, como se puede observar en la figura 3.10, la estructura es diferente a la versión 1 monolíticamente integrado ya que se puede observar que en la membrana móvil existen dos cantiléver que sostienen la estructura, para ello consideremos el sistema de resortes mostrado en la figura 3.13, una característica de este sistema es que la deformación que sufren todos los resortes es igual. Esta es la característica fundamental de los resortes que actúan en paralelo.

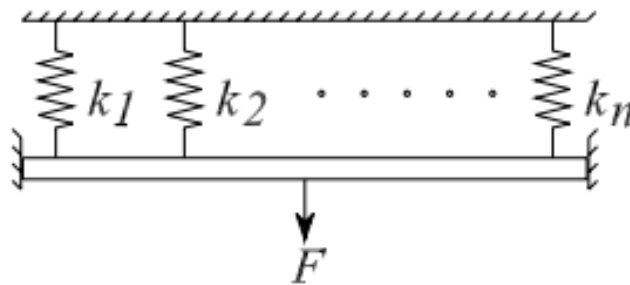


Figura 3.13. Sistema de resortes que actúan en paralelo.

Suponiendo que la deformación común a todos y cada uno de los resortes es δ , la fuerza soportada por cada uno de los resortes está dada por:

$$F_1 = k_1\delta \quad F_2 = k_2\delta \quad \dots \dots \quad F_n = k_n\delta \quad (3.33)$$

Por lo que la fuerza total ejercida por el sistema de resortes está dada por:

$$F_T = \sum_{i=1}^n k_i \delta \quad (3.34)$$

Puesto que la deformación es común, la constante de resorte equivalente está dada por:

$$k_E = \frac{F_T}{\delta} = \frac{\sum_{i=1}^n k_i \delta}{\delta} = \sum_{i=1}^n k_i \quad (3.35)$$

La ecuación (3.35) nos dice que para la versión 2 del interruptor monolíticamente integrado tenemos que sumar las dos constantes de rigidez de las dos cantiléver que sostienen la estructura para ello debemos tomar la ecuación (3.18) y sustituir en $x = a$ donde sufre su máxima deformación dichas vigas, esto es:

$$v(x = a) = -\frac{qa^4}{8EI} \quad (3.36)$$

Dado que la ecuación (3.36) representa la deflexión de una viga en voladizo en cualquier punto en x podemos obtener la constante de rigidez de resorte a partir de la ecuación (3.1) sustituyendo a $F = -qa$, por lo que la constante de rigidez está dada por:

$$k = \frac{F}{\Delta g} = \frac{-qa}{-\frac{qa^4}{8EI}}$$

$$k = \frac{2Ewt^3}{3a^3} \quad (3.37)$$

Dado que son dos cantiléver las que sostienen la estructura debemos multiplicar la ecuación 3.37 por 2 obteniendo:

$$k = \frac{4Ewt^3}{3a^3} \quad (3.38)$$

Sustituyendo los parámetros que aparecen en la tabla 3.2 obtenemos la constante de rigidez para la versión 2 del interruptor monolíticamente integrado

Tabla 3.2

Versión 2 Monolíticamente integrado	
$E = 120 \text{ [GPa]}$	
$w = 100\mu\text{m}$	
$t = 1\mu\text{m}$	
$a = 250\mu\text{m}$	
$k = 1.024 \text{ N/m}$	

Para el cálculo del voltaje de jale se debe tomar la ecuación (3.32), sin embargo, ya que los interruptores diseñados no cuentan con un dieléctrico, en la ecuación se debe despreciar el término $\frac{t_d}{\epsilon_r}$, por lo que la ecuación se transforma en:

$$V_j = \sqrt{\frac{8g_0^3k}{27\epsilon_0A}} \quad (3.39)$$

Con los valores mostrados en la tabla 3.3, calculamos los voltajes de jale para todos los interruptores diseñados.

Tabla 3.3

Versión 1 Monolíticamente integrado	Versión 2 Monolíticamente integrado	Versión presentada en [2]
$g_0 = 5\mu\text{m}$	$g_0 = 5\mu\text{m}$	$g_0 = 6\mu\text{m}$
$k = 3.28 \text{ N/m}$	$k = 1.024 \text{ N/m}$	$k = 50 \text{ N/m}$
$A = 3 \times 10^{-8} \text{ m}^2$	$A = 6 \times 10^{-8} \text{ m}^2$	$A = 1 \times 10^{-7} \text{ m}^2$
$V_j = 21.38 \text{ V}$	$V_j = 8.44 \text{ V}$	$V_j = 60 \text{ V}$

3.5 Simulación Mecánica

Para poder obtener las características electromecánicas que se calcularon en el punto anterior, se utiliza el simulador CoventorWare [5], que analiza todas las regiones conductoras que conforma al conmutador, además de sus interacciones, por medio de un mallado de superficie de cada región, aplicando un método de análisis matemático conocido como *método de los elementos finitos*.

El método de los elementos finitos que emplea el simulador, es un método numérico muy general para la aproximación de soluciones de ecuaciones diferenciales en derivadas parciales. El método consiste en dividir el modelo, sobre el cual están definidas ciertas ecuaciones integrales que caracterizan el comportamiento físico del interruptor, en una serie de subdominios no intersecantes entre sí para formar la discretización del interruptor. Dentro de cada elemento finito se distinguen una serie de puntos representativos llamados nodos. El conjunto de nodos, considerando sus relaciones de adyacencia forman una malla.

De acuerdo con las relaciones de adyacencia, se relaciona el valor de un conjunto de variables incógnitas definidas en cada nodo y denominadas grados de libertad para formar el sistema de ecuaciones lineales. El número de ecuaciones de dicho sistema es proporcional al número de nodos.

De esta manera, el método de los elementos finitos es muy usado, debido a su generalidad y a la facilidad de introducir dominios de cálculo complejo. Por ello, el simulador utiliza este método para calcular el campo de desplazamiento de la viga en voladizo, las deformaciones y tensiones del conmutador por mencionar algunas.

Los resultados que se presentan en este rubro es la obtención del voltaje de actuación, curva de histéresis del desplazamiento de la viga en voladizo del interruptor y por último la obtención de la constante de rigidez de resorte de las vigas en voladizo.

La figura 3.14 muestra un diagrama de flujo del diseño de dispositivos MEMS que usa CoventorWare, para así simular el análisis solicitado.

Con el objetivo de verificar las expresiones teóricas que se dedujeron anteriormente, los interruptores se sujetaron a simulaciones computacionales con el software descrito. En la figura 3.15 se muestran tres graficas correspondientes a las curvas de histéresis del desplazamiento de los interruptores objeto de nuestro análisis.

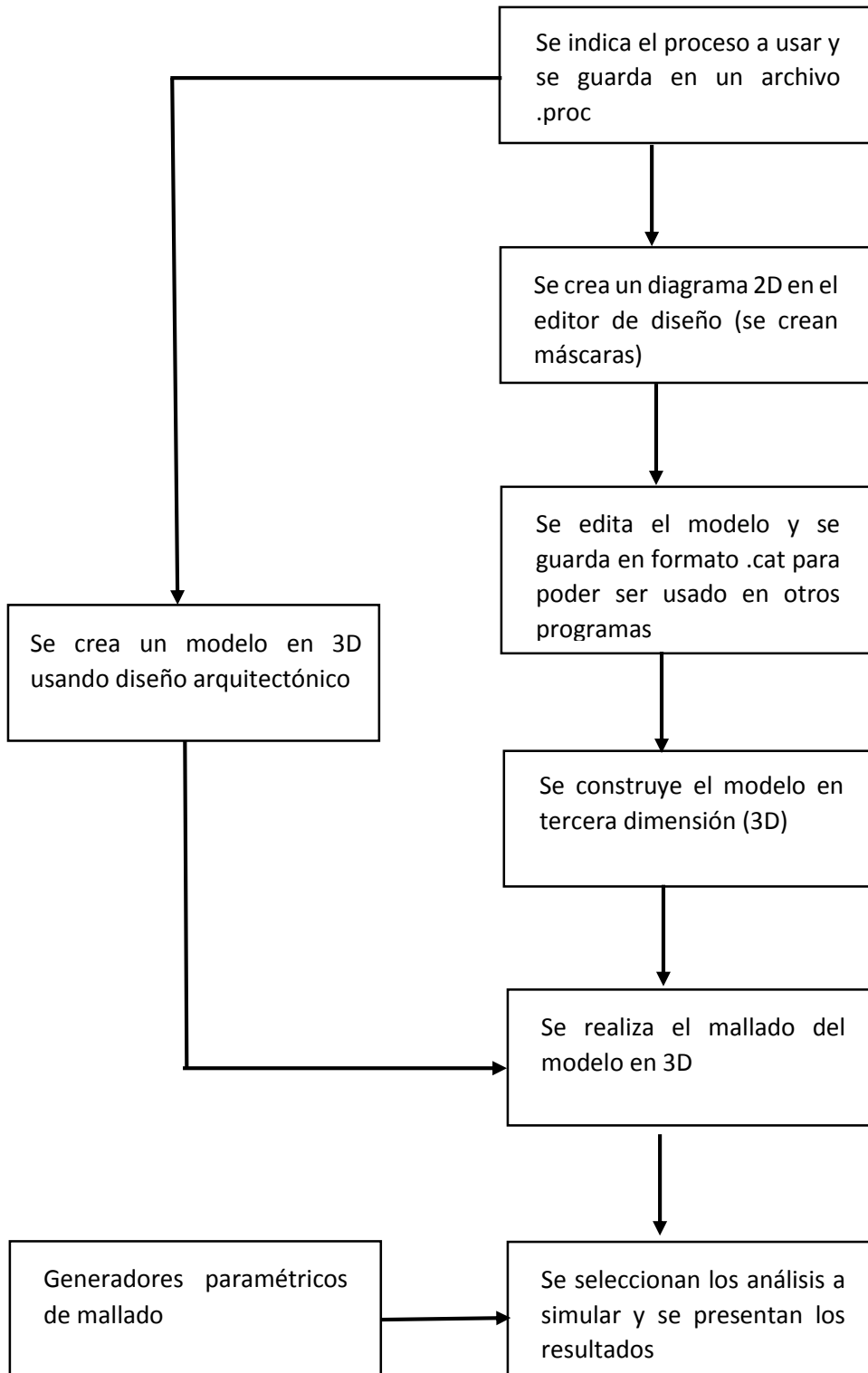
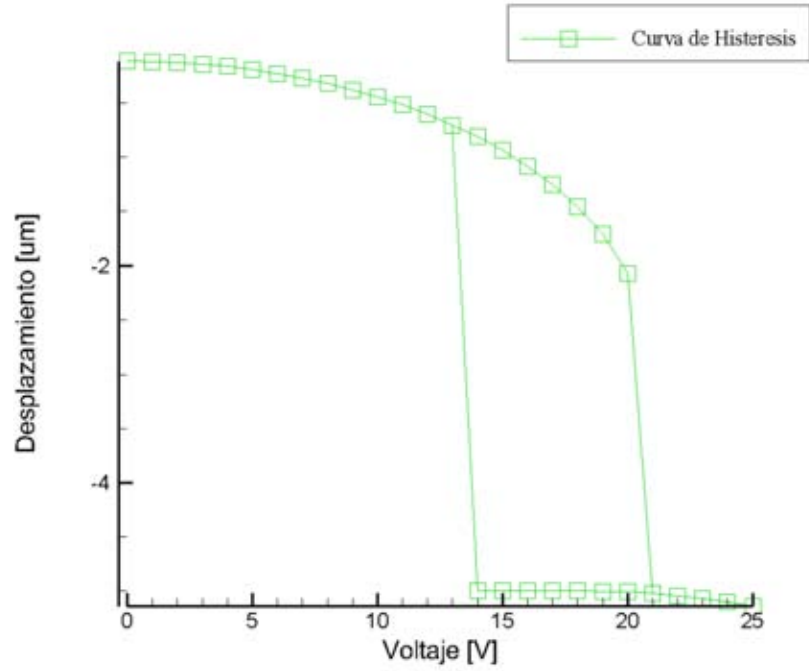
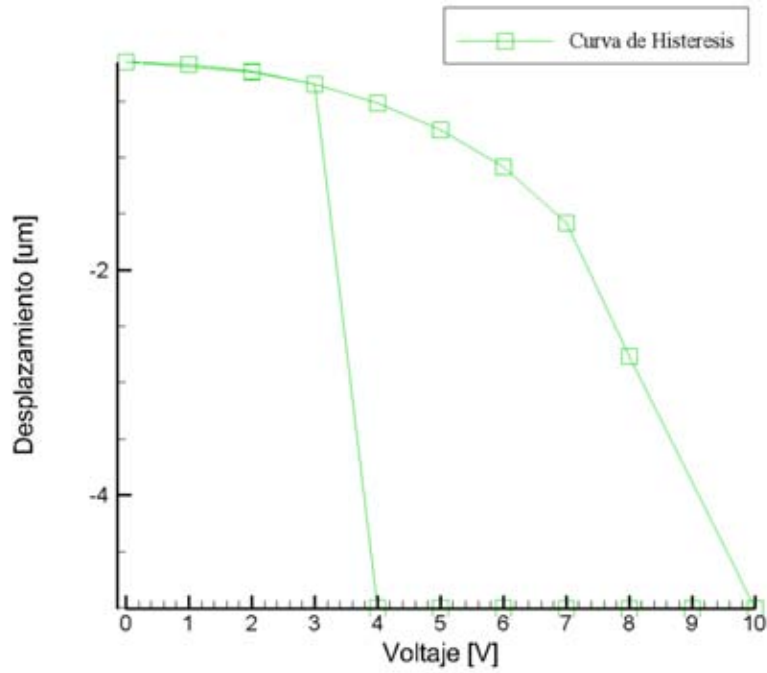


Figura 3.14. Flujo de diseño de dispositivos MEMS en CoventorWare



(a) Curva de histéresis para el interruptor monolíticamente integrado versión 1



(b) Curva de histéresis para el interruptor monolíticamente integrado versión 2

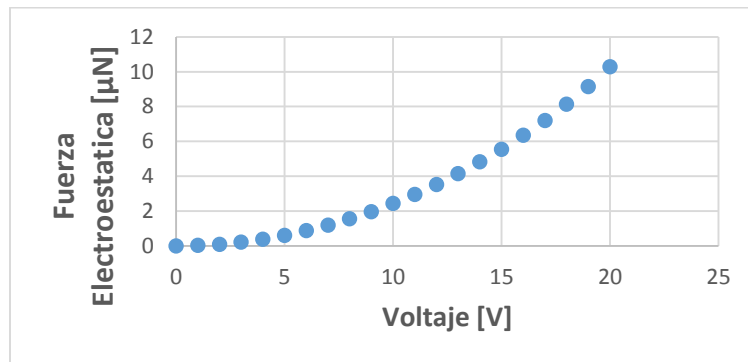
Figura 3.15. Curvas de histéresis para los interruptores RF MEMS tipo cantiléver monolíticamente integrados

Como se puede observar los voltajes de jale para los interruptores monolíticamente diseñados son de alrededor de 21 [V] y 8 [V].

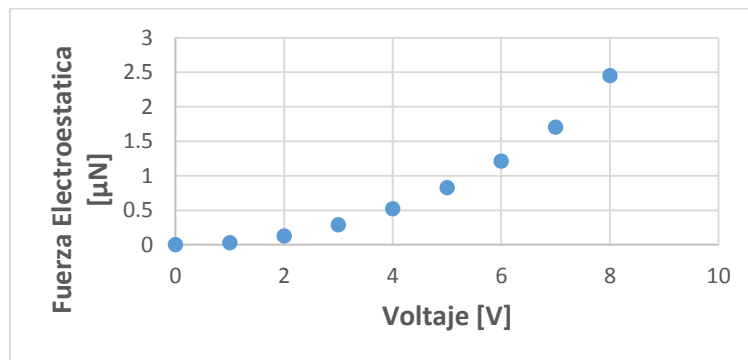
Para obtener la constante de rigidez de resorte del interruptor simulada computacionalmente, se debe hacer el siguiente análisis. Tomando en cuenta la ecuación (3.40).

$$F = k\Delta g \quad (3.40)$$

Donde F es la fuerza electrostática a la que se ve sometida la viga en voladiza del interruptor cuando es polarizado con una diferencia de potencial y Δg es el incremento de desplazamiento; como podemos observar en las gráficas de la figura 3.15 podemos obtener los incrementos en el desplazamiento del cantiléver con las simulaciones computacionales pero también se pueden obtener el valor de la fuerza electrostática inducida que actúa sobre el cantiléver del interruptor, los valores obtenidos se muestran en las gráficas de la figura 3.16.



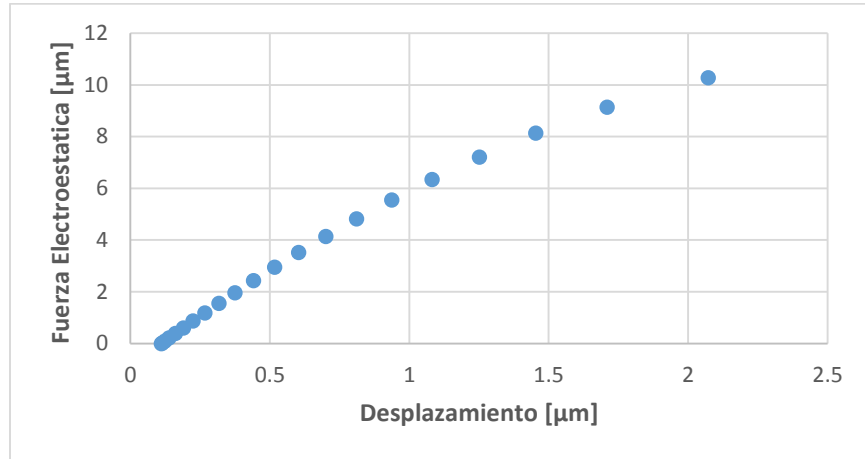
(a) Fuerza electroestática para el interruptor monolíticamente integrado versión 1



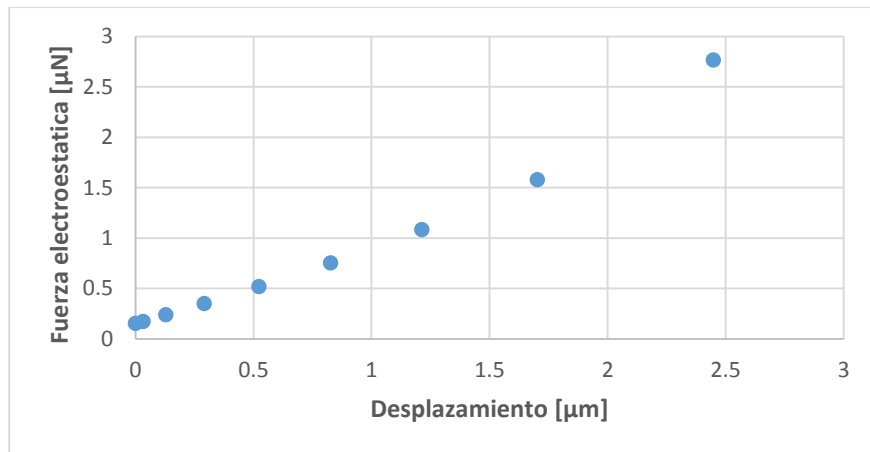
(b) Fuerza electroestática para el interruptor monolíticamente integrado versión 2

Figura 3.16. Fuerza electroestática en los interruptores RF MEMS

Con los datos obtenidos de la simulación computacional, podemos realizar una gráfica de Fuerza electrostática contra voltaje, dicha gráfica se muestra en la figura 3.17. Como se puede observar en la mencionada gráfica, el comportamiento es casi lineal por lo que la pendiente de la recta de mejor ajuste de la gráfica mostrada en la figura 3.18 representa la constante de rigidez de resorte de nuestro cantiléver.



(a) Gráfica de Fuerza electrostática vs Desplazamiento del interruptor monolíticamente integrado versión 1.



(b) Gráfica de Fuerza electrostática vs Desplazamiento del interruptor monolíticamente integrado versión 2.

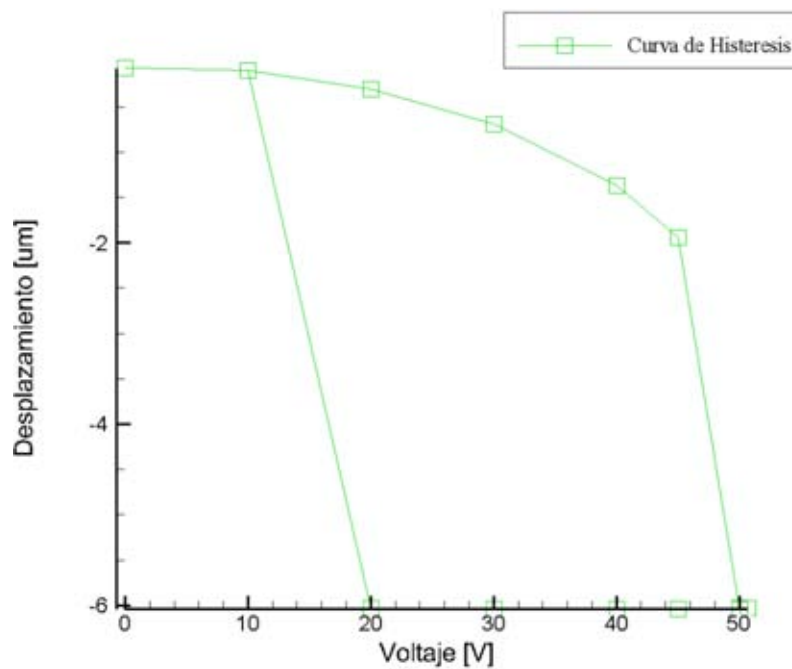
Figura 3.17

Para determinar dicha pendiente, debemos realizar un análisis de regresión lineal donde la pendiente de la recta de mejor ajuste está dada por:

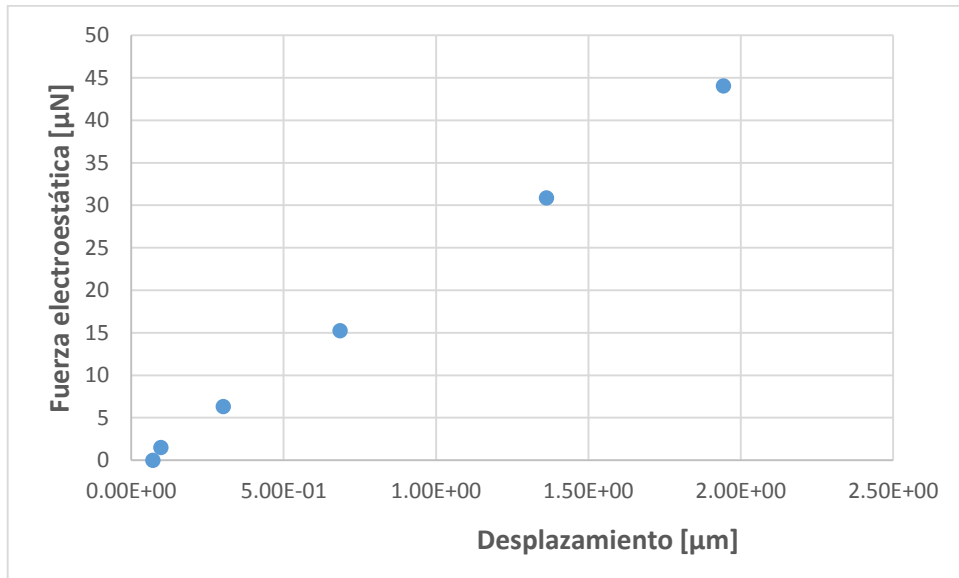
$$m = k = \frac{n(\sum xy) - (\sum x)(\sum y)}{n(\sum x^2) - (\sum x)^2} \quad (3.41)$$

Donde x representa los valores obtenidos por el desplazamiento de la viga en voladizo e y representa los valores obtenidos de la fuerza electrostática en la simulación computacional. Resolviendo la ecuación obtenemos $k = 5.62 [N/m]$ para la primera versión del interruptor monolíticamente integrado y una $k = 1[N/m]$ para la segunda versión del interruptor monolíticamente integrado.

El mismo procedimiento que se describió con anterioridad, se realizó con el interruptor presentado en [2], la figura 3.18 muestra las gráficas resultantes que son necesarias para calcular el voltaje de jale y la constante de rigidez del interruptor.



(a) Curva de histéresis para el interruptor presentado en [2]



(b) Gráfica de Fuerza electrostática vs Desplazamiento del interruptor presentado en [2].

Figura 3.18

Con los datos anteriores se obtiene un voltaje de jale simulado de $V_j = 50.6 [V]$ y constante de rigidez de resorte de $k = 23.25[N/m]$.

3.6 Análisis Electrodinámico del interruptor

El presente rubro se detalla el diseño y modelado electrodinámico de los interruptores propuestos en este trabajo. Se presenta el modelo eléctrico equivalente en alta frecuencia, la simulación y el análisis paramétrico del mismo haciendo uso del factor de calidad de conmutación, el cual es una figura de mérito de los dispositivos conmutables que resume las características más importantes de un dispositivo que presenta dos impedancias.

3.6.1 Factor de calidad de conmutación

El factor de calidad de conmutación (CQF por sus siglas en inglés) es una figura de mérito que permite caracterizar dispositivos conmutables, ya que refleja qué tan diferente son las impedancias del mismo en sus estados abierto y cerrado. El CQF permite optimizar el diseño de cualquier dispositivo conmutable no importando su naturaleza física (semiconductores, ferroeléctricos, superconductores, etc.).

Consideremos un bipuerto recíproco sin pérdidas que tiene como carga un dispositivo conmutable, figura 3.19. El CQF será la relación entre la impedancia de entrada del bipuerto cuando el dispositivo se encuentra en estado abierto y la impedancia de entrada del bipuerto cuando la carga se encuentra en estado cerrado [6].

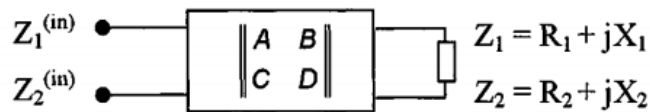


Figura 3.19. Bipuerto recíproco sin pérdidas usado para transformar el par de impedancias Z_1 y Z_2 en el par de impedancias $Z_{in}^{(1)}$ y $Z_{in}^{(2)}$.

Al ser bipuerto sin pérdidas, entonces se puede realizar una transformación de impedancias del dispositivo a fin de facilitar la obtención del CQF. Consideremos que el dispositivo conmutable tiene estados caracterizados por el par de impedancias

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \tag{3.42}$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2 \tag{3.43}$$

El subíndice 1 indica el estado cerrado y el subíndice 2 indica el estado abierto. También consideremos que las impedancias de entrada transformadas del dispositivo conmutable a través del bipuerto sin pérdidas son

$$Z_{in}^{(1)} = R_{in}^{(1)} + jX_{in}^{(1)} \quad (3.44)$$

$$Z_{in}^{(2)} = R_{in}^{(2)} + jX_{in}^{(2)} \quad (3.45)$$

El superíndice (1) indica el estado cerrado y el (2) el estado abierto. Además debemos considerar tres condiciones que resultan deseables en circuitos tipo reflectivo y circuitos tipo transmitivo. A saber,

$$X_{in}^{(1)} = X_{in}^{(2)} = 0 \quad (3.46a)$$

$$R_{in}^{(1)} \ll Z_0 \quad (3.46b)$$

$$R_{in}^{(2)} \gg Z_0 \quad (3.46c)$$

Estas condiciones no son las únicas posibles para sintetizar la transformación de las impedancias, pero facilitan considerablemente el análisis. El uso de otras consideraciones no cambiarían las características fundamentales del dispositivo conmutable considerado. Bajo estas consideraciones, las impedancias de entrada son puramente resistivas, por tanto se define el CQF como [6]

$$K = \frac{R_{in}^{(2)}}{R_{in}^{(1)}} \quad (3.47)$$

El bipuerto utilizado para realizar la transformación de impedancias se define por la siguiente matriz de parámetros ABCD

$$A_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Donde a, b, c y d son números reales que cumplen la siguiente condición de reciprocidad

$$ad + cd = 1 \quad (3.49)$$

La matriz de parámetros ABCD del interruptor es [7]

$$A_S = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{1,2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Donde Y_{12} es la admitancia del interruptor. La matriz ABCD del bipuerto equivalente es

$$A_E = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{1,2} & 1 \end{bmatrix} = Y_{12} \begin{bmatrix} aZ_{1,2} & jbZ_{1,2} \\ jcZ_{1,2} & dZ_{1,2} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

El elemento Z_{11} de la matriz de impedancias del bipuerto equivalente corresponde a la impedancia de entrada Z_{in} y se obtiene al dividir el elemento $A_E[1,1]$ entre el elemento $A_E[2,1]$, por lo que el par de impedancias del dispositivo conmutable se transforma en

$$Z_{in}^{(1,2)} = \frac{a(R_{1,2} + jX_{1,2}) + jb}{jc(R_{1,2} + jX_{1,2}) + d} \quad (3.52)$$

La parte real es

$$R_{in}^{(1,2)} = \frac{R_{1,2}}{d^2 \left[1 - \frac{2c}{d} X_{1,2} + \left(\frac{c}{d}\right)^2 (R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2) \right]} \quad (3.53)$$

Y la parte imaginaria es

$$X_{in}^{(1,2)} = \frac{bd + (ad - bc)X_{1,2} - ca(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2)}{d^2 \left[1 - \frac{2c}{d} X_{1,2} + \left(\frac{c}{d}\right)^2 (R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2) \right]} \quad (3.54)$$

Pero como la ecuación (4.11) es igual a cero, entonces

$$bd + (ad - bc)X_1 - ca(R_1^2 + X_1^2) = 0 \quad (3.55a)$$

$$bd + (ad - bc)X_2 - ca(R_2^2 + X_2^2) = 0 \quad (3.55b)$$

De lo cual se puede decir que

$$\frac{bd + (ad - bc)X_{1,2}}{ca} = (R_2^2 + X_2^2) \quad (3.56)$$

Sustituyendo la ecuación (3.56) en la ecuación (3.53) se obtiene:

$$R_{in}^{(1,2)} = \frac{R_{1,2}}{d} \left(\frac{a}{1 - \frac{c}{d} X_{1,2}} \right) \quad (3.57)$$

Introduciendo nuevas variables para facilitar los cálculos [6]

$$n^2 = \frac{a}{b} \quad (3.58a)$$

$$y = \frac{c}{d} \quad (3.58b)$$

$$z = \frac{b}{d} \quad (3.58c)$$

La ecuación (3.57) puede reescribirse como

$$R_{in}^{(1,2)} = R_{1,2} \left(\frac{n^2}{1 - yX_{1,2}} \right) \quad (3.59)$$

Utilizando la definición dada en la ecuación (3.47) se tiene que

$$K = \frac{R_{in}^{(2)}}{R_{in}^{(1)}} = \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{1 - yX_1}{1 - yX_2} \right] \quad (3.60)$$

La cual se transforma en

$$K = \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{X_2 - X_1}{1 - yX_2} \right] y \quad (3.61)$$

Análogamente se deduce que [6]

$$\frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} \left[\frac{1 - yX_2}{1 - yX_1} \right] \quad (3.62)$$

Transformando (3.62)

$$\frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \left[\frac{X_1 - X_2}{1 - yX_1} \right] y \quad (3.63)$$

Sumando la ecuación (3.61) y (3.63) se obtiene

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{X_2 - X_1}{1 - yX_2} \right] y + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \left[\frac{X_1 - X_2}{1 - yX_1} \right] y \quad (3.64)$$

Acomodando términos

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \left[\frac{R_1^2(1 - yX_2) - R_2^2(1 - yX_1)}{(1 - yX_1)(1 - yX_2)} y \right] \left[\frac{X_1 - X_2}{R_1 R_2} \right] \quad (3.65)$$

Por otro lado, combinando (3.55) y (3.58) y resolviendo para z se tiene [6]

$$z = \frac{n^2(yR_1^2 + yX_1^2 - X_1)}{1 - yX_1} = \frac{n^2(yR_2^2 + yX_2^2 - X_2)}{1 - yX_2} \quad (3.66)$$

De la ecuación (3.66) se puede decir que

$$X_1 - X_2 = \frac{R_1^2(1 - yX_2) - R_2^2(1 - yX_1)}{(1 - yX_1)(1 - yX_2)} y \quad (3.67)$$

Sustituyendo la ecuación (3.67) en la ecuación (3.64)

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \quad (3.68)$$

La ecuación (3.68) es la que define el factor de calidad de conmutación de un dispositivo conmutable. El diodo PIN tiene un factor de calidad de conmutación de 5000 en la banda Ka, el cual es un valor que los interruptores RF MEMS deben satisfacer para que su desempeño sea mejor que el de los interruptores con diodo PIN. Por tanto, despreciando el término $1/K$, se puede decir que el factor de calidad de conmutación es:

$$K = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \quad (3.69)$$

3.6.2 Modelo Eléctrico equivalente del interruptor RF MEMS

En el capítulo anterior se habló brevemente de los modelos eléctricos equivalentes de los interruptores RF MEMS. Para nuestro caso, utilizaremos el modelo eléctrico equivalente que se muestra en la figura 2.1 el cual representa el comportamiento eléctrico en alta frecuencia de un interruptor serie, con un contacto metal-metal y además es ampliamente usado cuando se requiere modelar un interruptor de tipo viga en voladizo.

La figura 3.20 muestra una viga en voladizo y los componentes eléctricos equivalentes a cada parte del interruptor en estado abierto (off).

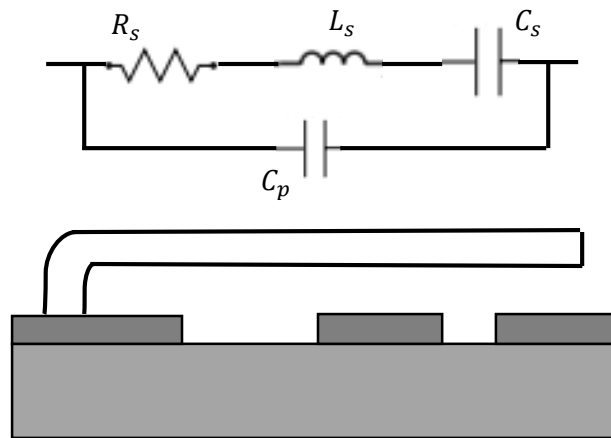


Figura 3.20. Modelo eléctrico equivalente de un interruptor RF MEMS tipo cantiléver en estado abierto.

Donde R_s y L_s representa las pérdidas y el efecto inductivo que presenta la membrana del interruptor (viga en voladizo), mientras que C_s y C_p son las capacitancias en serie y paralelo respectivamente que presenta el interruptor y que son debidas a la concentración de carga entre la membrana del interruptor y las líneas de transmisión que se quieren conmutar.

La figura 3.21 muestra una viga en voladizo y los componentes eléctricos equivalentes a cada parte del interruptor en estado cerrado (on).

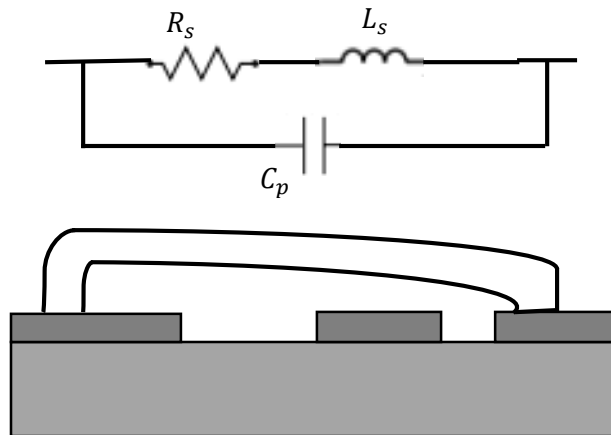


Figura 3.21. Modelo eléctrico equivalente de un interruptor RF MEMS tipo cantiléver en estado cerrado.

Como se puede observar en este estado C_s desaparece, esto dado que la membrana del interruptor está tocando a la línea de transmisión del lado izquierdo.

El objetivo del siguiente análisis es obtener los valores de R_s , L_s , C_s y C_p esto para después encontrar los parámetros de dispersión (S) de los interruptores que son objeto de análisis en el presente trabajo. Para ellos haremos uso del software de simulación para microondas CST Microwave Studio [8]. Dicho software realiza análisis de cómo afecta campos electromagnéticos estructuras o dispositivos diseñados para trabajar en frecuencias de microondas y con ello obtener parámetros que son útiles para saber el comportamiento de dichos dispositivos en ciertas bandas de frecuencia. CST Microwave Studio realiza el análisis mediante la discretización de pequeños dominios de las ecuaciones de Maxwell aplicadas a los dispositivos diseñados, convirtiendo dicha discretización en un sistema de ecuaciones lineales de tamaño $n \times n$ (según sea el tamaño de nuestro mallado) y que es resuelto mediante el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo.

Ahora para obtener los valores que requerimos se obtendrá la impedancia equivalente tanto la membrana del interruptor, como de las aberturas entre las líneas de transmisión y la membrana con la línea de transmisión para obtener las

capacitancias en serie y paralelo según las figuras 3.20 y 3.21. Obteniendo los siguientes resultados que se muestran en la figura 3.22 para el interruptor en estado abierto; cabe señalar que el análisis mostrado se realiza para el interruptor presentado en [2].

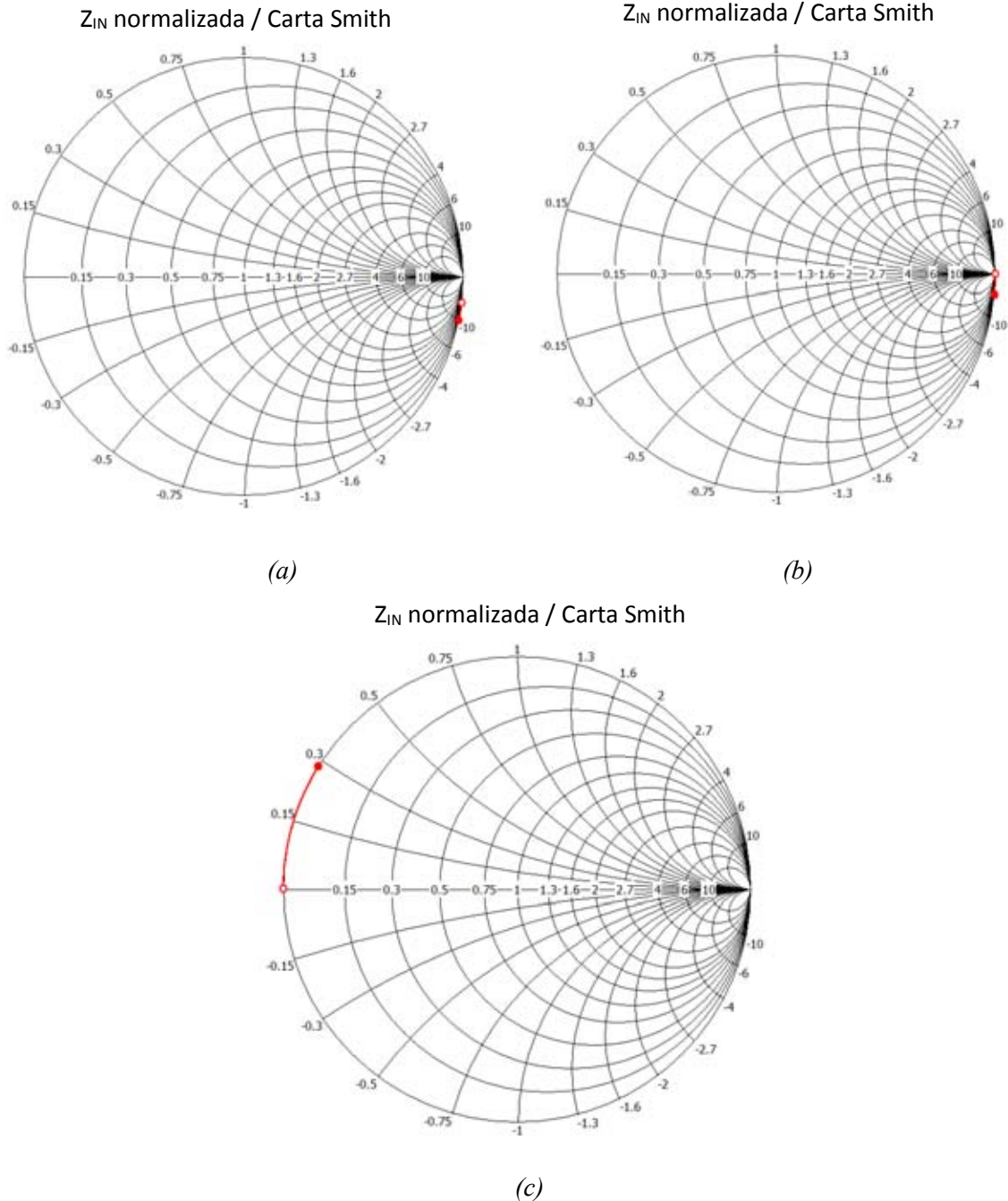
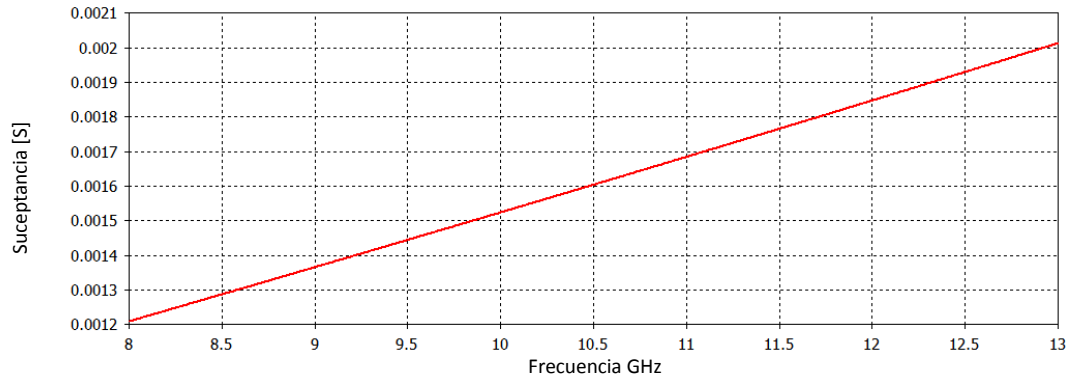
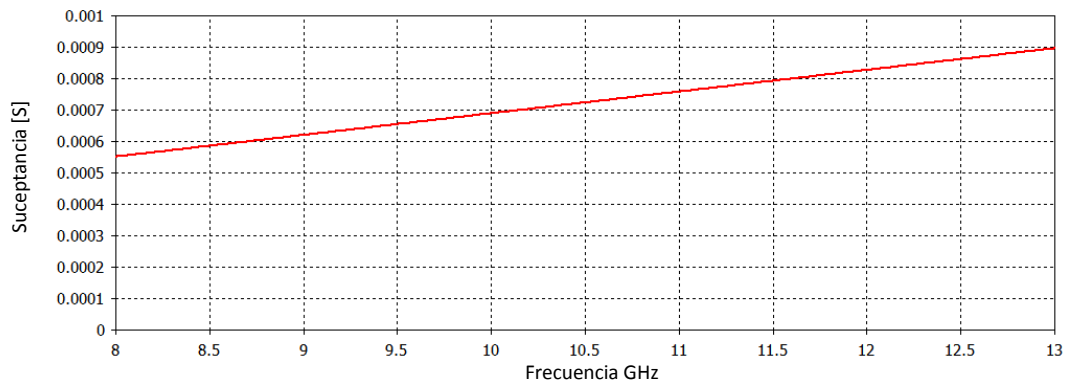


Figura 3.22. Impedancias equivalentes en carta Smith en la banda de 8 – 13 GHz
 (a) Entre las líneas de transmisión a conmutar (C_p) (b) Entre la membrana móvil y la línea de transmisión (C_s) (c) De la membrana móvil del interruptor.

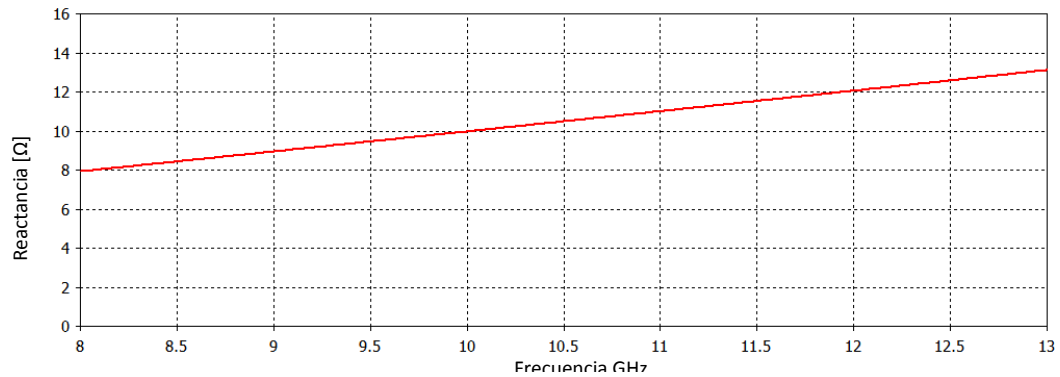
Una vez que obtuvimos los comportamientos tanto capacitivos como inductivos se obtienen las susceptancia (en el caso del comportamiento capacitivo) y la reactancia (en el caso del comportamiento inductivo), dichos comportamiento se pueden observar en la figura 3.23



(a) *Susceptancia de la admitancia equivalente vista entre las dos líneas de transmisión.*



(b) *Susceptancia de la admitancia equivalente vista entre la membrana del interruptor y la línea de transmisión*



(c) *Reactancia de la impedancia equivalente de la membrana del interruptor*
 Figura 3.23. Gráficas de las susceptancias y reactancias equivalentes del interruptor presentado en [2]

Como se puede observar el comportamiento de las tres graficas que son mostradas en la figura 3.23 es aproximadamente lineal, las gráficas se comportan con base a las siguientes ecuaciones lineales

$$I_{Y11} = mf = \frac{1}{X_C} \quad (3.70)$$

$$I_{Z11} = mf = X_L \quad (3.71)$$

Donde I_{Y11} es la parte imaginaria de la admitancia en el caso de un comportamiento capacitivo (suceptancia), y I_{Z11} es la parte imaginaria de la impedancia en caso de un comportamiento inductivo (reactancia); m es la pendiente para cada caso de las gráficas mostradas en la figura 3.23 y f es la frecuencia.

Ahora bien, sabemos que una reactancia inductiva está dada por

$$X_L = 2\pi fL \quad (3.72)$$

Y además la suceptancia capacitiva está dada por

$$\frac{1}{X_C} = 2\pi fC \quad (3.73)$$

Por lo que tenemos las siguientes relaciones

$$m_1 = 2\pi L \quad (3.74)$$

$$m_2 = 2\pi C \quad (3.75)$$

Para encontrar dichas pendientes se realiza un análisis de regresión lineal donde la pendiente está dada por la ecuación (3.41). Realizando dicho análisis y resolviendo las ecuaciones (3.74) y (3.75) obtenemos los siguientes valores de los componentes del modelo eléctrico equivalente del interruptor:

$$R_s = 0.129 [\Omega] \quad L_s = 700 [\mu H] \quad C_s = 11.66 [fF] \quad C_p = 12.17 [fF]$$

Cabe mencionar que para encontrar el valor de R_s se toma el promedio de los valores reales de la impedancia vista en la membrana del interruptor.

El mismo procedimiento se siguió para encontrar el modelo eléctrico equivalente del interruptor en estado cerrado (on), obteniendo los siguientes valores de los componentes del modelo eléctrico equivalente del conmutador:

$$R_s = 0.00014 [\Omega] \quad L_s = 310[pH] \quad C_p = 12.17[fF]$$

El mismo procedimiento se realizó para obtener los valores de los componentes del modelo eléctrico equivalente de los interruptores monolíticamente integrados que son propuestos en esta tesis, obteniendo los resultados que se muestran en la tabla 3.4.

Tabla 3.4

<i>Versión 1</i>		<i>Versión 2</i>	
Abierto	Cerrado	Abierto	Cerrado
$L_s = 79.2[pH]$	$L_s = 56.32[pH]$	$L_s = 243[pH]$	$L_s = 219[pH]$
$R_s = 0.225[\Omega]$	$R_s = 0.1186[\Omega]$	$R_s = 0.28[\Omega]$	$R_s = 0.18[\Omega]$
$C_s = 28.8[fF]$	$C_p = 22.4[fF]$	$C_s = 31.5[fF]$	$C_p = 19.6[fF]$
$C_p = 22.4[fF]$		$C_p = 19.6[fF]$	

3.6.3 Cálculo del factor de calidad de conmutación

Para el cálculo del factor de calidad de conmutación de los tres interruptores RF MEMS que son objeto de nuestro análisis, fue necesario conocer la impedancia resultante de nuestro conmutador en sus dos estados: abierto y cerrado. Para ello se volvió a utilizar el software CST Microwave Studio, para conocer las impedancias que presenta el interruptor en su estado de encendido y apagado, como lo requiere la ecuación (3.69).

Para poder analizar el comportamiento de los interruptores RF MEMS mediante el simulador, fue necesario crear un puerto sobre el modelo para indicar donde deseábamos conocer la impedancia que presenta el interruptor. De esta manera, el puerto fue colocado entre la capa del cobre derecho (primera línea de transmisión) y del cobre izquierdo (segunda línea de transmisión), debido a que son las regiones en las cuales el cantiléver tiene contacto cuando entra en acción. En la figura 3.24 se muestra gráficamente la colocación del puerto sobre el interruptor.

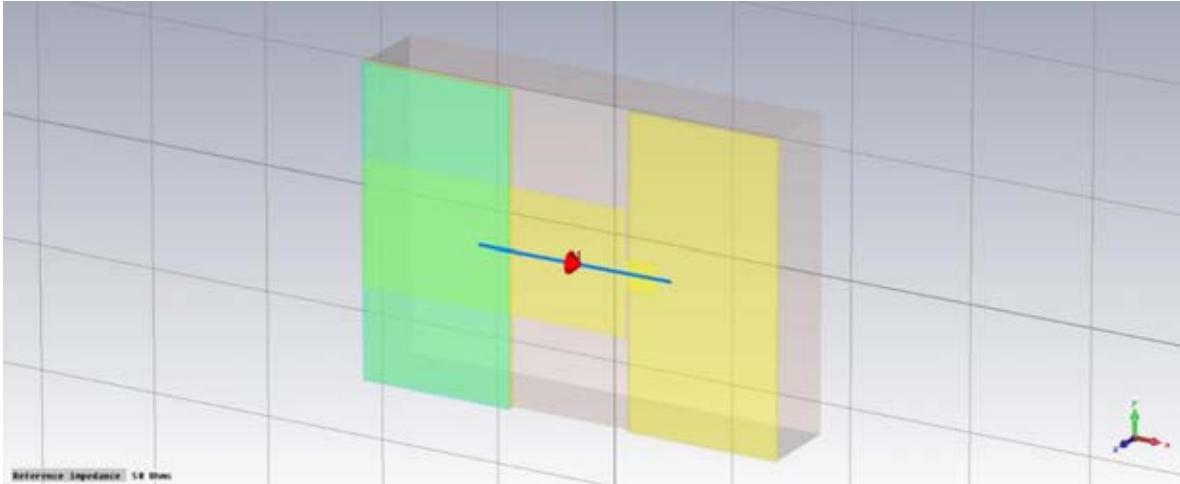
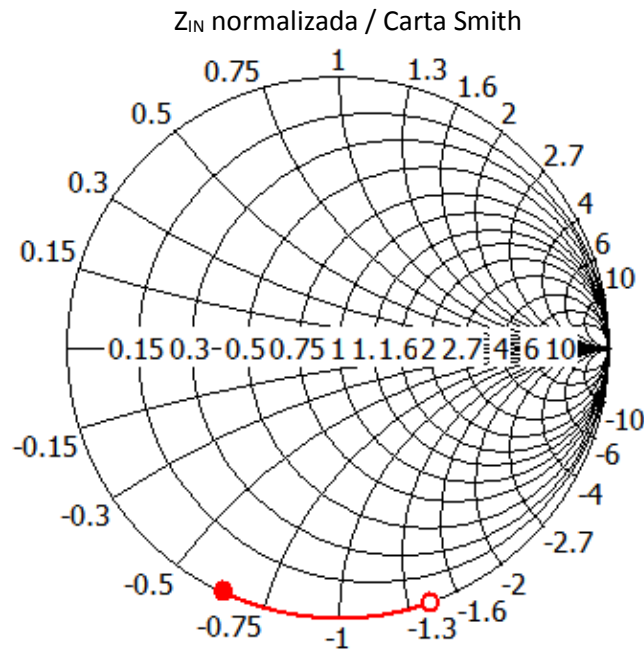
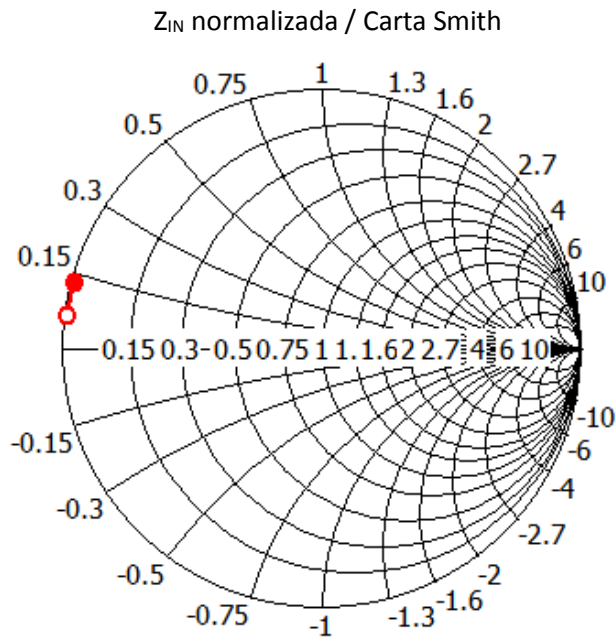


Figura 3.24. Localización del puerto en el interruptor.

En la figura 3.25 se puede observar mediante una carta Smith las impedancias que presenta el interruptor en su estado abierto y cerrado, claramente se puede observar que estado abierto presenta una impedancia capacitiva, mientras que en el estado cerrado presenta una impedancia inductiva.



(a) Impedancia equivalente en el estado abierto del interruptor RF MEMS 8 – 12 GHz



(b) Impedancia equivalente en el estado cerrado del interruptor RF MEMS

Figura 3.25. Carta Smith para el comportamiento del interruptor RF MEMS en estado abierto y cerrado.

Con los datos obtenidos se ingresan a la ecuación (3.69) y obtenemos los siguientes resultados de cómo se comporta el factor de calidad de conmutación del interruptor RF MEMS, en este caso para la primera versión del interruptor monolíticamente integrado; estos resultados se observan en la figura 3.26.

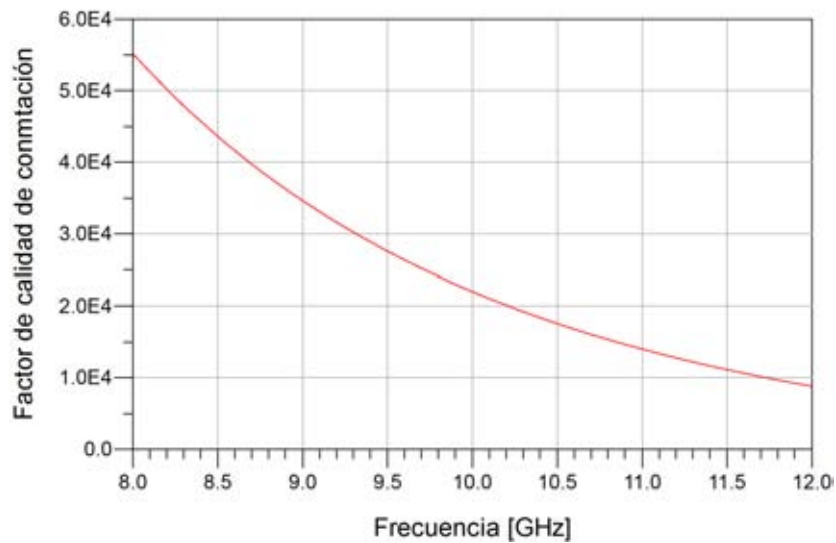
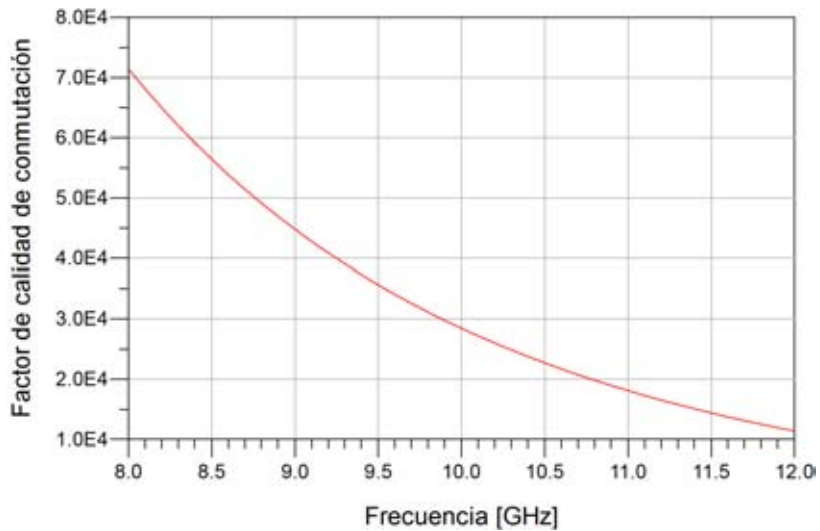


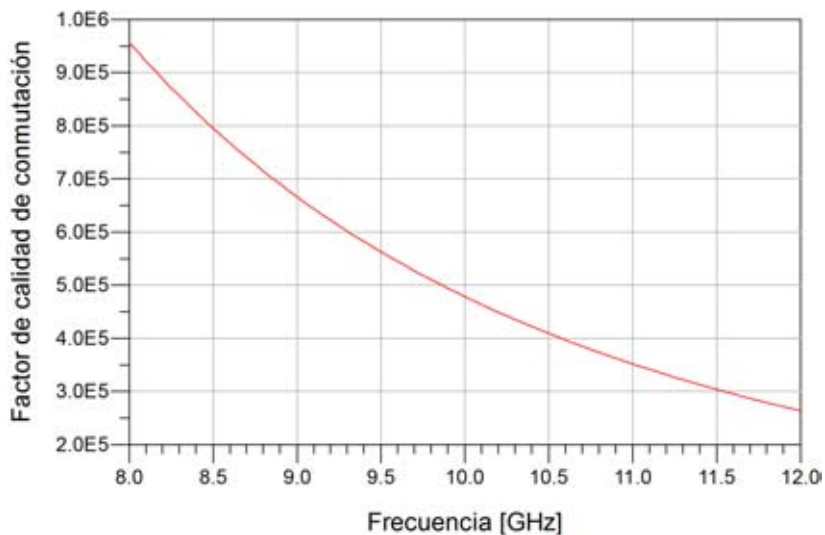
Figura 3.26. Gráfica del factor de calidad de conmutación respecto a la frecuencia, para la primera versión del interruptor monolíticamente integrado.

Como se puede observar en la figura 3.25 el factor de calidad de la primera versión del interruptor monolíticamente integrado en la banda X se encuentra entre 1.5×10^{11} y 5×10^{10} .

La figura 3.27 muestra las gráficas del comportamiento del factor de calidad de conmutación respecto a la frecuencia de la segunda versión del interruptor monolíticamente integrado y la versión presentada en [2].



(a) Gráfica del factor de calidad de conmutación respecto a la frecuencia, para la segunda versión del interruptor monolíticamente integrado.



(b) Gráfica del factor de calidad de conmutación respecto a la frecuencia, para la versión presentada en [2]

Figura 3.27. Variación del factor de calidad respecto a la frecuencia

3.6.4 Parámetros de dispersión (S) del interruptor RF MEMS

El factor de calidad de conmutación es uno de los parámetros más importantes para la caracterización de nuestros interruptores, sin embargo existe otros, como es el aislamiento y las pérdidas de inserción, que nos ayudan a predecir mejor el funcionamiento de los interruptores RF MEMS. Para calcular dichos parámetros, se requiere obtener la matriz de dispersión S , ya que con ella es posible conocer el comportamiento eléctrico de un circuito de microondas. La matriz de dispersión se forma por los parámetros S , estos representan el comportamiento de los voltajes y las corrientes que se desplazan sobre una línea de transmisión cuando se encuentran con una discontinuidad, ocasionada por la introducción de un dispositivo de impedancia característica diferente a la de la línea. Es importante mencionar que los parámetros S presentan variaciones con respecto a la frecuencia y a la impedancia característica de la línea a la que se conecta el dispositivo.

Para obtener los parámetros S de forma rápida de los interruptores que se analizan en el presente trabajo, fue necesario utilizar un programa de simulación de circuitos eléctricos en alta frecuencia llamado Agilent Advanced Design System [9], donde se dibujaron los circuitos equivalentes en sus estados abierto y cerrado. La configuración que se empleó para la medición simulada de los parámetros de los interruptores fue el de un bipuerto como el que se muestra en la figura 3.28, así pues si medimos el parámetro S_{21} en el estado abierto y cerrado por consecuencia obtendremos el aislamiento y las pérdidas de inserción respectivamente.

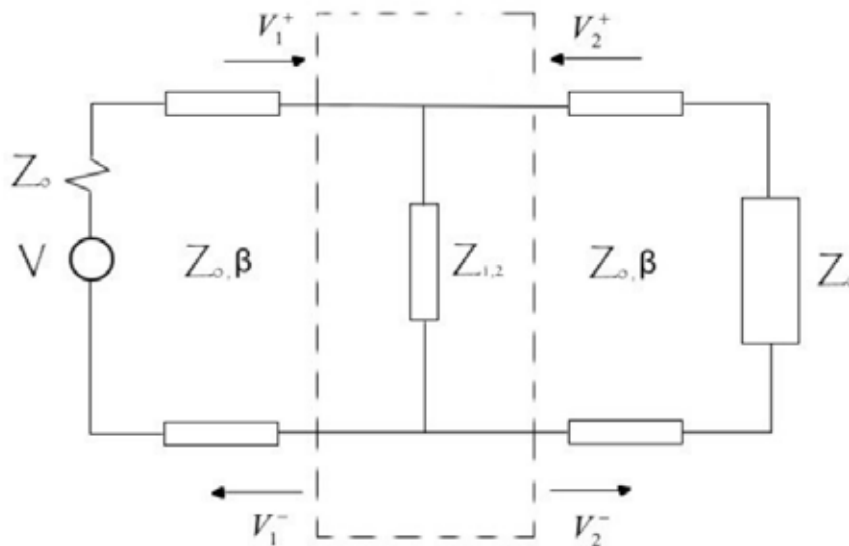
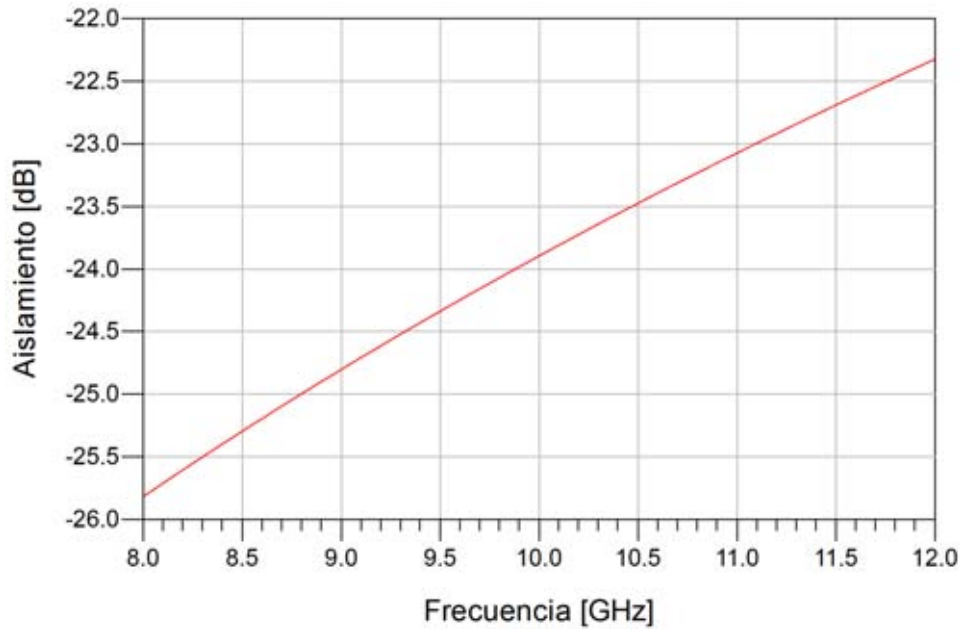
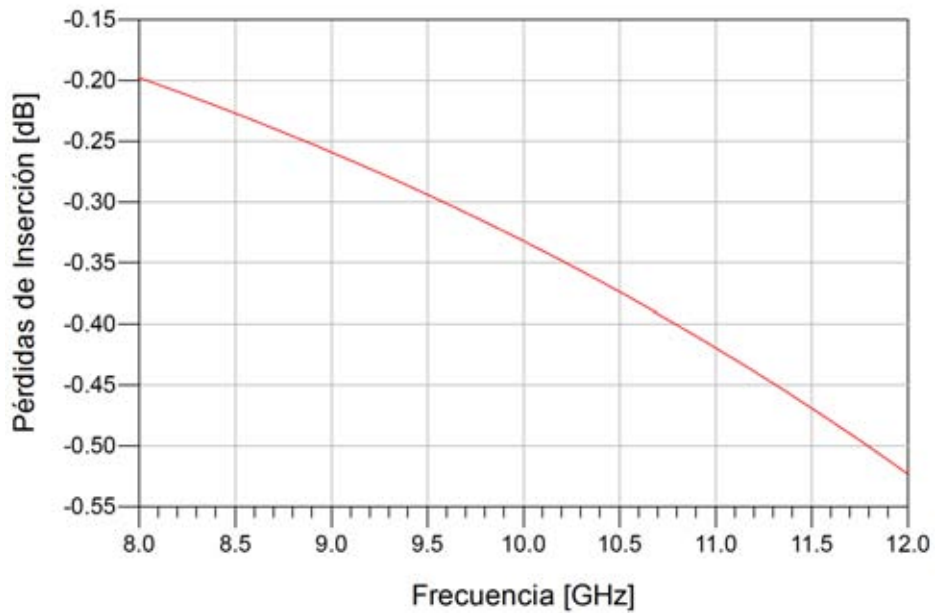


Figura 3.28. Configuración de bipuerto para la medición de los parámetros de dispersión de los interruptores RF MEMS.

Las figuras 3.29, 3.30 y 3.31 muestran el aislamiento y las pérdidas de inserción en la banda de frecuencia de 8 a 12 GHz para las tres versiones de interruptores que se analizan en la presente tesis.

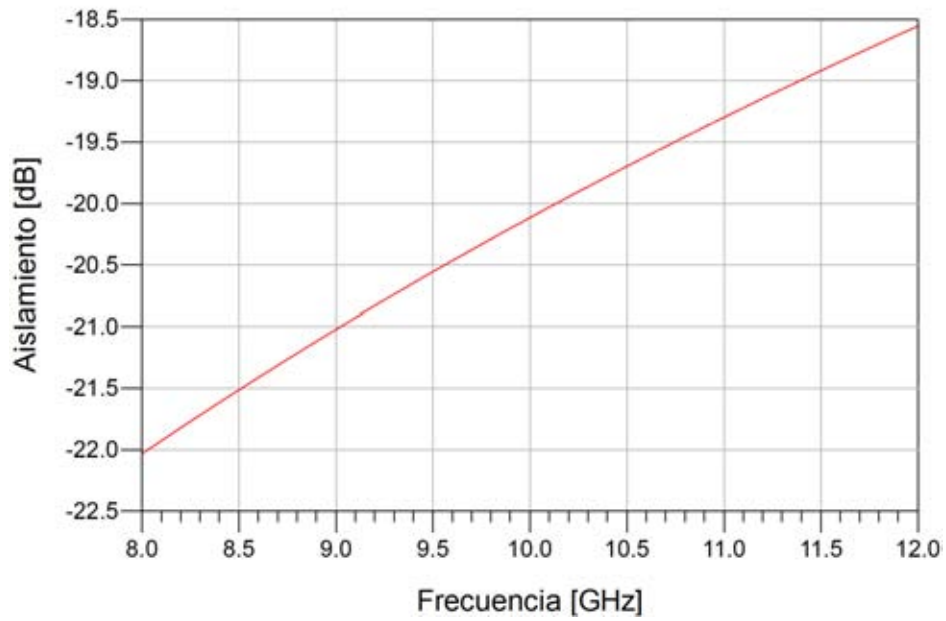


(a) Aislamiento

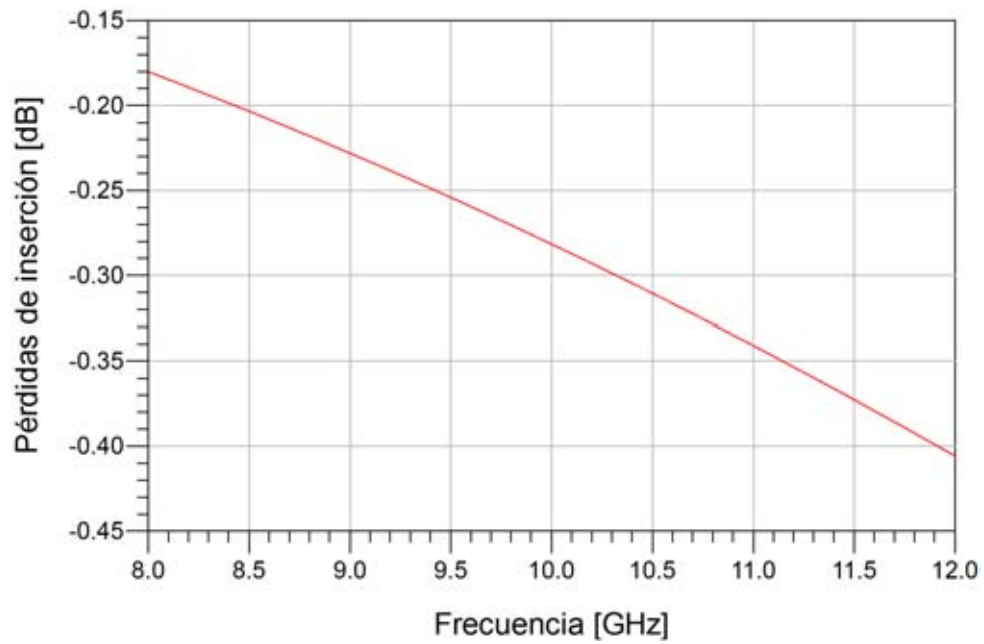


(b) Pérdidas de Inserción

Figura 3.29. Aislamiento y Pérdidas de Inserción para la versión 1 del interruptor monolíticamente integrado.

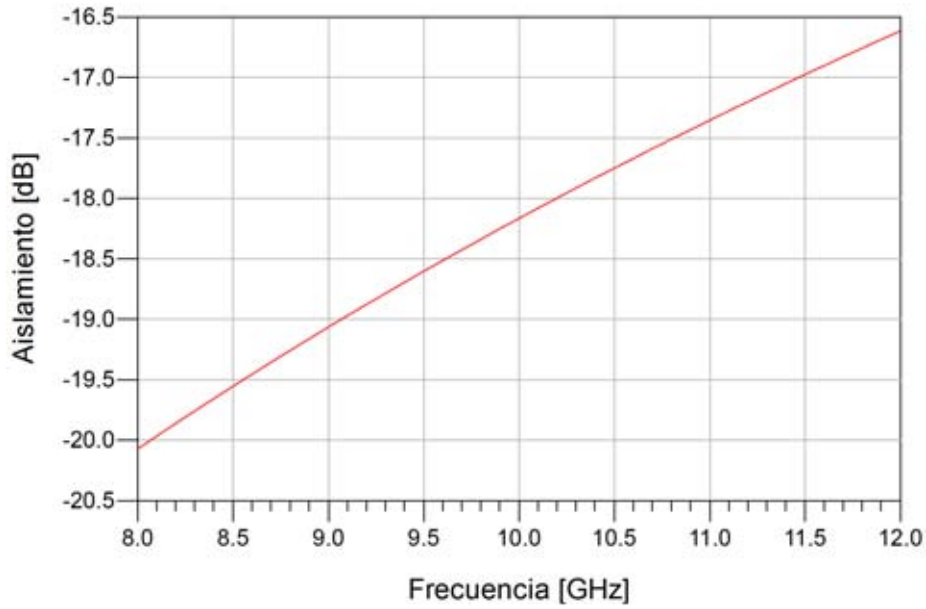


(a) Aislamiento

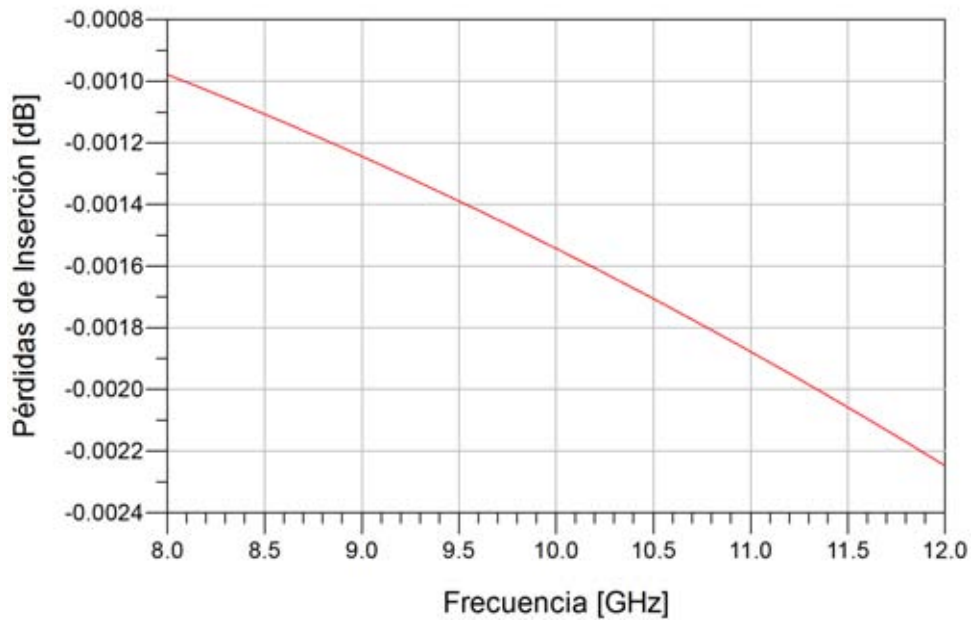


(b) Pérdidas de Inserción

Figura 3.30. Aislamiento y Pérdidas de Inserción para la versión 2 del interruptor monolíticamente integrado.



(a) Aislamiento



(b) Pérdidas de Inserción

Figura 3.31. Aislamiento y Pérdidas de Inserción para la versión del interruptor presentada en [2].

Para encontrar el aislamiento y las pérdidas de inserción en forma teórica, se tiene que encontrar S_{21} que está dado por la ecuación (3.76).

$$S_{11} = \Gamma_{11} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{\left(\frac{Z_{1,2}Z_0}{Z_{1,2} + Z_0}\right) - Z_0}{\left(\frac{Z_{1,2}Z_0}{Z_{1,2} + Z_0}\right) + Z_0} = \frac{-Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0} \quad (3.76)$$

y

$$S_{21} = 1 + S_{11} = 1 + \frac{-Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0} \quad (3.77)$$

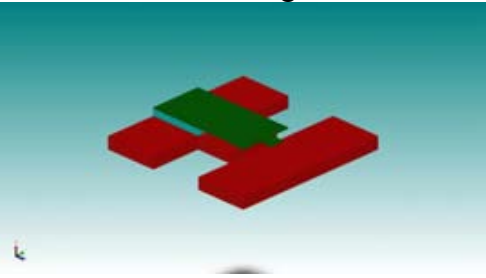
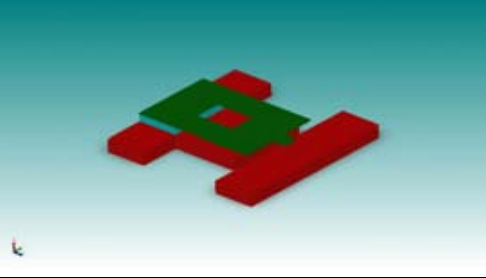
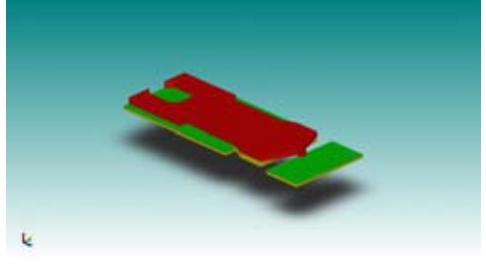
Donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión (ver figura 3.27), en este caso por convención la tomaremos de 50Ω , $Z_{1,2}$ es la impedancia equivalente del interruptor cuando está en estado cerrado y abierto, siendo Z_1 cuando el interruptor está en estado cerrado y Z_2 cuando el interruptor está en estado abierto. Por lo que las expresiones para encontrar el aislamiento y las pérdidas de inserción se muestran a continuación

$$\text{Aislamiento [dB]} = 20 \log \left[\left| 1 + \frac{-Z_0}{2Z_2 + Z_0} \right| \right] \quad (3.78)$$

$$\text{Pérdidas de inserción [dB]} = 20 \log \left[\left| 1 + \frac{-Z_0}{2Z_1 + Z_0} \right| \right] \quad (3.79)$$

3.7 Conclusiones

El presente capítulo tuvo como objetivo el analizar electromecánicamente y electrodinámicamente a los interruptores presentados, obteniendo los parámetros que se resumen en la siguiente tabla.

Interruptor	Comportamiento Electromecánico	Comportamiento Electrodinámico (8 – 12 GHz)	
Monolíticamente integrado versión 1 	Teórico $V_j = 21.38V$ $k = 3.28 \text{ N/m}$	Circuito eléctrico equivalente	
	Simulado $V_j = 21V$ $k = 5.62 \text{ N/m}$	Estado Abierto	Estado Cerrado
		$L_s = 79.2 \text{ pH}$ $R_s = 0.225\Omega$ $C_s = 28.8 \text{ fF}$ $C_p = 22.4 \text{ fF}$	$L_s = 56.3 \text{ pH}$ $R_s = 0.118\Omega$ $C_p = 22.4 \text{ fF}$
Aislamiento = (-25, -22) dB Pérdidas de inserción = (-0.2, -0.5) dB Factor de calidad de conmutación = 55000 - 8800			
Monolíticamente integrado versión 2 	Teórico $V_j = 8.44V$ $k = 1.024 \text{ N/m}$	Circuito eléctrico equivalente	
	Simulado $V_j = 8V$ $k = 1 \text{ N/m}$	Estado Abierto	Estado Cerrado
		$L_s = 243 \text{ pH}$ $R_s = 0.28\Omega$ $C_s = 31.5 \text{ fF}$ $C_p = 19.6 \text{ fF}$	$L_s = 219 \text{ pH}$ $R_s = 0.18\Omega$ $C_p = 19.6 \text{ fF}$
Aislamiento = (-22, -18.5) dB Pérdidas de inserción = (-0.18, -0.4) dB Factor de calidad de conmutación = 70000 - 11300			
Presentado en [2] 	Teórico $V_j = 60V$ $k = 50 \text{ N/m}$	Circuito eléctrico equivalente	
	Simulado $V_j = 50.6V$ $k = 23.25 \text{ N/m}$	Estado Abierto	Estado Cerrado
		$L_s = 700 \text{ pH}$ $R_s = 0.129\Omega$ $C_s = 11.66 \text{ fF}$ $C_p = 12.17$	$L_s = 310 \text{ pH}$ $C_p = 12.17 \text{ fF}$ $R_s = 0.00014\Omega$
Aislamiento = (-20, -16.5) dB Pérdidas de inserción = (-0.001, -0.0022) dB Factor de calidad de conmutación = 950000 - 263000			

Referencias del capítulo 3

[1] Mendoza Rosales, Domingo, “Desarrollo de interruptores MEMS para la banda de súper alta frecuencia con aplicaciones en desplazadores de fase”, Tesis de Doctorado, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2013.

[2] Gámez Lugo, José Arturo, “Interruptor MEMS y su integración en un desplazador de fase para la banda X”, Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2014.

[3] J. M. Gere, “Mecánica de Materiales”, 7ª Edición, CENGAGE Learning, 2009.

[4] G. M. Rebeiz, “RF MEMS Theory, Design and Technology”, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.

[5] www.coventor.com

[6] I. B. Vendik, O. G. Vendik y E. L. Kolberg, “Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 5, pp. 802-808, Mayo 2000.

[7] Cancino Alatorre Luis Alberto y Noriega Sacristán Erick Alberto, “Diseño y Simulación de un interruptor MEMS magnetostático para aplicaciones de alta frecuencia”, Tesis de licenciatura, Facultad de Ingeniería UNAM, México, 2003.

[8] www.cst.com

[9] www.agilent.com

CAPÍTULO 4

Análisis electrodinámico del desplazador de fase MEMS

En el presente capítulo se presenta el proceso para mostrar el comportamiento electrodinámico del desplazador de fase MEMS. Los materiales utilizados y la geometría de la cual partimos son los mismos que se emplearon en el desarrollo del desplazador de fase basado en diodos p-i-n presentado en [1]. La geometría se ajustó a las dimensiones del conmutador MEMS diseñado y las dimensiones del stub que cambiaron para sintonizar la frecuencia de resonancia del desplazador.

De esta forma, a lo largo de este capítulo se presentan las principales características electrodinámicas del desplazador, tales como la frecuencia de resonancia, frecuencia de operación, los parámetros de dispersión S, las pérdidas por inserción y las ondas controlada y no controlada, esto con el fin de conocer su ancho de banda y lograr un proceso de optimización para los parámetros del anillo resonador. Con todo lo anterior, nuestro objetivo es mejorar el ancho de banda y las pérdidas por inserción del desplazador de fase objeto de la presente tesis

4.1 Principio de Operación del desplazador de fase

Phelan investigó un principio para el desarrollo de los arreglos de fase denominados espirafase [2]. La antena espirafase es una espiral cuyo patrón es conmutado para obtener el desplazamiento de fase en la apertura, logrando con esto la exploración del haz de la antena. La impedancia de la espiral es conmutada para simular una rotación sobre su eje.

De acuerdo con el principio de polarización de Fox [3], si un elemento de una antena de polarización circular es rotado desde su posición original en un ángulo γ ,

entonces la fase de la onda de polarización circular reflejada tendrá un adelanto o un atraso (dependiendo del sentido de rotación) de 2γ [4].

De esta forma, si se introducen dispositivos de control al elemento radiador para simular una rotación mecánica, es posible modificar las características de fase de la onda reflejada. Este método ofrece las ventajas de tener errores de fase pequeños y bajos niveles de modulación de amplitud parásita [5].

Para el análisis del arreglo propuesto partiremos de una superficie periódica de aperturas anulares con cortos metálicos [6] situados en los nodos de una retícula rectangular sobre el plano XY. La superficie periódica está ubicada sobre una pantalla metálica a una distancia h_p tal como se muestra en la figura 4.1. Se considera que las aperturas anulares están impresas sobre un sustrato dieléctrico de permitividad ϵ_r y de grosor arbitrario h . Inicialmente se analizará la respuesta del arreglo cuando la posición angular de los cortos es uniforme en todas las celdas del arreglo y está determinada por el ángulo γ .

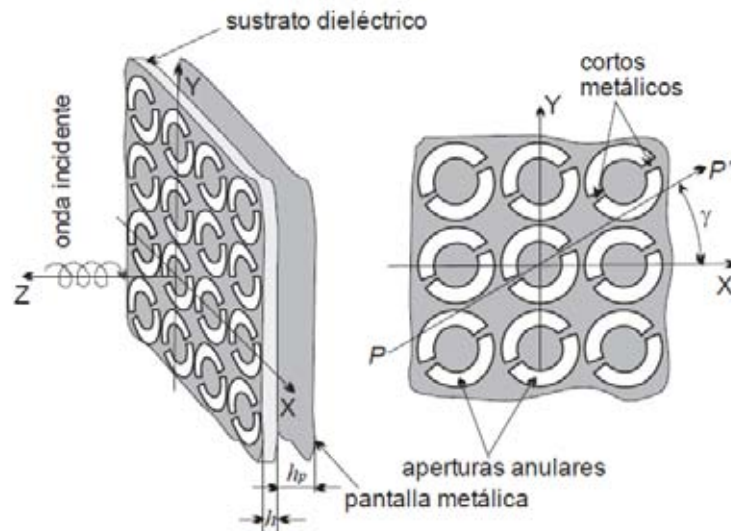


Figura 4.1. Arreglo reflectivo de aperturas anulares con cortos ubicados uniformemente [6].

Este arreglo reflectivo presenta un comportamiento resonante al controlar su respuesta en frecuencia. Debido a la presencia de los cortos, este arreglo provee diferentes coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} para los dos modos ortogonales de polarización lineal cuyos vectores de intensidad de campo eléctrico son paralelo y perpendicular al eje PP' , respectivamente.

Si se considera que una onda plana de polarización circular de frecuencia $\omega/2\pi$ se propaga en la dirección negativa de z . Entonces el campo eléctrico de esta onda se puede escribir como:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{jkz} \quad (4.1)$$

Donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son los vectores unitarios en las direcciones de x y y , respectivamente, $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ es el número de onda, ϵ_0 y μ_0 son la permitividad eléctrica y permeabilidad magnética del espacio libre respectivamente y $j = \sqrt{-1}$.

El campo eléctrico de la onda reflejada puede ser expresado como la suma de dos ondas de polarización circular que se propagan en la dirección positiva de z [4]:

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{j2\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{-jkz} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{-jkz} \quad (4.2)$$

El primer término de la suma en la ecuación (4.2) es una onda de polarización circular que tiene la misma dirección de rotación que el vector \vec{E}_i . La fase de esta onda depende de la posición angular γ del corto. Se le considera como la onda controlada. El segundo término de la suma es una onda de polarización circular con una dirección de rotación opuesta al vector \vec{E}_i . La fase de esta onda no depende de la posición angular del corto. Se le considera como la onda no controlada.

De acuerdo a la ecuación (4.2), el arreglo reflectivo trabaja como un desplazador de fase ideal cuando se cumple la siguiente condición [4]:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (4.3)$$

Se puede observar que la onda independiente de γ o no controlada se anula, dejando solamente la onda dependiente o controlada. Por lo tanto la ecuación (4.3) expresa la condición que debemos mantener para cumplir el principio de cambio de fase de Fox.

La característica principal de una estructura basada en aperturas anulares con cortos es el comportamiento resonante de su coeficiente de reflexión. La resonancia ocurre cuando la circunferencia del anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda [5]. La estructura es transparente a la onda plana incidente en la frecuencia de resonancia. Esta característica de transparencia se cumple cuando la onda plana que incide normalmente al arreglo y cuyo plano de polarización es ortogonal a los ejes de los cortos metálicos. Por lo que dicha componente pasará por la estructura periódica sin ser reflejada.

Al colocar una pantalla metálica de conductor perfecto situada aproximadamente a una longitud de $\lambda/4$ de la estructura, la onda será reflejada por la pantalla y se tendrá una condición de carga de circuito abierto en el plano de la estructura, por lo que obtendrá un coeficiente de reflexión de aproximadamente 1 para esta componente [4].

Por otra parte, la onda incidente con el plano de polarización paralelo a los cortos metálicos es reflejada por la estructura debido a las corrientes eléctricas inducidas que fluyen a través de los cortos metálicos con un coeficiente de reflexión aproximadamente -1. En otras palabras, se tiene una condición de corto circuito en el plano de la estructura [4].

Entonces aparece entre las ondas reflejadas con polarizaciones ortogonales un desplazamiento de fase diferencial de 180° lo que cumple el principio de Fox. Por lo tanto la reflexión de la onda de polarización circular para n arreglo con posiciones angulares uniformes de los cortos en un ángulo γ producirá un desplazamiento de fase de 2γ en la onda reflejada de polarización circular. Sin embargo, si la posición angular de los elementos no es uniforme a como resultado la presencia de cambios de fase distribuidos en orden lineal para formar un nuevo frente de fase plano de la onda reflejada. Así, esta onda puede ser re direccionada como se desee [4].

El arreglo reflectivo donde se utilizara el desplazador propuesto en el presente trabajo se basa en una estructura que contiene un arreglo periódico de elementos que tienen diferentes ángulos de rotación y una pantalla metálica situada a una distancia $\lambda/4$ detrás del arreglo, con el fin de poder redireccionar el frente de fase plano de la señal reflejada.

4.2 Diseño del desplazador de fase

En el punto anterior se presentó el análisis de una superficie periódica de aperturas anulares con cortos metálicos. La presente tesis parte del trabajo descrito en [1], donde el objetivo principal es el sustituir el elemento conmutador (en este caso un diodo p-i-n) por un interruptor RF MEMS. El principio de operación es el mismo, sin embargo las frecuencias de resonancia cambian, por lo que se debe ajustar las dimensiones de los elementos del desplazador de fase en [1] para integrar el interruptor RF MEMS.

Como se puede observar en el capítulo anterior se mencionó que se diseñaron dos versiones de interruptores RF MEMS que serían monolíticamente integrados al desplazador de fase, además del interruptor presentado en una trabajo anterior a este [7], por lo que en el presente punto se diseñaran dos versiones de desplazadores de fase, uno de los cuales con las dimensiones para optimizar el comportamiento con un interruptor monolíticamente integrado y una segunda versión de desplazador de fase donde el interruptor presentado en [7] se integrara al desplazador de fase mediante el uso de una microsoldadora para su integración al dispositivo. Por ello se describirá el diseño del desplazador de fase con la segunda versión de interruptor RF MEMS monolíticamente integrado al desplazador de fase para que así después solo se den las dimensiones del desplazador de fase con el interruptor presentado en [7]; cabe señalar que la segunda

versión del interruptor monóticamente integrado fue elegida, esto por tener mejores características electromecánicas y electrodinámicas respecto a la primera versión.

El desplazador de fase consta de un anillo ranurado con stubs radiales triangulares. En cada stub radial se encuentran conectados en paralelo los elementos conmutadores que darán el control de fase al dispositivo. El anillo está colocado dentro de una guía de onda circular y con un corto circuito a una distancia de $\lambda_g/4$, utilizando una tapa metálica para dicho propósito. En la figura 4.2 se observa el anillo con la implementación de una tapa de cobre en la guía de onda circular, formando en conjunto el desplazador de fase.

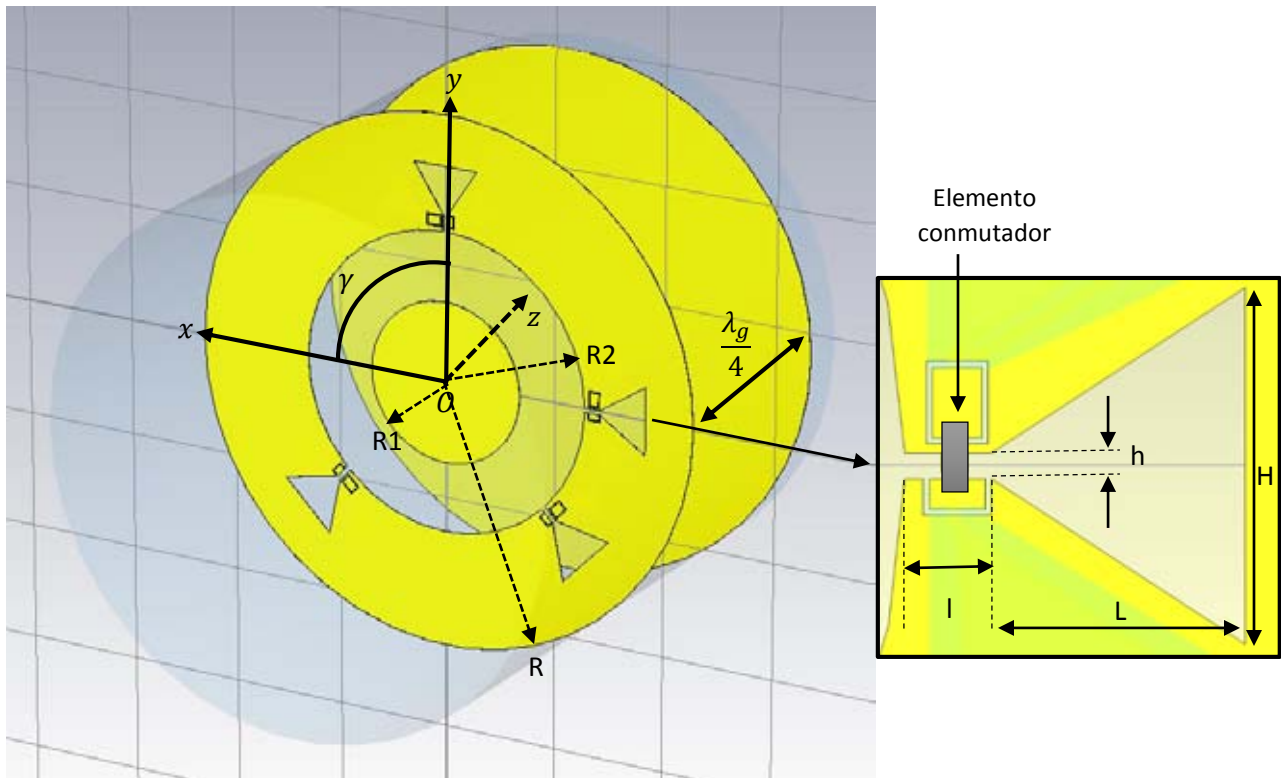


Figura 4.2. Anillo desplazador con la placa metálica en la guía de onda circular, formando un desplazador de fase

Para conocer la distancia $\lambda_g/4$ a la que se debe colocar la tapa metálica, es necesario conocer los modos de propagación que pueden existir dentro de una guía de onda circular, así como la expresión que permite conocer la constante de propagación para un modo (TE_{11}) de dicha guía de onda. Para el modo de propagación TE_{11} , la expresión que permite encontrar la longitud de onda que se propaga en una guía de onda circular es [8]:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{P'_{mn}}{a}\right)^2}} \quad (4.4)$$

Donde $P'_{mn} = 1.84$ es la raíz emésima de la función de Bessel del orden n para el modo de propagación TE_{11} , $a = R$ el radio de la guía de onda circular, $\mu = 4\pi \cdot 10^{-17} [H/m]$ la permeabilidad magnética del vacío, $\epsilon = 8.85 \cdot 10^{-12} [F/m]$ la permitividad eléctrica del vacío y $\omega = 2\pi f$ la frecuencia radial.

Para conocer los diferentes coeficientes de reflexión que se generan cuando una onda de modo de propagación TE_{11} incide sobre el anillo desplazador, y con ello conocer el desplazamiento en fase de dicha onda, es necesario comprender lo que ocurre con la onda. Cuando incide una onda de polarización circular, cuyo plano de polarización es paralelo al eje del stub, donde se encuentra el conmutador en estado abierto, la onda atraviesa el anillo sin ningún obstáculo, ya que dicha onda no excita a dicho stub dado que las corrientes superficiales que se inducen en el anillo por causa de la onda incidente, no se ven afectadas en su trayectoria como se muestra en la figura 4.3.

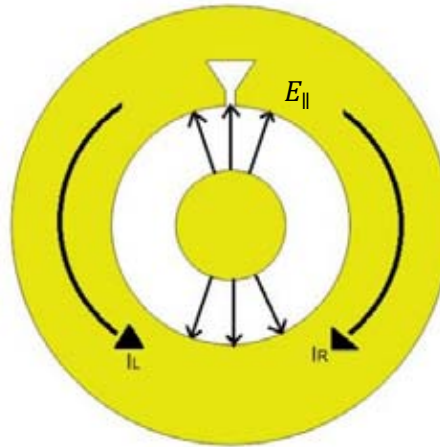


Figura 4.3. Campo eléctrico con plano de polarización paralelo al eje del stub con el elemento conmutado en estado abierto

Una vez que la onda con plano de polarización paralelo al eje del stub donde el elemento conmutador está en estado abierto, la onda viaja hasta toparse con la tapa metálica colocada a una distancia $\lambda_g/4$. Esto produce una reflexión cuando la onda es rebotada con un coeficiente de reflexión de $\Gamma_{||} = -1$, permitiendo que la onda recorra nuevamente una longitud igual a $\lambda_g/4$, lo que genera un coeficiente de reflexión en el plano del diafragma de $\Gamma_{||} = 1$. En la figura 4.4 se muestra un esquema del anillo resonador, la guía de onda

circular y el circuito corto por el que debe viajar la onda con plano de polarización paralelo al eje del stub donde se encuentra el elemento conmutador en estado abierto.

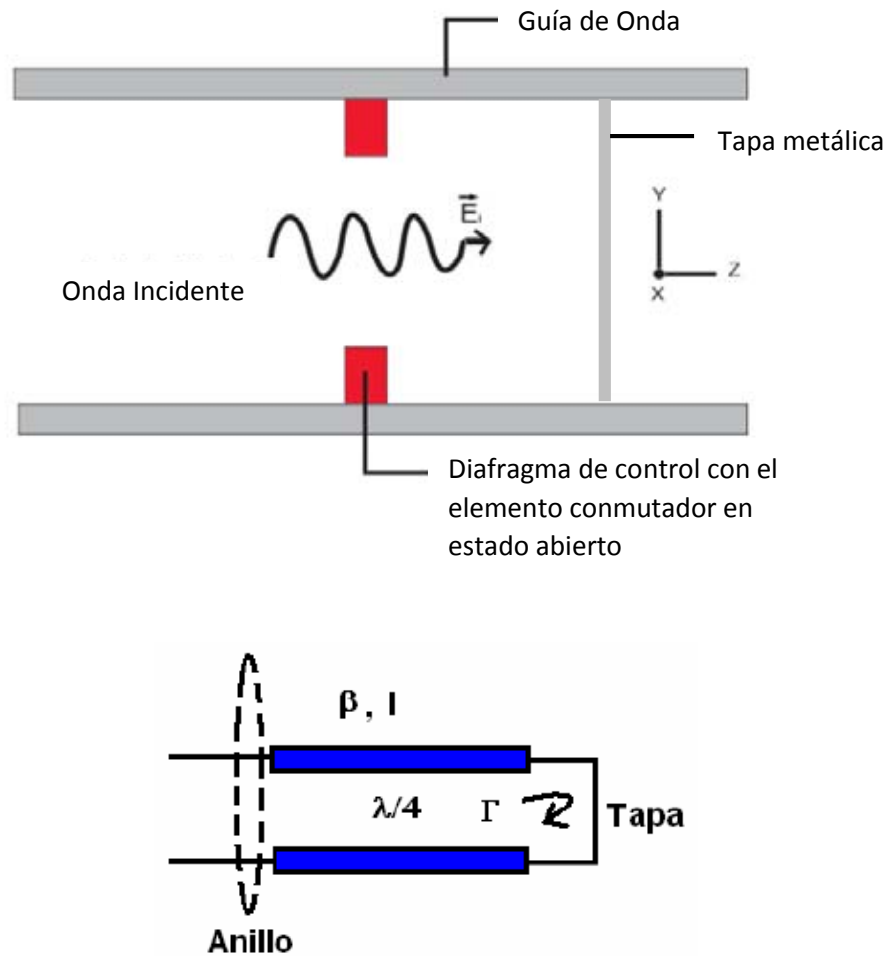


Figura 4.4. Modelo equivalente por el que viaja la onda con plano de polarización paralelo al eje del stub con el elemento conmutador en estado abierto.

Para el caso cuando la onda con plano de polarización es perpendicular al eje del stub con el elemento conmutador abierto incide sobre el anillo, esta vez la onda incidente excita al stub ya que las corrientes eléctricas inducidas por la onda incidente se ven afectadas en su trayectoria como se muestra en la figura 4.5. Debido a que se genera un circuito resonante serie con los elementos eléctricos del anillo, del elemento conmutador (en nuestro caso el interruptor RF MEMS) y el stub, se produce otro coeficiente de reflexión. Ese circuito resonante LC en serie permite obtener la frecuencia en la cual se producirá un circuito corto y con ello el coeficiente de reflexión $\Gamma_{\perp} = -1$.

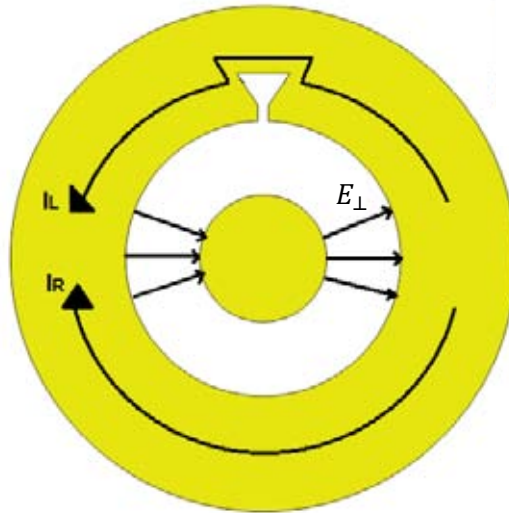
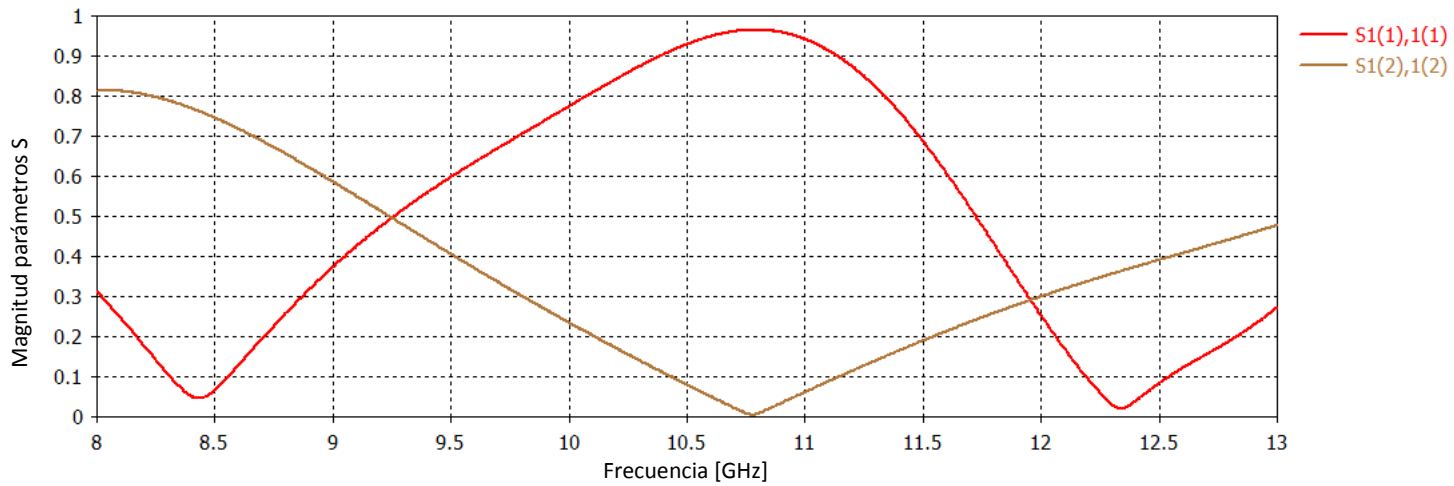


Figura 4.5. Campo eléctrico con plano de polarización perpendicular al eje del stub donde se encuentra el elemento conmutado en estado abierto.

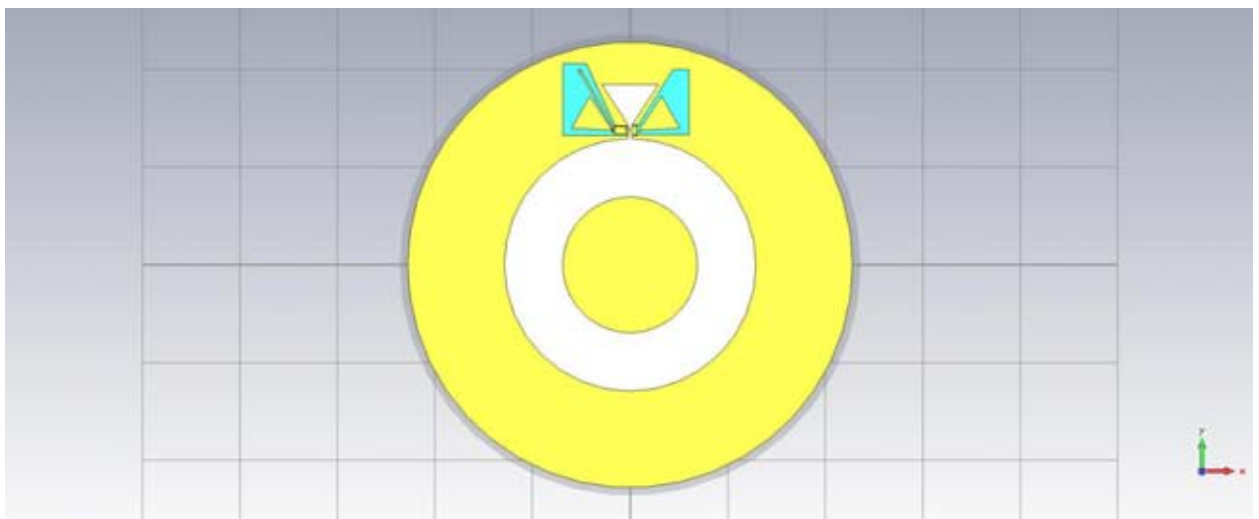
Por lo tanto, en el plano donde está contenido el anillo se encuentran los dos coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , con una diferencia de fase de 180° . De ahí que se pueda obtener el desplazamiento de fase deseado al cambiar de stub con los elementos conmutadores en el desplazador de fase a una razón de 2γ , como se puede notar en la ecuación (4.2), ya que se cumple con la condición que se expresa en la ecuación (4.3).

Para conseguir la condición que se presenta en la ecuación (4.3), es necesario colocar cada uno de los interruptores RF MEMS en la región donde se ubica la zona sombreada en la figura 4.2 y ajustar las dimensiones de los stubs radiales. Para ello utilizaremos el software de simulación CST Microwave Studio [9] y hacer coincidir los coeficientes de reflexión $\Gamma_{\perp} = 1$ y $\Gamma_{\parallel} = 0$ en una misma frecuencia de resonancia.

Empleando el software de simulación, debemos hacer coincidir en una misma frecuencia el valor máximo del coeficiente de reflexión S_{11} cuando el plano de polarización de la onda es perpendicular al eje del stub con el interruptor RF MEMS en estado abierto, y el valor mínimo del coeficiente de reflexión S_{11} cuando el plano de polarización de la onda es paralelo al eje del stub con el interruptor RF MEMS en estado abierto, como se muestra en la figura 4.6, donde S1(1)1(1) representa Γ_{\perp} y S1(2)1(2) representa Γ_{\parallel} , cuando el eje del stub está sobre el eje coordenado y .



(a) Coeficientes de reflexión en el diafragma de control.



(b) Stub radial donde se encuentra el interruptor RF MEMS en estado abierto, para los coeficientes de reflexión vistos en (a).

Figura 4.6. $S_{1(1)1(1)} = \Gamma_{\perp}$, $S_{1(2)1(2)} = \Gamma_{\parallel}$, con el interruptor monolíticamente integrado al desplazador de fase

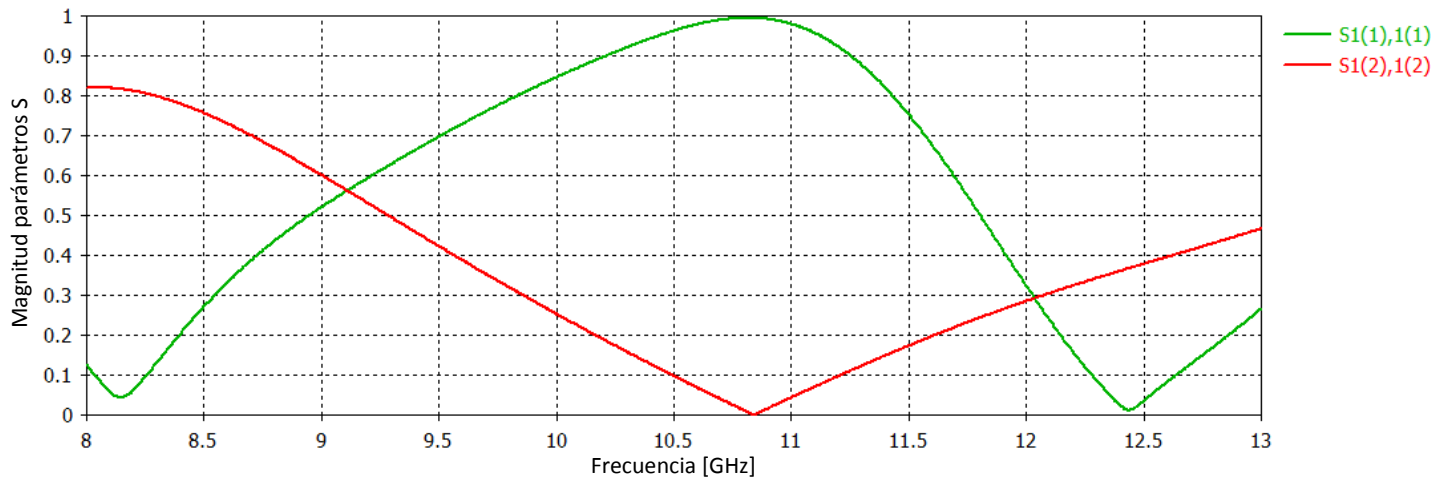
Esto se logró con las siguientes dimensiones del stub y el anillo:

Tabla 4.1

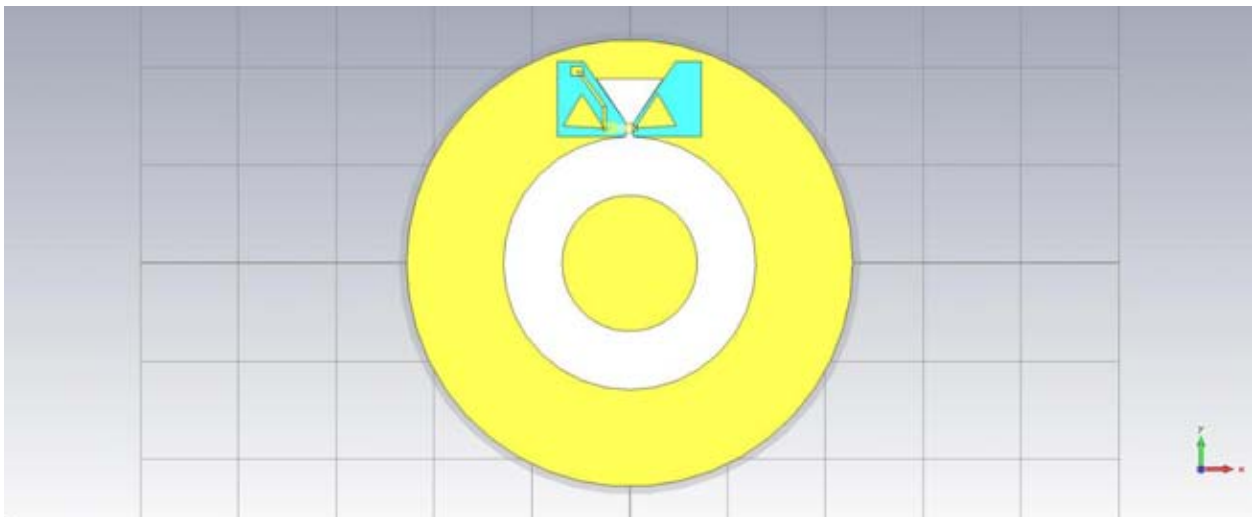
R	R1	R2	H	h	L	l
11.4 mm	3.45 mm	6.45 mm	2.9 mm	0.3 mm	2.06 mm	0.7 mm

Es importante recalcar que el lograr empalmar ambos coeficientes de reflexión en la misma frecuencia, implica que estamos garantizando las características electrodinámicas que presenta el interruptor RF MEMS, son adecuadas para que el desplazador de fase trabaje en forma correcta. Dicha frecuencia de empalme se encuentra en 10.775 GHz, la cual se encuentra aproximadamente al centro de la banda de súper alta frecuencia.

Para el caso donde debemos insertar el interruptor RF MEMS presentado en [7] se obtuvieron las dimensiones que se expresan en la tabla 4.2, y los coeficientes de reflexión que se muestran en la figura 4.7.



(a) Coeficientes de reflexión en el diafragma de control.



(a) Stub radial donde se encuentra el interruptor RF MEMS en estado abierto, para los coeficientes de reflexión vistos en (a).

Figura 4.7. $S_{1(1)1(1)} = \Gamma_{\perp}$, $S_{1(2)1(2)} = \Gamma_{\parallel}$, con el interruptor presentado en [7] integrado al desplazador de fase.

Tabla 4.2

R	R1	R2	H	h	L	l
11.4 mm	3.45 mm	6.45 mm	3.4 mm	0.4 mm	2.27 mm	0.7 mm

La frecuencia de empalme de resonancia en este caso sucedió en 10.84 GHz, la cual se encuentra aproximadamente al centro de la banda de súper alta frecuencia.

4.2.1 Polarización de los interruptores RF MEMS

Se había mencionado en un punto anterior que el desplazamiento en fase es provocado por el dispositivo al que es objeto el presente trabajo, es debido a la conmutación de los interruptores RF MEMS al habilitar y deshabilitar los stubs radiales en distintas posiciones angulares del diafragma de control.

La conmutación es pasar de un estado de alta impedancia (circuito abierto) a un estado de baja impedancia (circuito corto) y viceversa. Para ello se debe polarizar el interruptor RF MEMS aplicando una diferencia de potencial en DC entre sus terminales.

Debido a los materiales del desplazador de fase y de la cantidad de interruptores RF MEMS, la forma de polarización se complica, ya que las zonas donde se colocara el interruptor es metal (Cobre) y si se aplica una diferencia de potencia ocurriría una falla de circuito corto, lo cual destruiría las membranas de los interruptores, provocando así, un mal funcionamiento del desplazador de fase.

Por lo anterior se debe pensar en la forma correcta de polarizar los interruptores RF MEMS, por lo cual se propone aislar las terminales de los interruptores RF MEMS realizando aberturas sobre el diafragma de control, las cuales aislen las terminales del interruptor y así evitar que tengamos una falla de circuito corto en DC. A su vez realizar filtros que permitan el flujo de las corrientes superficiales inducidas por las ondas electromagnéticas incidentes al diafragma de control y que puedan pasar por los interruptores RF MEMS para después reincorporarse al diafragma de control (ver figura 4.8).

El comportamiento de los filtros es similar al de un filtro supresor de banda, ya que elimina toda onda incidente que pretenda llegar al suministro de energía de DC, cuya frecuencia central es la frecuencia donde se empalman los máximos y mínimos de los coeficientes de reflexión que se obtuvieron en el punto anterior.

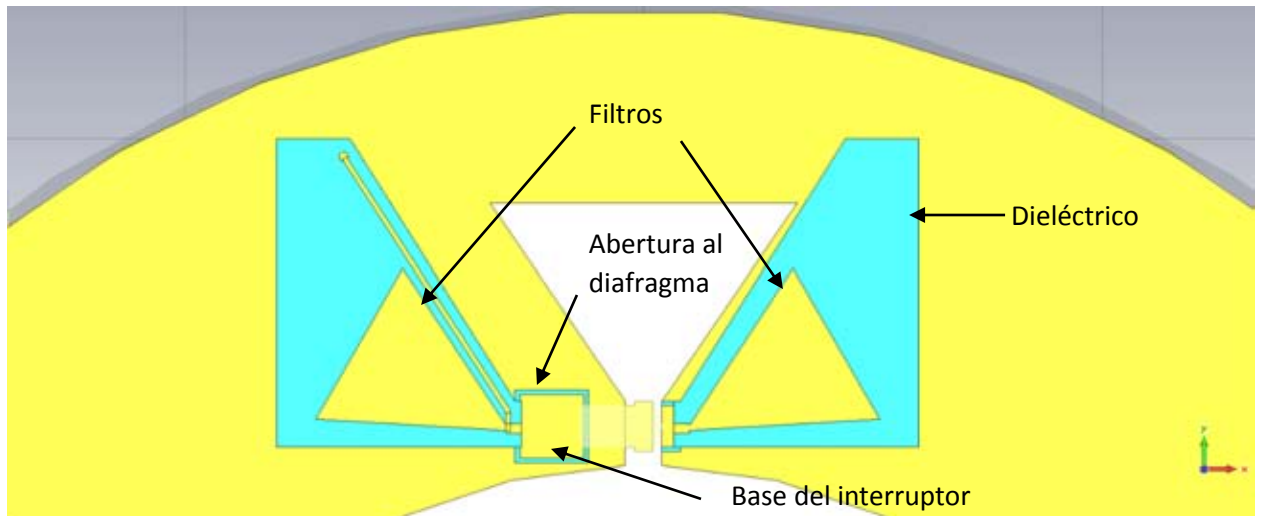


Figura 4.8. Estructura de polarización del interruptor RF MEMS.

Por lo que se agrega un stub abierto que tiene la finalidad de servir de puente y de base para el montaje o inserción de los interruptores RF MEMS. Para que dicho stub abierto tenga el comportamiento de filtro supresor de banda, debe cumplir con cierta característica: Su longitud debe ser seis veces menos que la longitud de onda de la señal incidente, para que así su impedancia a la frecuencia de rechazo sea igual a cero [10]. A continuación se muestran las expresiones de diseño

$$q < \frac{\lambda_g}{6} \quad (4.5)$$

A su vez, λ_g se calcula a través de la siguiente expresión [8]:

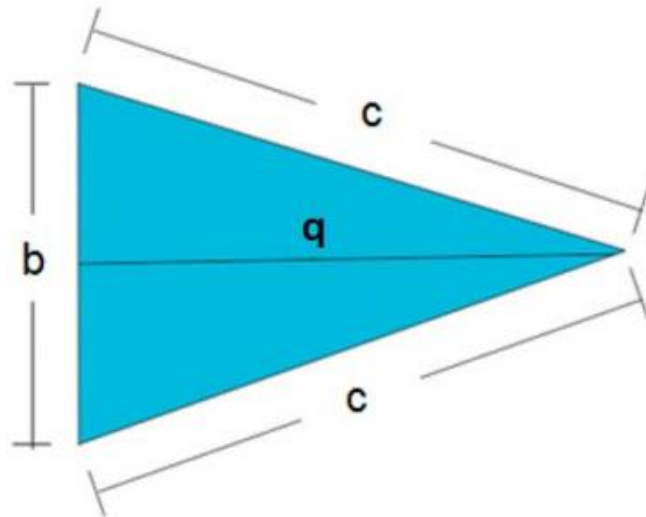
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.6)$$

Donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío y ϵ_r es la permitividad relativa del material dieléctrico. Sustituyendo los valores correspondientes en las ecuaciones (4.5) y (4.6), la longitud máxima q del stub abierto debe de ser:

$$q < 2.84 [mm] \quad (4.7)$$

Esto en el caso cuando estemos utilizando el interruptor monolíticamente integrado en el desplazador de fase.

Ya definida la longitud del stub abierto, lo siguiente es definir la geometría de éste. Se optó por una geometría triangular del tipo isósceles porque permite trabajar en distintas longitudes de onda y con una geometría así se puede optimizar el espacio de la isla de material aislante. Las dimensiones que se obtuvieron se presentan en la figura 4.9.



b [mm]	c [mm]	q [mm]
1.89	2.61	1.89

Figura 4.9. Geometría triangular para el filtro de protección

Para comprobar el funcionamiento de esta estructura, se realizaron simulaciones en CST Microwave Studio para analizar y optimizar su comportamiento. El comportamiento de la impedancia de entrada se visualiza en la figura 4.10. Como se observa la impedancia de entrada del stub abierto en la frecuencia de 10.775 GHz (en el caso del desplazador de fase con el interruptor monolíticamente integrado), por lo que la onda incidente no pasara hacia la fuente de alimentación en DC que está polarizando al interruptor RF MEMS, formando en esa zona y para esa frecuencia en especial una tierra virtual.

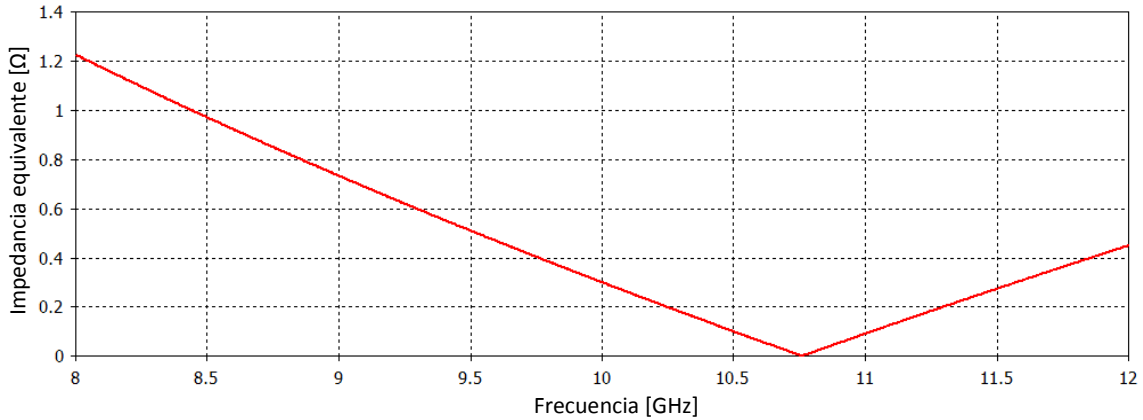


Figura 4.10. Magnitud de la impedancia para stub abierto como filtro de polarización

Dado que las frecuencias de resonancia de empalme son similares en el caso donde el interruptor RF MEMS es monolíticamente integrado y el interruptor presentado en [7] en el desplazador de fase, las dimensiones de los filtros de polarización se tomaron exactamente iguales.

4.3 Ancho de banda del desplazador de fase

Una vez que ya hemos localizado la frecuencia de resonancia de empalme de nuestro anillo, es indispensable colocar la tapa metálica a una distancia $\lambda_g/4$ para obtener la onda controlada y no controlada de nuestro desplazador de fase, cuando se hacen incidir dos ondas con plano de polarización paralelo y perpendicular al stub con el interruptor RF MEMS en estado abierto. Para conocer la distancia $\lambda_g/4$, es necesario obtener la longitud de onda que propaga en la guía de onda λ_g en la frecuencia de empalme de resonancia, o bien de operación, es decir 10.775 GHz, en el caso de que el interruptor sea la segunda versión monolíticamente integrado; o bien 10.84 GHz en el caso donde se inserta al desplazador de fase el interruptor RF MEMS presentado en [7], utilizando la ecuación (4.4). De esta forma la longitud de onda λ_g que se obtiene para los dos casos que estamos considerando son los siguientes:

$$\lambda_g = 39.69 [mm] \quad (4.8)$$

$$\lambda_g = 39.31 [mm] \quad (4.9)$$

Donde la expresión (4.8) es λ_g para el desplazador de fase que tiene el interruptor RF MEMS monolíticamente integrado y la expresión (4.9) es para el desplazador de fase que tiene insertado el interruptor RF MEMS presentado en [7]. Por lo que la distancia $\lambda_g/4$ para cada caso son las siguientes:

$$\frac{\lambda_g}{4} = 9.92 [mm] \quad (4.10)$$

$$\frac{\lambda_g}{4} = 9.82 [mm] \quad (4.11)$$

Para obtener la onda controlada y no controlada de nuestro desplazador de fase, de las simulaciones del desplazador con los interruptores RF MEMS, fue necesario obtener valores de magnitud y de fase de los parámetros S que se generan, cuando se hacen incidir los diferentes modos de polarización sobre el anillo, es decir, se obtuvieron los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , para el modo de polarización perpendicular y paralelo, respectivamente. Para ello, fue necesario realizar algunas operaciones con las magnitudes y fases de Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , tomando en cuenta las siguientes consideraciones:

$$z = r e^{j\theta} \quad (4.11)$$

$$z = r(\cos \theta + j \sin \theta) \quad (4.12)$$

Donde

$$r = |S_{11}| \quad (4.13)$$

$$\theta = \arg(S_{11}) \quad (4.14)$$

Considerando que la amplitud de la onda controlada, según la ecuación (4.2), está relacionada con respecto a la amplitud de la onda incidente E_0 por:

$$\frac{\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}}{2} \quad (4.15)$$

Donde:

$$\Gamma_{\parallel} = (r_{\parallel} \cos \theta_{\parallel}, r_{\parallel} \sin \theta_{\parallel}) = (a, b) \Rightarrow r_{\parallel} = |S_{11(\parallel)}|; \theta = \arg(S_{11(\parallel)}) \quad (4.16)$$

$$\Gamma_{\perp} = (r_{\perp} \cos \theta_{\perp}, r_{\perp} \sin \theta_{\perp}) = (a, b) \Rightarrow r_{\perp} = |S_{11(\perp)}|; \theta = \arg(S_{11(\perp)}) \quad (4.17)$$

Sustituyendo en 4.15 se tiene que

$$\frac{\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}}{2} = \frac{(a - c) + j(b - d)}{2} = R e^{j\vartheta} \quad (4.18)$$

Donde R es la magnitud y ϑ la fase de la onda controlada y se calculan mediante las siguientes operaciones:

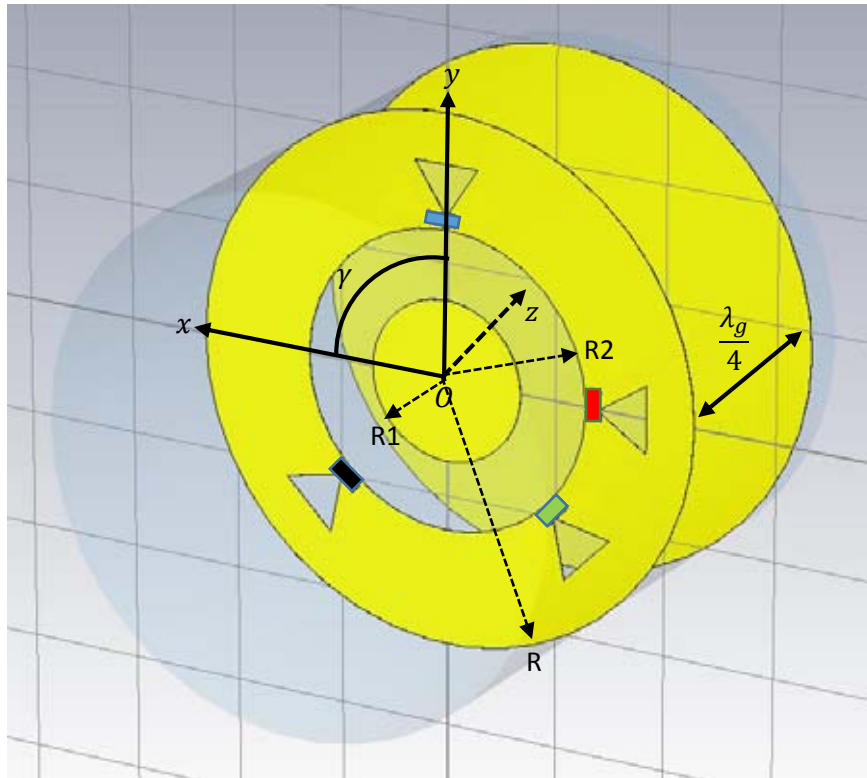
$$R = \sqrt{\left(\frac{a - c}{2}\right)^2 + \left(\frac{b - d}{2}\right)^2} \quad (4.19)$$

$$\vartheta = \tan^{-1}\left(\frac{b - d}{a - c}\right) \quad (4.20)$$

Para conocer el ancho de banda del desplazador de fase es necesario graficar la onda controlada a partir de la ecuación (4.15), considerando la magnitud en decibeles, esto es:

$$R[dB] = 10 \log R \quad (4.21)$$

A continuación se presenta la magnitud de la onda controlada en dB para los 4 cambios de fase del dispositivo, esto es cuando un interruptor está en estado abierto y los tres restantes en estado cerrado; primero se presentara para el desplazador de fase con el interruptor monolíticamente integrado y por ultimo con el desplazador de fase con el interruptor presentado en [7].



■ Interrupor 1
 ■ Interrupor 2
 ■ Interrupor 3
 ■ Interrupor 4

Figura 4.11. Orden de los interruptores RF MEMS en el Desplazador de fase

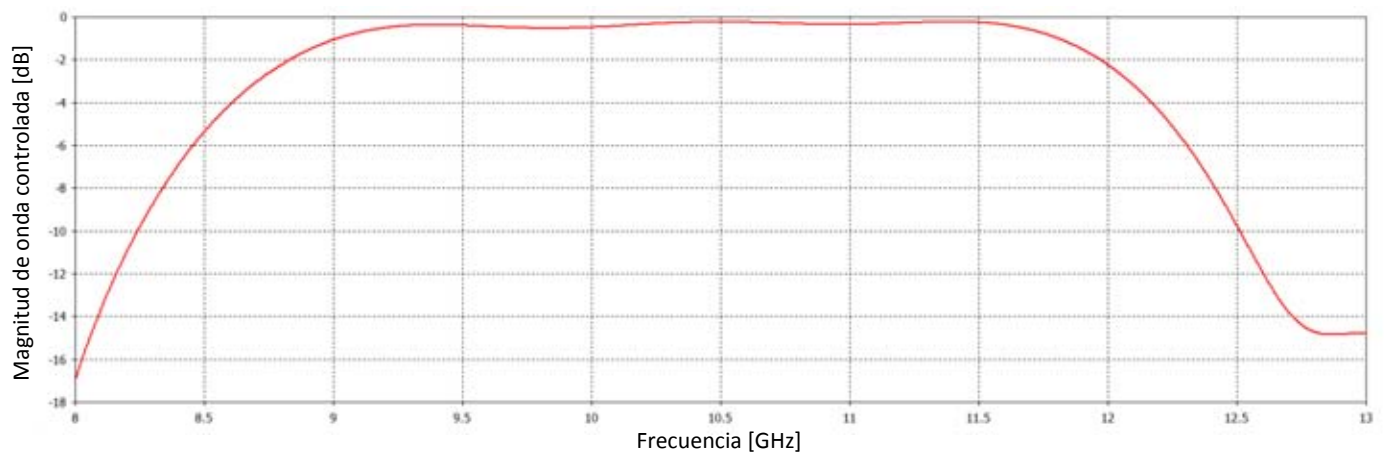


Figura 4.12. Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados; Interrupor 1 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado.

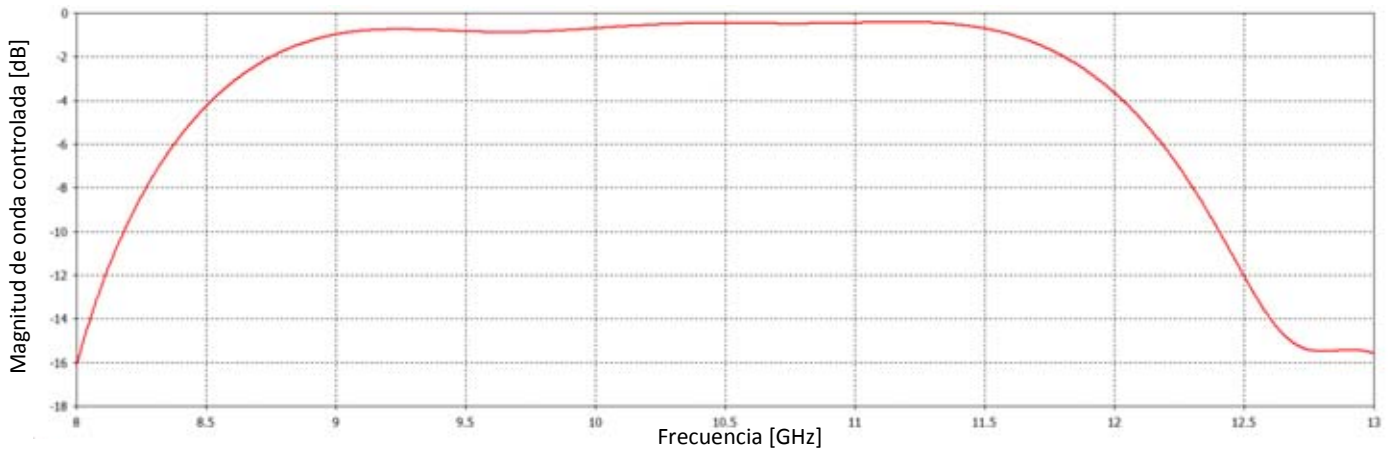


Figura 4.13. Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados; Interruptor 2 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado.

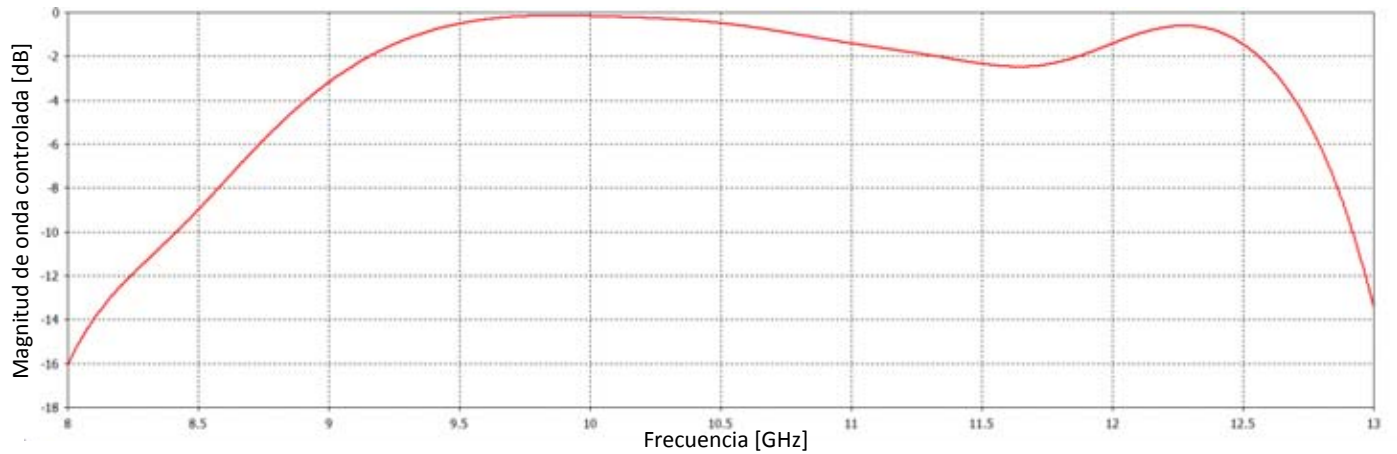


Figura 4.14. Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados; Interruptor 3 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado.

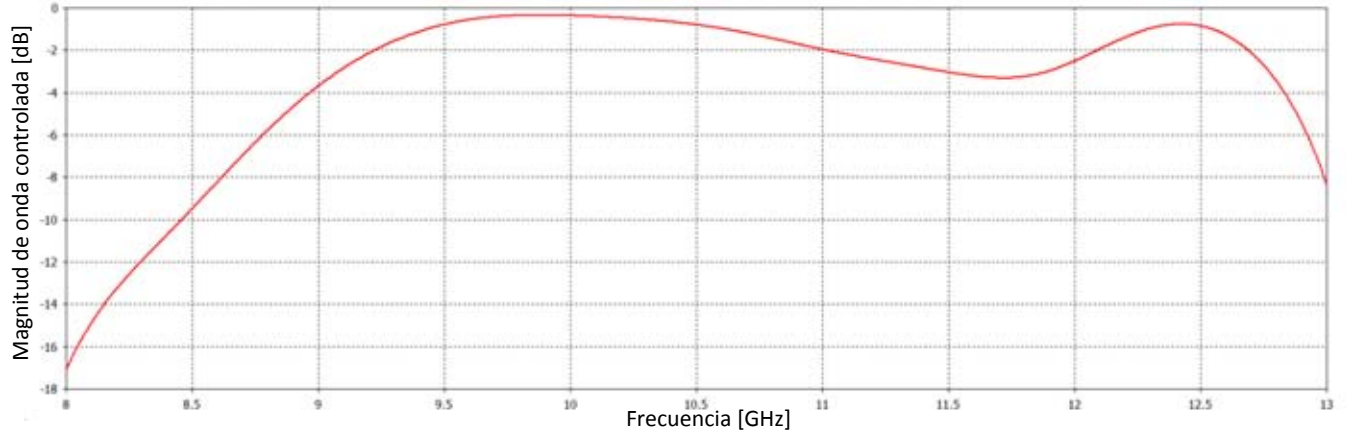


Figura 4.15. Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados; Interruptor 4 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado.

Y para el desplazador de fase con el interruptor RF MEMS integrado, el cual fue presentado en [7] tenemos:

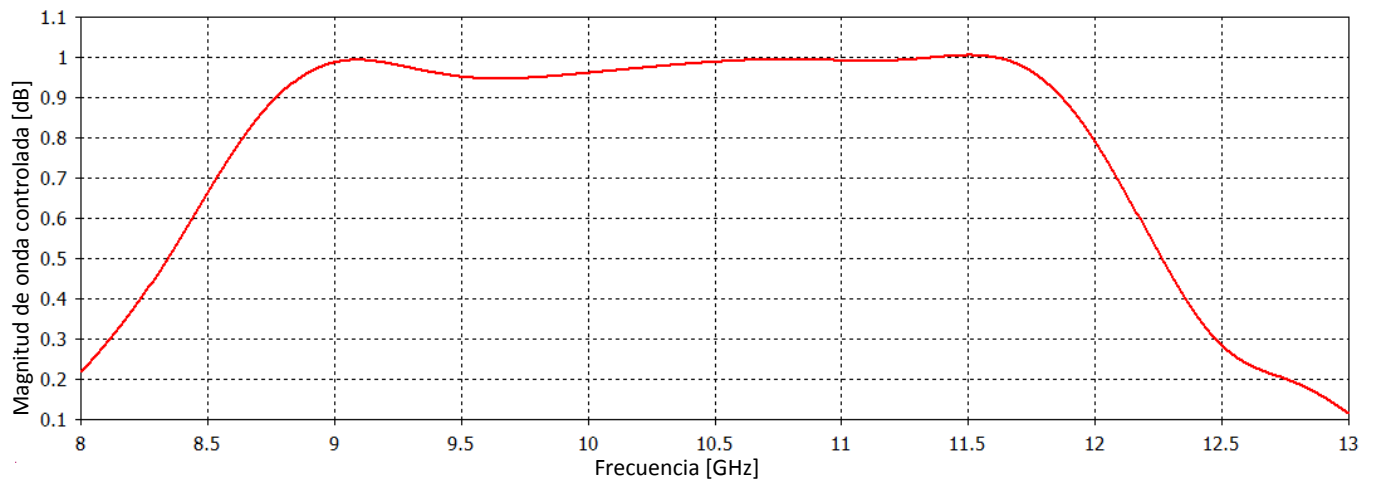


Figura 4.16. Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS presentado en [7]; Interruptor 1 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado.

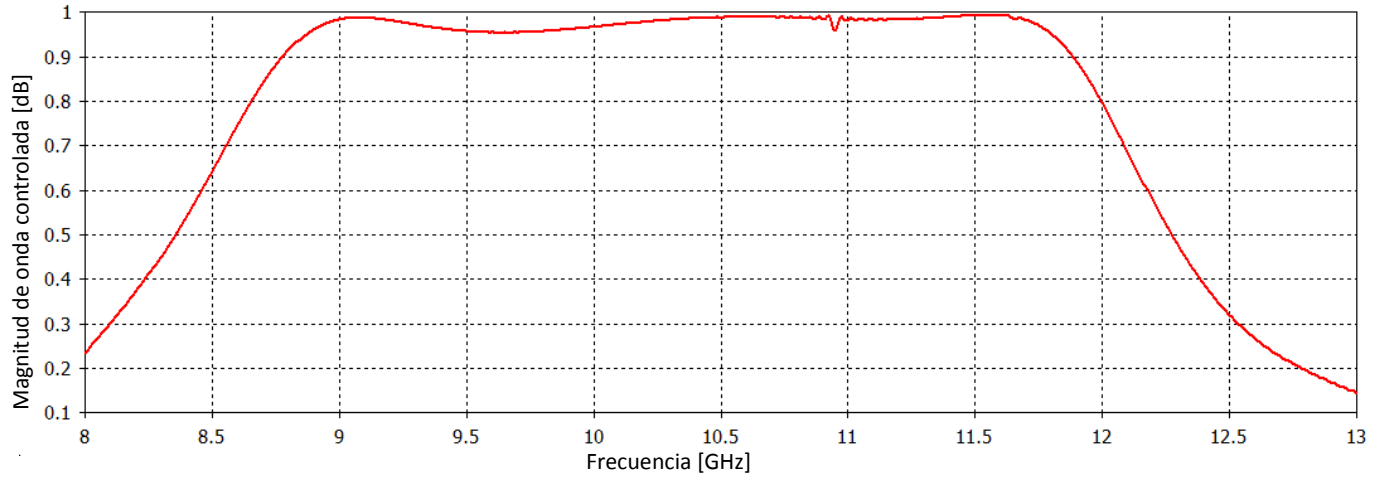


Figura 4.17. Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS presentado en [7]; Interruptor 2 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado.

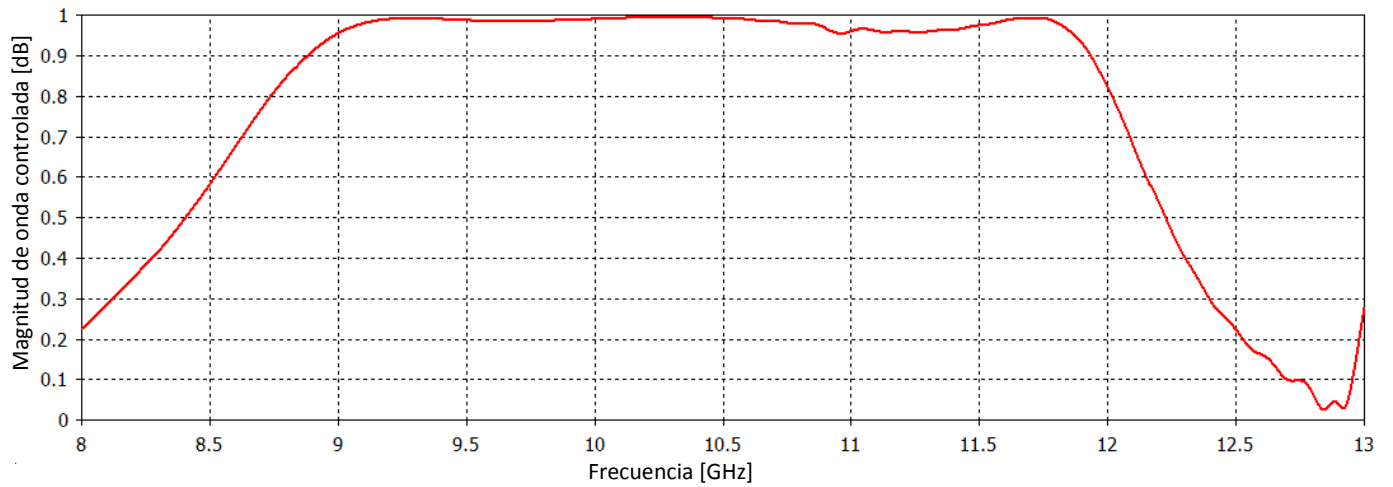


Figura 4.18. Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS presentado en [7]; Interruptor 3 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado.

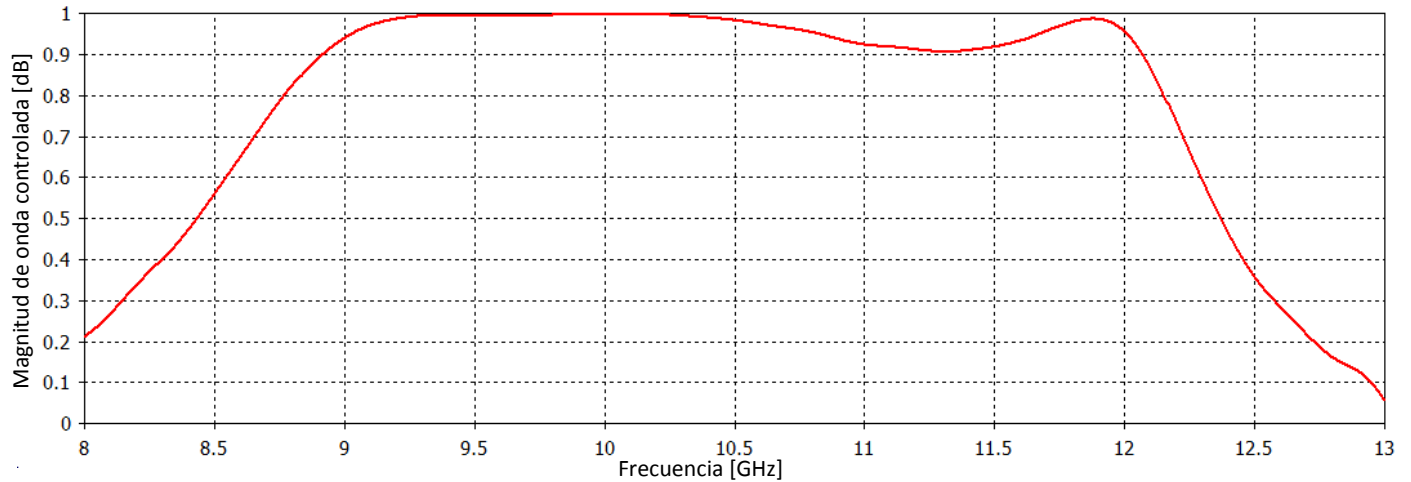


Figura 4.18. Ancho de banda del desplazador de fase con los interruptores RF MEMS presentado en [7]; Interruptor 4 en estado abierto, los tres restantes en estado cerrado.

4.4 Conclusiones

Con base en los análisis realizados en el presente capítulo se puede concluir que:

- El desplazador de fase fue diseñado para utilizarse en un arreglo reflectivo del tipo espirafase, el cual debe cumplir con el principio de cambio de fase de Fox.
- Se obtuvo la distancia a la cual debe colocarse la pantalla metálica detrás del diafragma para que cumpla con el principio de cambio de fase de Fox a las frecuencias de 10.77 GHz y 10.84 GHz para el desplazador de fase con el interruptor monolíticamente integrado y para el desplazador de fase con el interruptor RF MEMS insertado respectivamente, con lo cual obtuvimos unas distancias de 9.92 mm y 9.82 mm para cada caso.
- El ancho de banda para los desplazadores de fase diseñados, fue considerando una atenuación de 0.5dB en la banda de frecuencia de 8-12 GHz (banda de súper alta frecuencia), donde el ancho de banda fue alrededor de 1 GHz para cada el desplazador de fase con el interruptor RF MEMS monolíticamente integrado, y de 2 GHz para el desplazador de fase con el interruptor RF MEMS insertado en el desplazador de fase.

Referencias del capítulo 4

- [1] Martynyuk, Alexander E.; Martínez López, Andrea G.; Martínez López, José I. “2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter with BCB-Based Bias Circuits”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 12, 2006.
- [2] H. R. Phelan, “Spiraphase a new, low-cost phase array”, Part I: Theory and Concept. Microwave Journal, vol. 19, no. 12, Dic. 1976, pp 41-44.
- [3] A. Fox. “An adjustable waveguide phase changer”, PIRE, vol. 35, no. 12, pp. 1489-1498, Dic. 1947.
- [4] A. E. Martynyuk, J. I. Martínez López , N. A. Martynyuk. “Spiraphase type reflectarrays based on loaded ring slot resonators”, IEEE Trans. Antennas Propagat. vol 52, no. 1, Enero 2004, pp. 142-153.
- [5] A. E. Martynyuk, J. I. Martínez López, J. Rodriguez Cuevas, Y. Syforuk, “Wideband Reflective Array Based on Loaded Metal Rings”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium on Phased Array Systems and Technology, June 2005, pp. 573-576.
- [6] J. I. Martínez López, “Análisis electrodinámico de arreglos de fase reflectivos basados en aperturas anulares”, Tesis de Doctorado, UNAM, Febrero 2005.
- [7] Gámez Lugo, José Arturo, “Interruptor MEMS y su integración en un desplazador de fase para la banda X”, Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2014.
- [8] David M. Pozar, “Microwave Engineering”, John Wiley, 4th edition, 2012.
- [9] www.cst.com
- [10] Gómez Méndez, Javier, “Elemento reflectivo desplazador de fase en la banda V”, Tesis de Maestría, UNAM, Noviembre 2014.

CAPÍTULO 5

Fabricación y resultados

El presente capítulo tiene la finalidad de dar a conocer el proceso de fabricación que se llevó a cabo para fabricar los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados de los que se habló en el capítulo 3, además de los resultados electromecánicos obtenidos de dichos interruptores.

Además se da una descripción de las tecnologías empleadas para la fabricación de MEMS, y por ende de las tecnologías que se usaron para la fabricación tanto de los interruptores RF MEMS y del desplazador de fase objeto de estudio del presente trabajo.

5.1 Tecnologías empleadas en la fabricación de MEMS

5.1.1 Micromaquinado

El Micromaquinado es el conjunto de herramientas para construir y fabricar estructuras en una escala microscópica. Es un proceso por el cual se fabrican millones de elementos idénticos en la misma oblea, tal como se hace en los circuitos integrados. Los pasos genéricos de esta tecnología son, a saber, la deposición de material, definición de patrones por medio de litografía y el grabado. Este método se repite hasta lograr una estructura tridimensional que satisfaga los diseños requeridos.

Puede haber dos tipos de Micromaquinado: de volumen y de superficie. El primero consiste en remover selectivamente parte del sustrato para lograr la formación de estructuras dentro del mismo como membranas, trincheras, barras, etc., el Micromaquinado

de superficie forma una estructura sobre la superficie del sustrato valiéndose de capas estructurales y de sacrificio, estas últimas sirven para liberar capas estructurales las cuales pueden tener funciones mecánicas, eléctricas, térmicas, etc. [1]

El Micromaquinado de superficie requiere un conjunto compatible de materiales estructurales, de sacrificio y atacantes químicos. Los materiales estructurales deben poseer las propiedades físicas y químicas que permitan un desempeño excelente para la aplicación deseada. Los materiales de sacrificio deben tener buenas propiedades mecánicas para evitar fallas en el dispositivo durante el proceso de fabricación. Estas propiedades incluyen buena adhesión y un bajo estrés residual a fin de eliminar fallas por deslaminación o rompimiento. Los atacantes deben tener excelente selectividad, es decir, que deben ser capaces de atacar solo los materiales seleccionados sin afectar los otros materiales, además de que deben tener apropiada viscosidad y tensión superficial.

Para depositar metales, semiconductores, dieléctricos, materiales cerámicos, polímeros o compuestos se emplean diversas técnicas tales como evaporación, pulverización catódica (sputtering), deposición química en fase vapor y deposición por giro (spinner) [2].

5.1.2 Evaporación

Esta técnica calienta el material hasta una temperatura que evapora el metal, el cual se condensa sobre el sustrato. El calentamiento del material se logra a través del flujo de corriente eléctrica sobre un filamento hecho del material deseado. También puede lograrse la evaporación mediante un haz de electrones dirigido sobre el material. La evaporación resistiva puede propagar impurezas presentes en el filamento.

La velocidad de evaporación es una función de la presión del vapor del material, por tanto, los metales que tienen un bajo punto de fusión (por ejemplo aluminio, el cual requiere 660°C) son fácilmente evaporados, mientras que los metales que requieren muy altas temperaturas pueden causar daños. En general, las películas evaporadas están altamente desordenadas y tienen un estrés residual grande. El proceso de deposición es altamente lento, alrededor de algunos nanómetros por segundo [3].

5.1.3 Pulverización catódica (Sputtering)

La pulverización catódica es un fenómeno físico que involucra la aceleración de iones por medio de un potencial de DC o RF, los cuales bombardean un objetivo (target) o cátodo. A través de una transferencia de momento, los átomos cercanos a la superficie del metal (target) se vuelven volátiles y son transportados como vapor al sustrato, provocando

que una película del material bombardeado crezca en la superficie del sustrato vía deposición.

Un pulverizador catódico (sputtering) típico comprende una cámara de vacío, un objetivo (target) de material deseado, un sujetador (para el sustrato) y una fuente de poder. Después de bajar la presión de la cámara a una presión de 10^{-6} a 10^{-8} Torr, un gas inerte por ejemplo helio o argón, es introducido a la cámara a unas cuantas milésimas de Torr de presión. Enseguida este gas arde creando un plasma, que a su vez energiza los iones lo suficiente para hacer que algunos átomos del material (target) escapen de la superficie. Algunos de estos átomos aterrizan sobre la superficie del sustrato colocado en el sujetado constituyendo sobre el mismo una capa delgada. La película así integrada tiende a ser más uniforme que la que se forma por evaporación [3].

Generalmente, la estructura de la película depositada es amorfa y su esfuerzo y propiedades mecánicas dependen de las condiciones específicas del proceso. Algunos átomos del gas inerte pueden ser atrapados por la película causando anomalías en sus características estructurales y mecánicas [2].

5.1.4 Deposición química en fase vapor

Esta técnica se basa en la generación de una reacción química en vacío, con la cual se puede lograr el depósito sobre el sustrato de las partes de la reacción. Este es un proceso que trabaja a altas temperaturas (mayores a 300°C). Se pueden obtener películas delgadas de dieléctricos y metales de alta calidad. Los métodos basados en la deposición química en fase vapor son: de baja presión (LPCVD), o de plasma mejorado (PECVD), del cual se desprende el método de plasma de alta densidad (HDP-CVD). Los procedimientos de CVD y LPCVD operan con un sustrato a temperaturas de 500 - 800°C . En PECVD y HDP-CVD, la temperatura del sustrato es cercana a los 300°C . Las características de las películas finales dependen en gran medida por los parámetros de deposición: temperatura del sustrato, presencia de gases, dopantes, presión, potencia, etc., [1].

5.1.5 Deposición por medio de giro (Spinner)

El método de giro es un proceso para colocar capas dieléctricas. El proceso se realiza con una mesa giratoria de velocidad variable. Un inyector proporciona el material en forma líquida en el centro de la oblea, este se esparce de manera uniforme al hacer girar el sustrato a grandes velocidades (500 – 5000 rpm).

5.1.6 Litografía

Este es un procedimiento fotográfico que graba patrones sobre capas de materiales fotosensitivos (photoresist) para formar máscaras protectoras y eliminar partes selectivas del material depositado en un ataque subsiguiente. Esta técnica consta de la aplicación de una emulsión fotosensitiva, la exposición reveladora para disolver el material expuesto y dejar el patrón deseado. La máscara consiste en un dibujo impreso por una capa opaca (oscura) de cromo sobre un vidrio transparente. El diseño del dibujo se hace por medio de software (CAD) y posteriormente se trasfiere al vidrio.

La resina positiva contiene un sensibilizador, el cual impide que la resina se disuelva al sumergirlo en la solución reveladora. Para grabar el diseño de la máscara en la resina, esta se expone a la luz ultravioleta rompiendo así el sensibilizador y provocando que las regiones expuestas se disuelvan cuando se sumerge para su revelado. El proceso contrario ocurre con la resina negativa, las regiones expuestas a la luz son las que permanecen [2].

5.2 Materiales Empleados

Los materiales empleados en el centro en el proceso que se denomina de flexible de circuito impreso, que fue desarrollado en [2] y [4], son dos: capas dieléctricas, películas metálicas.

Los dieléctricos son utilizados para aislar capas conductoras, para difusión e implantación de máscaras y para proteger dispositivos de impurezas, humedad y rayones u otros daños. Mientras que las películas de metales son empleadas para formar conexión óhmica de baja resistencia.

A continuación se mencionan los materiales usados para la construcción del desplazador de fase.

5.2.1 Rogers RO5880 Duroit [5]

RP5880 Duroit es un material formado de vidrio reforzado con láminas de hidrocarbano o cerámica y se utiliza como sustrato dieléctrico en aplicaciones de alta frecuencia (RF) y microondas debido a sus bajas pérdidas dieléctricas. Es un material compatible con la tecnología de flexible de circuito impreso. Este material tiene 9 μm de cobre electrodepositado por ambas superficies (inferior y superior). Las características más importantes de este material se resumen en la tabla 5.1.

Tabla 5.1

Propiedad	Valor típico
Constante Dieléctrica (ϵ_r)	2.20 (2-40 GHz)
Tangente de pérdidas (δ)	0.0009 @10 GHz
Densidad (σ)	2.2 gr/cm ³
Espesor	127 μ m
Espesor de cobre	9 μ m

5.2.2 Cyclotene serie 4000 [6]

Cyclotene es una resina electrónica avanzada basada en polímeros de alta pureza que ha sido desarrollada para aplicaciones microelectrónicas. Esta resina esta derivada del benzocyclobuteno (BCB) químico. Usada como dieléctrico, está formulada para ser una solución de baja viscosidad y altamente sólida. Sus propiedades más importantes son: baja constante dieléctrica, bajas pérdidas en alta frecuencia, baja absorción de humedad, baja temperatura de curado, alto grado de planarización, bajo nivel iónico, alta claridad óptica, buena estabilidad térmica, excelente resistencia térmica y buena compatibilidad con varios sistemas de metalización. La tabla 5.2 resume algunas propiedades importantes del Cyclotene serie 4000.

Tabla 5.2

Propiedad	Valor típico
Constante Dieléctrica (ϵ_r)	2.65 (0.001-20 GHz)
Tangente de pérdidas (δ)	0.0008 @10 GHz
Densidad (σ)	1050 kg/m ³
Espesor	2-5 μ m

5.2.3 Fotorresina AZ 9245 [7]

Esta resina sensible a la luz, es la que el proceso emplea como material de sacrificio. Está diseñada para espesores de alta resolución. Puede depositarse más de 24 μ m. Proporciona una película estable excelente adhesión para aplicaciones de electroplateado y de ataque mojado [2].

5.2.4 Cobre

Este metal es ampliamente utilizado en la fabricación de MEMS debido a sus excelentes propiedades eléctricas y mecánicas, a su maleabilidad y a su ductibilidad. Sus propiedades las podemos observar en la tabla 5.3.

Tabla 5.3

Propiedad	Valor típico
Densidad (σ)	8900 kg/m ³
Conductividad eléctrica	58000000 S
Módulo de Young	130 GPa
Razón de Poissons	0.34

5.2.5 Aluminio

Este material es muy común en la fabricación de MEMS por ser un buen conductor del calor y de la electricidad y permitir la fabricación de láminas muy delgadas. Sus propiedades las podemos observar en la tabla 5.4.

Tabla 5.4

Propiedad	Valor típico
Densidad (σ)	2700 kg/m ³
Conductividad eléctrica	38000000 S
Módulo de Young	70 GPa
Razón de Poissons	0.35

5.3 Fabricación de los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados

Como se mencionó en el capítulo 3 del presente trabajo, se diseñaron dos interruptores RF MEMS con la característica que estarían monolíticamente integrados al desplazador de fase. Con base al proceso flexible de circuito impreso se fabricaron dichas versiones siguiendo el flujo de proceso que se muestra en la figura 5.1.

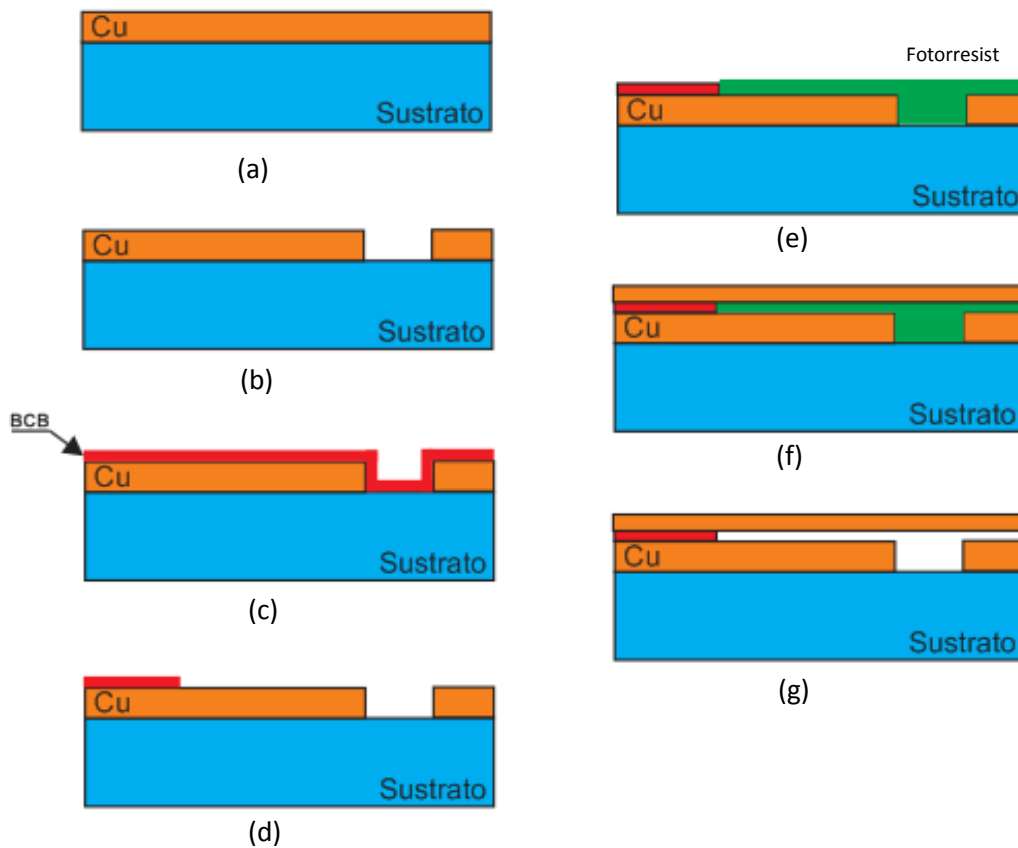


Figura 5.1. Flujo de proceso del interruptor monolíticamente integrado. (a) Definición del área de trabajo. (b) Ataque para definir electrodo de actuación. (c) Deposito de BCB. (d) Ataque de BCB. (e) Deposito de fotorresist como material de sacrificio. (f) Deposito de Cobre y ataque de cobre para definir cantiléver. (g) Liberación del material de sacrificio.

Como se puede observar en la figura anterior, el flujo de proceso consta de 7 pasos donde se usaron los procesos que se describieron anteriormente para poder realizarlos. Un proceso fundamental el de fotolitografía donde se necesitan máscaras para pasar el dibujo diseñado de nuestros interruptores al sustrato que sustentara todo nuestro conmutador. Por lo cual primero se dio a la tarea de fabricar los interruptores RF MEMS por separado y probar sus características. Para ello se realizaron en 3 diferentes obleas 2 filas de las versiones de los interruptores RF MEMS obteniendo así 4 filas totales en cada oblea donde estarían nuestros interruptores RF MEMS. A continuación se presentan las máscaras utilizadas para realizar dichos interruptores y una breve explicación de las mismas.

Para el segundo paso de fabricación se utilizó la máscara que se muestra en la figura 5.2, esto para definir una pista de polarización de los interruptores diseñados, así como la abertura que habrá para cortocircuitar las líneas de transmisión por donde pasara la onda

electromagnética; cabe señalar que el primer paso que es definición de área de trabajo, solo es recortar la oblea con dimensiones de 4 cm por 4cm.

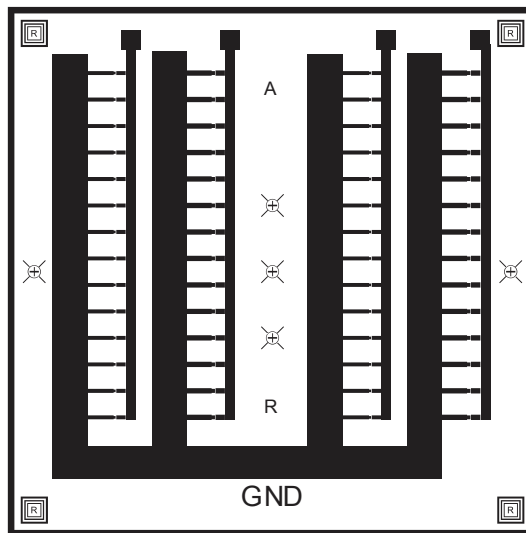


Figura 5.2. Máscara 1 para fabricar los interruptores RF MEMS Monolíticamente integrados.

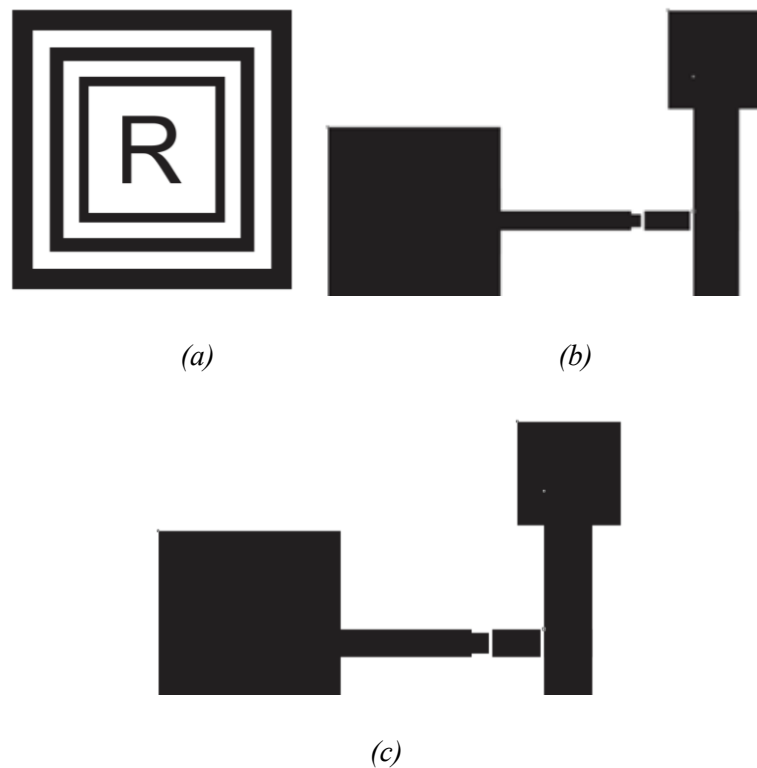


Figura 5.3. (a) Marca de alineación de la oblea. (b) Pista de polarización de la versión 1 del interruptor monolíticamente integrado. (c) Pista de polarización de la versión 2 del interruptor monolíticamente integrado

Como se puede apreciar en la figura 5.2, dicha máscara cuenta con marcas de alineación y cuatro filas donde 2 filas serán para la versión 1 del interruptor monolíticamente integrado y 2 filas para la versión 2 del interruptor monolíticamente integrado. Algunos detalles se pueden ver con más claridad en la figura 5.3.

Para el cuarto paso del flujo de proceso se utilizó la máscara que se muestra en la figura 5.4.

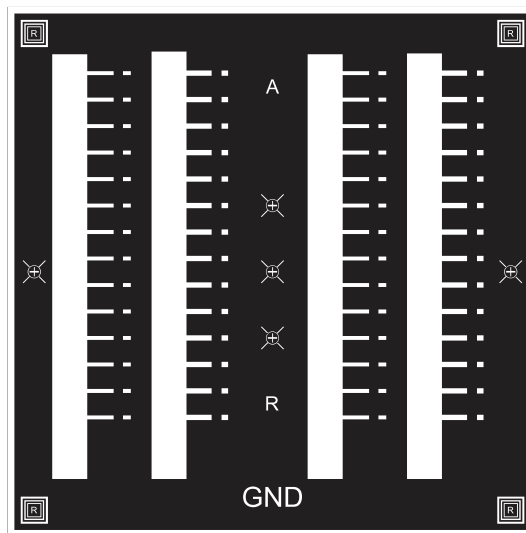


Figura 5.4. Máscara 2 para fabricar los interruptores RF MEMS Monolíticamente integrados.

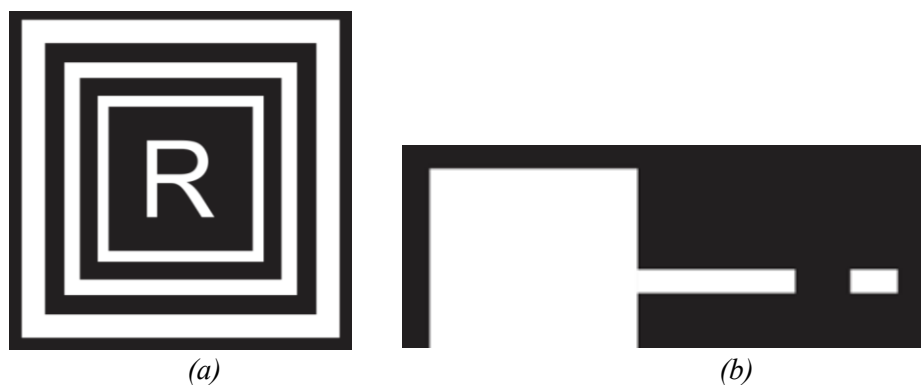
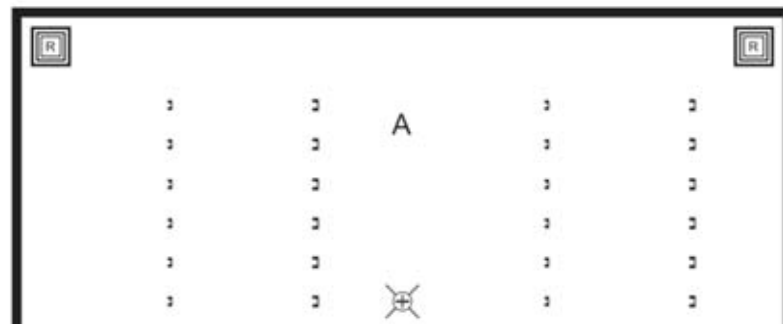


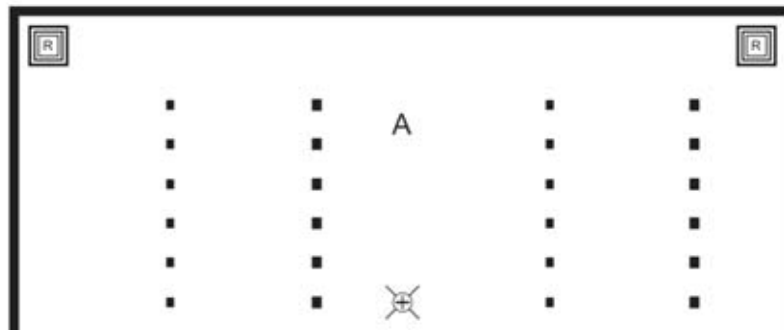
Figura 5.5. (a) Marca de alineación de la oblea. (b) Pista de polarización de la versión 1 del interruptor monolíticamente integrado para ser rellena de Cyclotene serie 4000.

Como se puede observar en la figura 5.4, la máscara es negativa, ya que el material depositado en este paso es Cyclotene serie 4000, y dicha resina es fotosensible negativa. La figura 5.5 muestra algunos detalles de la máscara de la figura 5.4, como es la marca de alineación y la pista de polarización que estará en su parte superior con un depósito de Cyclotene serie 4000 de 5 μm .

La figura 5.6 se muestra las máscaras utilizadas para definir el área donde estará el material de sacrificio o capa sacrificial que dará sustento a nuestras vigas en voladizo, como se puede observar es un área muy pequeña por lo que se presenta solo un acercamiento de cómo se está definiendo dicha área.



(a)



(b)

Figura 5.6. Máscaras utilizadas para definir área de la capa sacrificial de los interruptores RF MEMS

La figura 5.7 muestra la máscara donde se define la forma de las membranas o cantiléver de nuestros interruptores RF MEMS, mientras que la figura 5.8 muestra con más detalle las membranas de los interruptores.

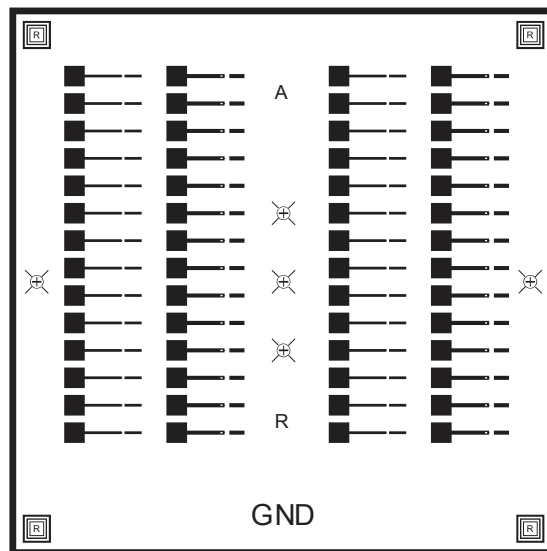


Figura 5.7. Última máscara del flujo de proceso para fabricar los interruptores RF MEMS.



Figura 5.8. Membranas del cantiléver de los interruptores RF MEMS

Los resultados de seguir el flujo de proceso en la fabricación de los interruptores RF MEMS se muestran a partir de la figura 5.9, donde se muestra paso a paso las fotografías de los resultados obtenidos en los pasos del flujo de proceso que se muestra en la figura 5.1.

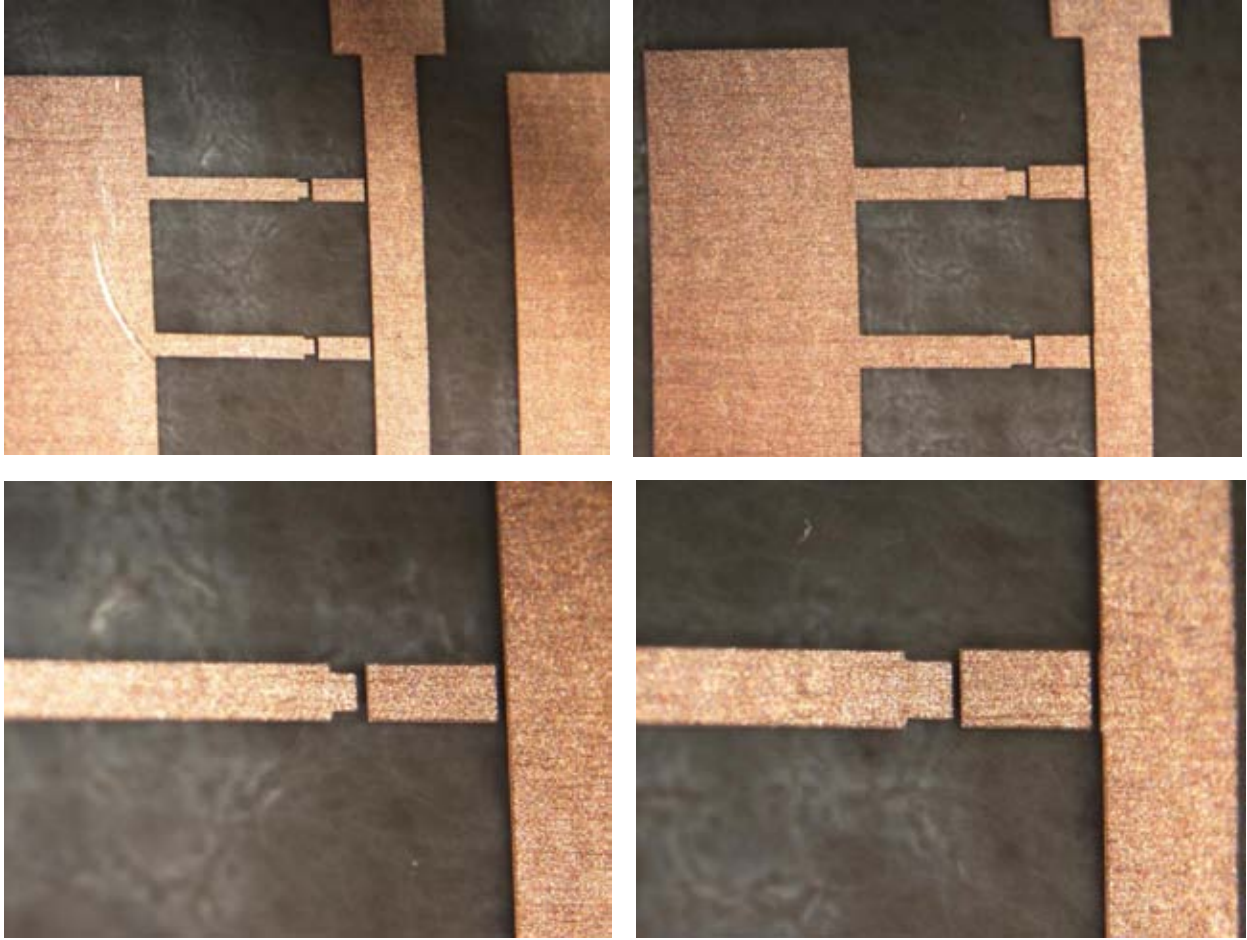


Figura 5.9. Fotografías del segundo paso del flujo de proceso

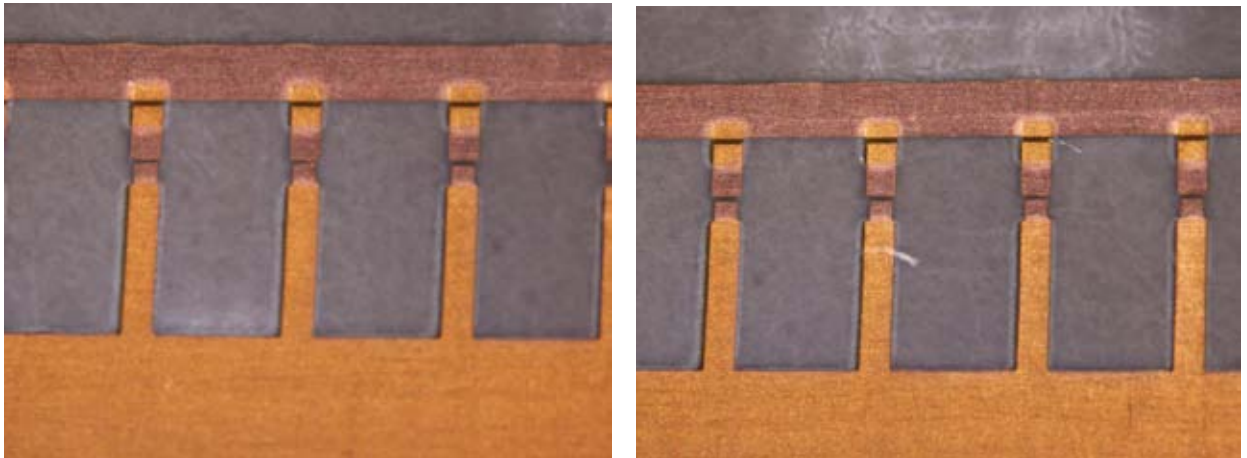


Figura 5.10. Fotografías del cuarto paso del flujo de proceso

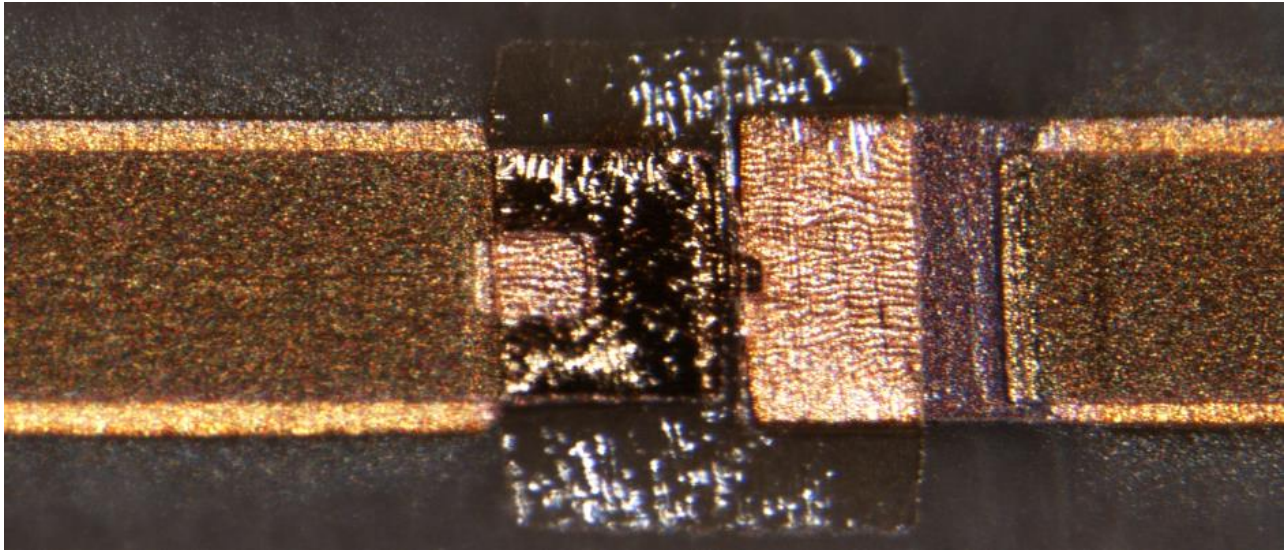
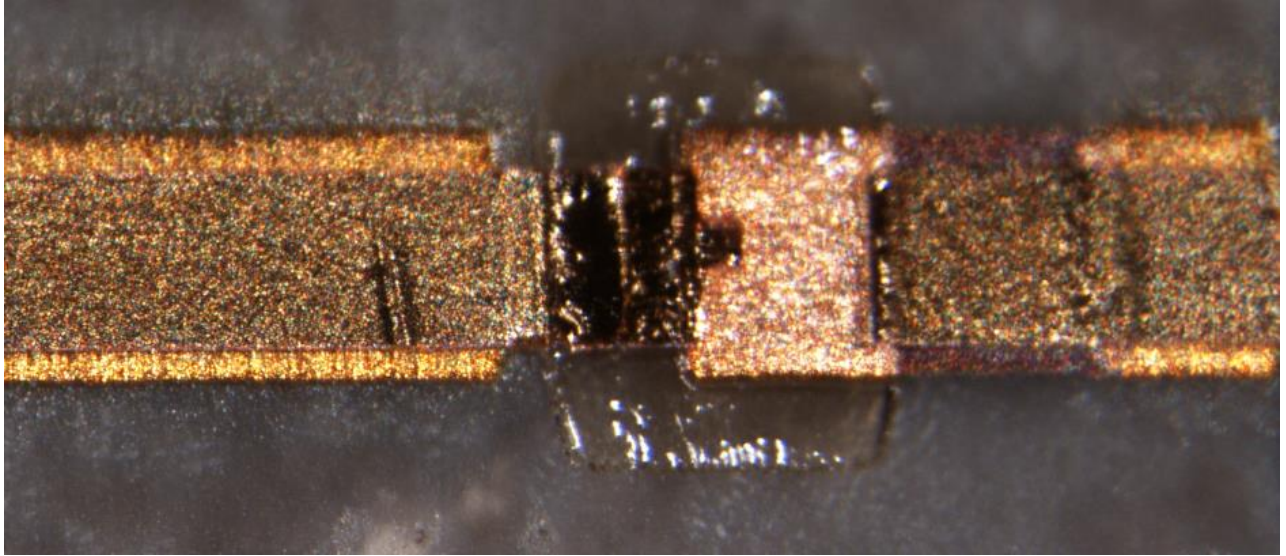


Figura 5.11. Fotografía del quinto paso del flujo de trabajo.

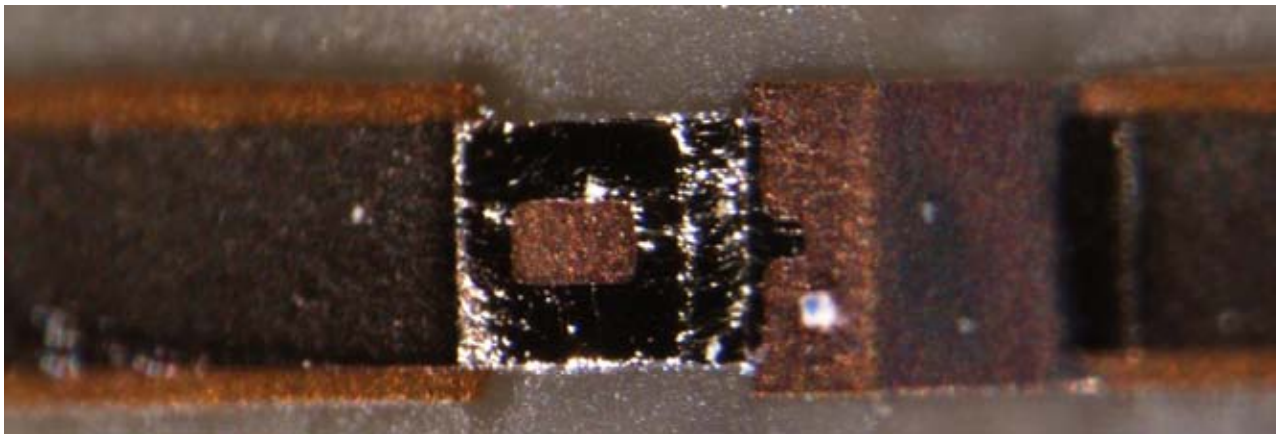
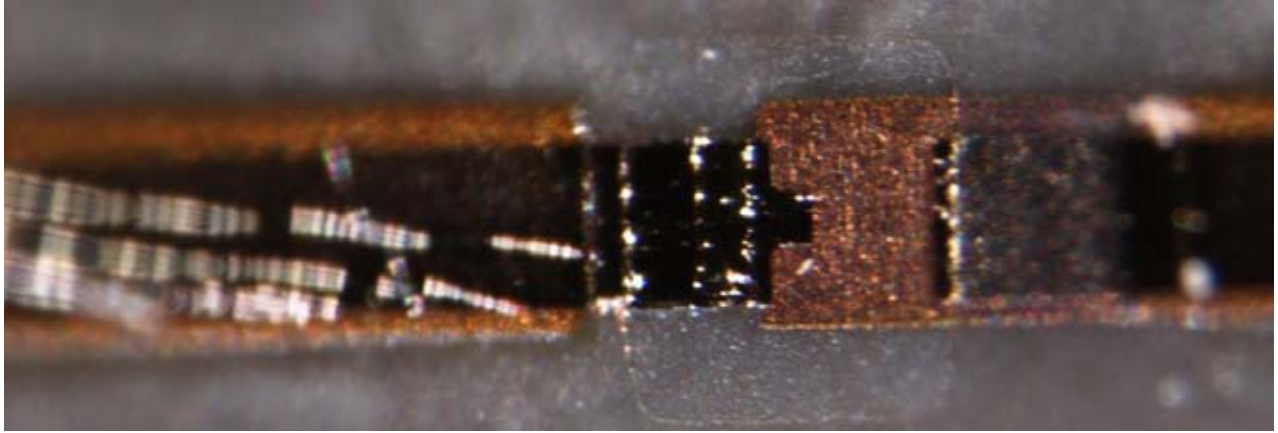


Figura 5.12. Fotografía del último paso del flujo de proceso.

5.4 Fabricación del desplazador de fase con el interruptor monolíticamente integrado

Como se comentó en el capítulo cuatro de para el diseño del desplazador con el interruptor RF MEMS, se eligió la versión 2 que se diseñó, esto porque tenía mejor comportamiento mecánico electroestático, y algunas mejores características electrodinámicas con respecto a la primera versión del interruptor RF MEMS. El presente subtema pretende dar a conocer la evidencia de la fabricación del desplazador de fase con el interruptor monolíticamente integrado. Con base al proceso flexible de circuito e fabricó el desplazador de fase siguiendo el flujo de proceso que se muestra en la figura 5.13. La máscara que se utilizó para el primer paso del flujo del proceso se muestra en la figura 5.14.

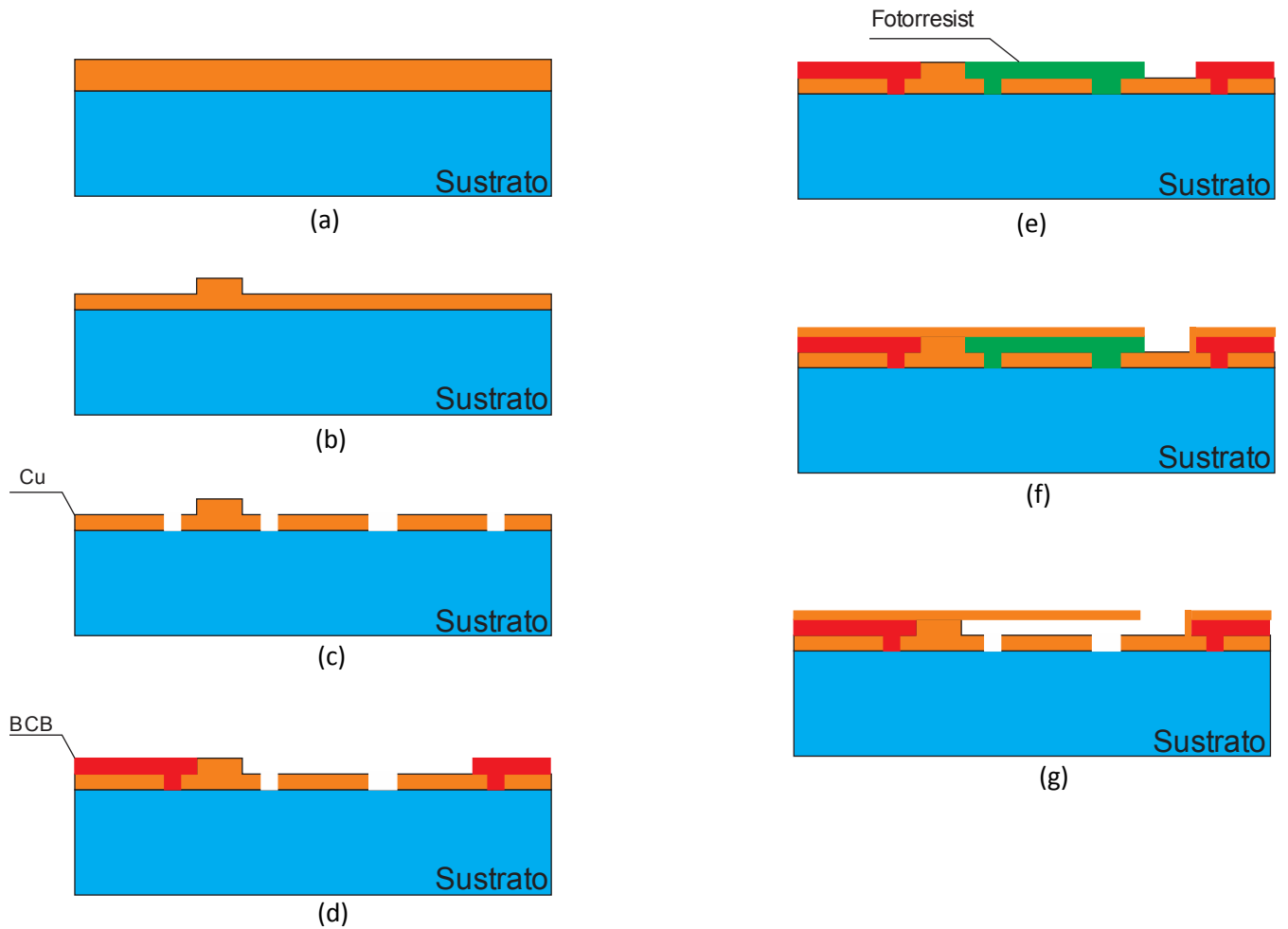


Figura 5.13. Flujo de proceso del desplazador de fase con el interruptor monolíticamente integrado. (a) Definición del área de trabajo. (b) Ataque para poste de anclaje para el interruptor. (c)Ataque para definir anillo y stubs radiales del desplazador de fase. (d) Deposito de BCB y ataque de BCB. (e) Deposito de fotorresist como material de sacrificio. (f) Deposito de Cobre y ataque de cobre para definir cantiléver. (g) Liberación del material de sacrificio.

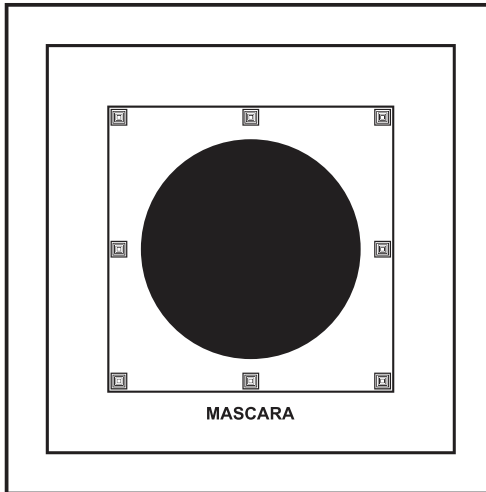


Figura 5.14. Máscara 1 para el primer paso del flujo de trabajo que es la definición del área de trabajo.

Como se puede observar el círculo que se muestra en la máscara de la figura 5.14 tiene la dimensión del Radio R , que se ve en la figura 4.2 del capítulo anterior. La figura 5.14 muestra la máscara para el paso 2 del flujo de proceso el cual se realiza los postes para el anclaje de los interruptores RF MEMS.

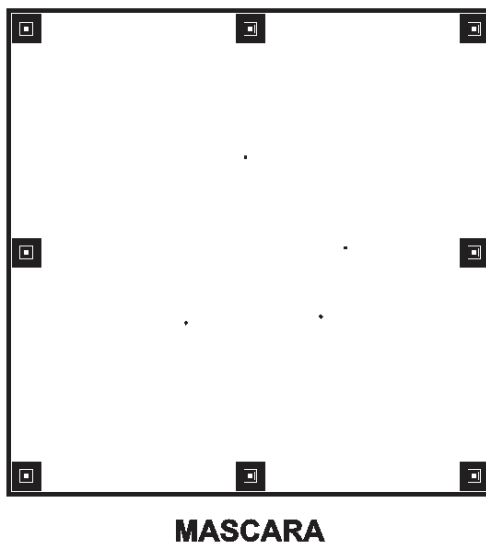
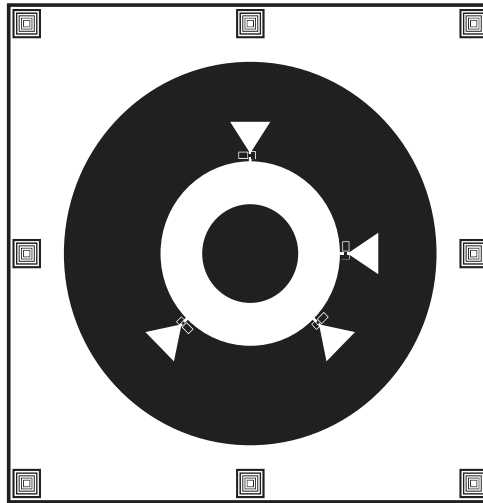


Figura 5.15. Máscara 2 para el segundo paso del flujo de proceso que es la formación de los postes para el anclaje de los interruptores RF MEMS

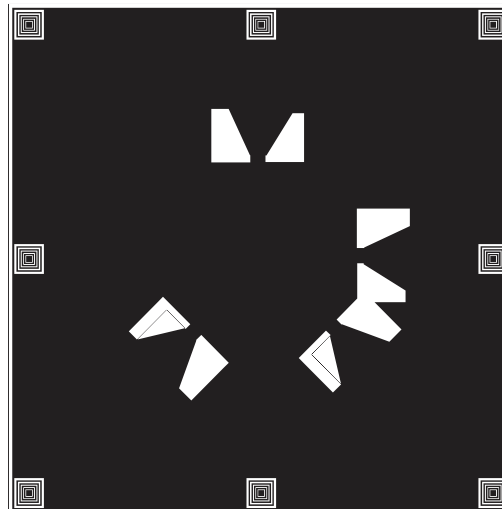
La figura 5.16 muestra la máscara que se utiliza para el paso número 3 del flujo de proceso donde se forma el anillo con los stubs radiales del desplazador de fase.



MASCARA

Figura 5.16. Máscara 3 para el tercer paso del flujo de proceso que es la formación del anillo con los stubs radiales.

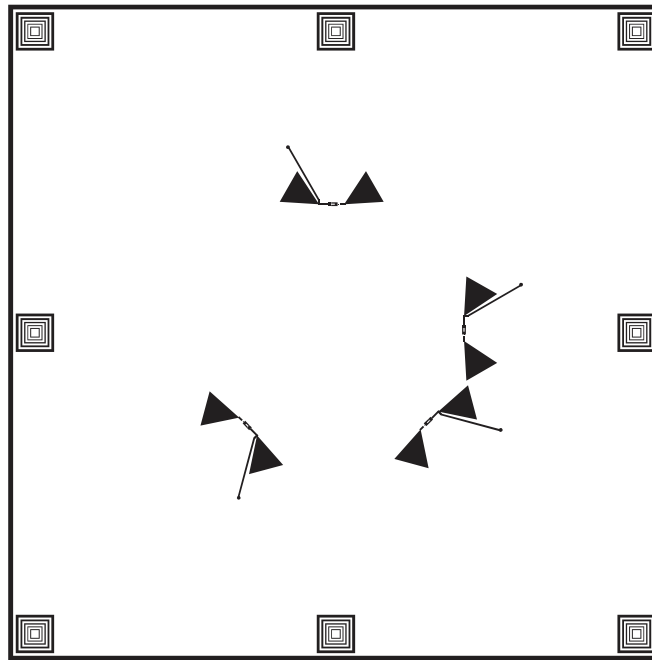
La figura 5.17 muestra la máscara que se utiliza en el paso 4 del flujo de proceso el cual es el depósito de BCB para así formar las isletas que evitaran una falla de circuito corto en DC además de ser el soporte de los filtros descritos en el capítulo cuatro.



MASCARA

Figura 5.17. Máscara 4 para el cuarto paso: formación de isletas de BCB.

La figura 5.18 muestra la máscara que se utiliza para el penúltimo paso del flujo de proceso que es la formación de los filtros de polarización así como las membranas cantiléver de los interruptores RF MEMS.



MASCARA

Figura 5.18. Máscara 5 para el penúltimo paso: formación de polarización y membranas cantiléver del interruptor RF MEMS.

La figura 5.19 muestra algunas fotografías del desplazador de fase con el interruptor monolíticamente integrado, como se puede observar en la fotografía donde se ve a más detalles los interruptores RF MEMS, se puede notar una gran desalineación esto es ya que los acetatos que fungen como máscaras, al momento de ser impresos sufren de estiramientos a nivel microscópico, sin embargo para nuestro fin es grave ya que no se pueden alinear de forma correcta las máscaras con las obleas que tienen el grabado anterior en cada paso del flujo de proceso.

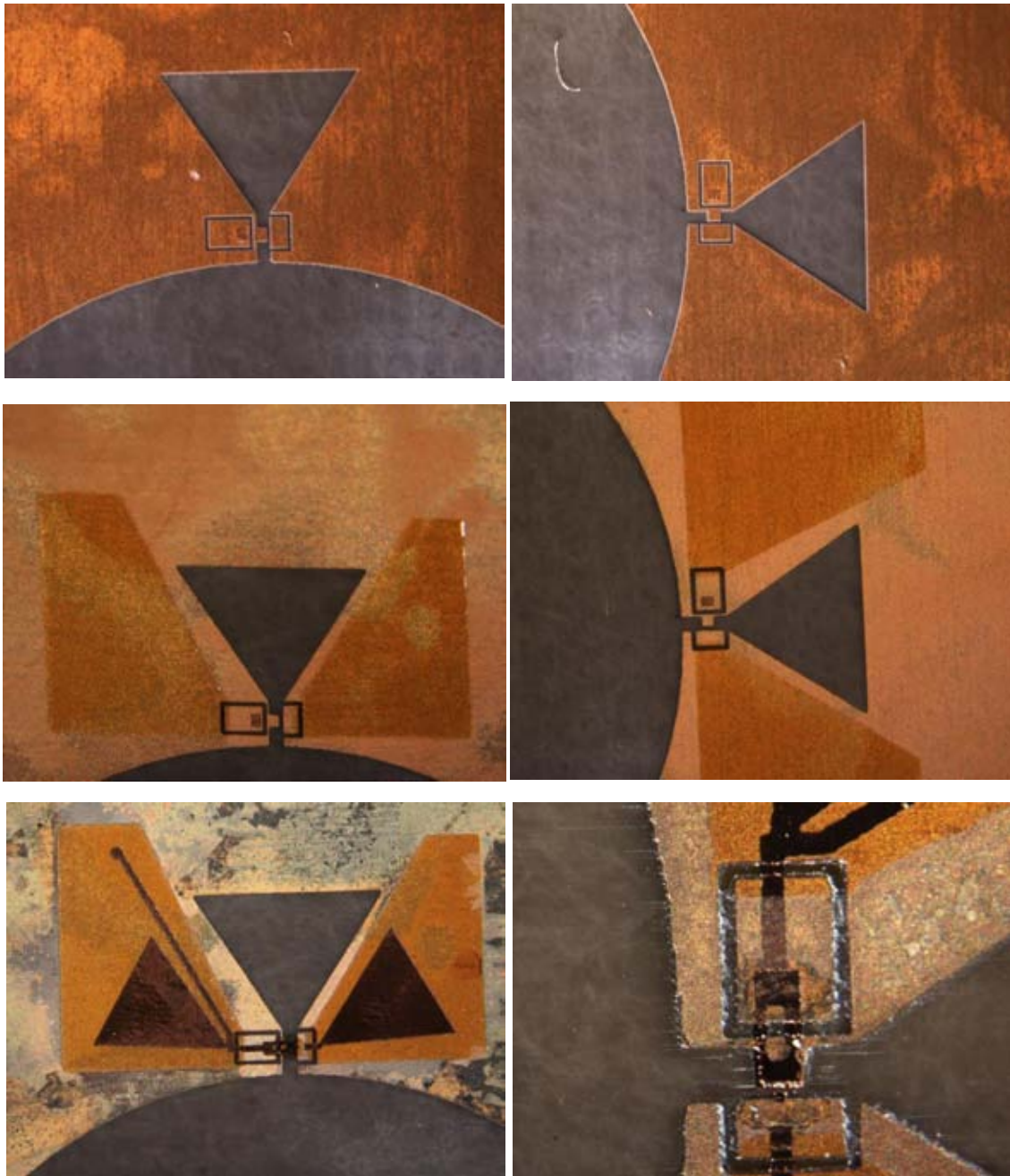


Figura 5.19. Fotografías de la fabricación del desplazador de fase con el interruptor RF MEMS monolíticamente integrado.

5.5 Fabricación del desplazador de fase con el interruptor con el interruptor RF MEMS insertado

Para la fabricación de este desplazador de fase se utilizó el flujo de proceso que se muestra en la figura 5.20.

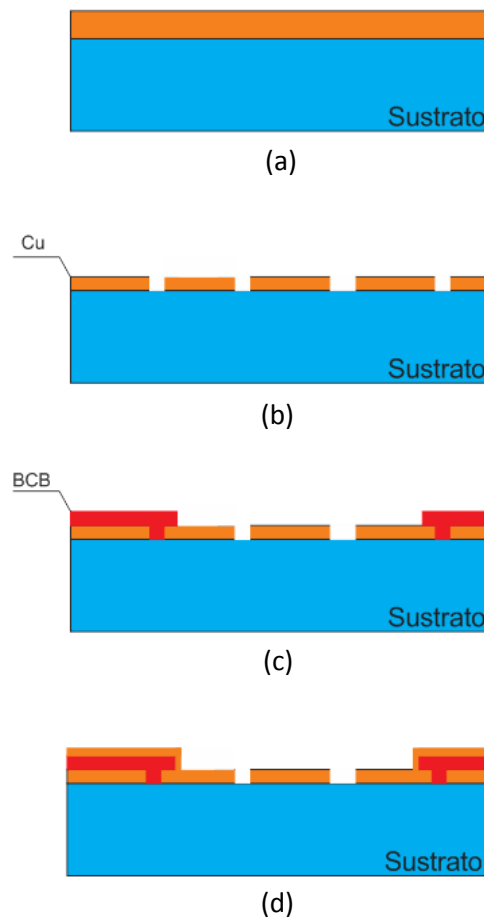
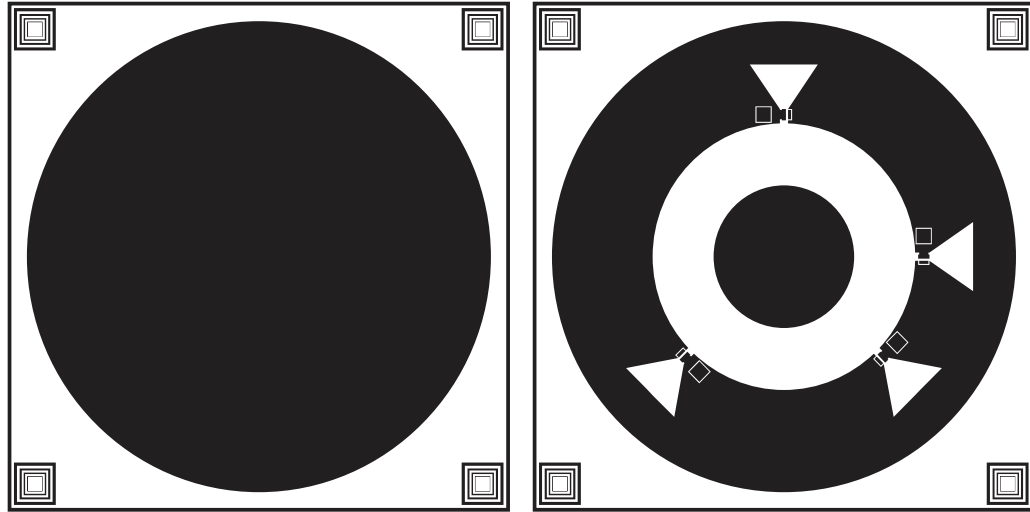


Figura 5.20. Flujo de proceso del desplazador de fase con el interruptor insertado. (a) Definición del área de trabajo. (b) Ataque para definir anillo y stubs radiales del desplazador de fase. (c) Deposito de BCB y ataque de BCB. (d) Deposito de Cobre y ataque de cobre para filtros de polarización.

Las máscaras que se utilizaron para fabricar el desplazador de fase se muestran en la figura 5.21.

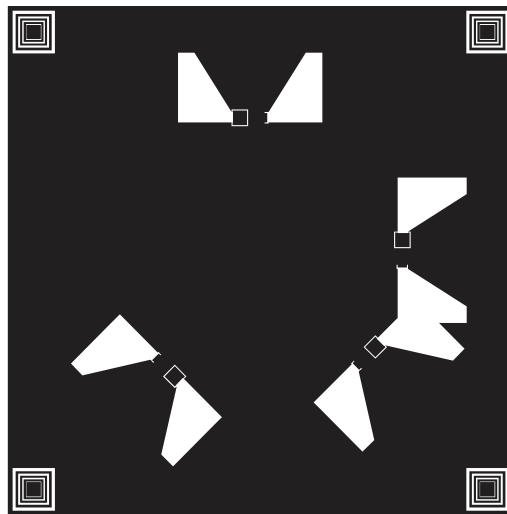


Mascara

(a)

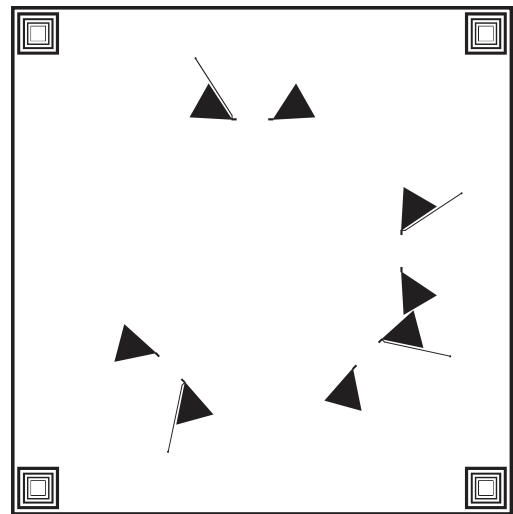
Mascara

(b)



Mascara

(c)



Mascara

(d)

Figura 5.21. Máscaras para fabricar el desplazador de fase con el interruptor insertado. (a) Definición del área de trabajo. (b) Ataque para definir anillo y stubs radiales del desplazador de fase. (c) Deposito de BCB y ataque de BCB. (d) Deposito de Cobre y ataque de cobre para filtros de polarización.

Por último la figura 5.22 muestra fotografías de la fabricación del desplazador de fase.

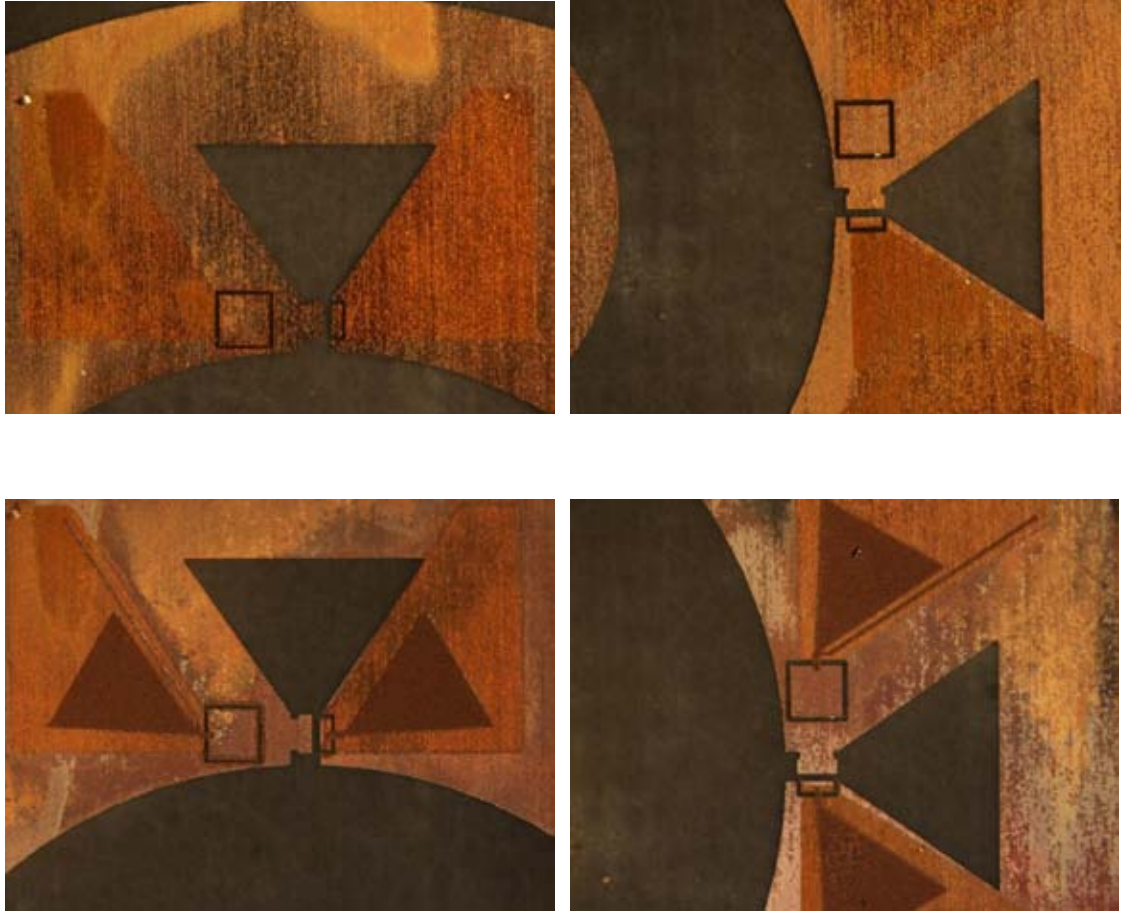


Figura 5.22. Fotografías de la fabricación del desplazador de fase con el interruptor RF MEMS insertado.

5.6 Resultados

Para este punto se debe mencionar que las únicas pruebas por razones de tiempo que se alcanzaron a realizar son las electromecánicas a los interruptores RF MEMS, encontrando su voltaje de actuación. Cabe señalar que de todos los interruptores fabricados en las tres obleas aproximadamente el 70% de ellos se obtuvo el voltaje de actuación, los restantes no se pudieron actuar gracias a que tuvieron defectos de fabricación, como es la desalineación.

Para la versión 1 del interruptor monolíticamente integrado se obtuvo un voltaje de actuación entre los 28 – 50 [V].

Para la versión 2 del interruptor monolíticamente integrado se obtuvo un voltaje de actuación entre los 15 – 20 [V].

5.7 Conclusiones

Con base a lo descrito en el presente capítulo se puede concluir lo siguiente:

- Se fabricaron dos versiones de interruptores RF MEMS monolíticamente integrados obteniendo los siguientes voltajes de actuación

Versión de Interruptor	Voltaje de actuación teórico	Voltaje de actuación simulado	Voltaje de actuación experimental
Versión 1	21.38 V	21 V	(28 – 50) V
Versión 2	8.34 V	8 V	(15 – 20) V

- Se fabricaron dos versiones de desplazadores de fase, una de ellas con el interruptor monolíticamente integrado el cual no pudo ser probado por errores de fabricación, siendo el más importante el error por desalineación.
- La versión del desplazador de fase donde se inserta el interruptor RF MEMS, no se concluyó en su totalidad, dado que los aditamentos necesarios para soldar el interruptor en las bases del desplazador de fase no llegaron a tiempo.

Referencias del capítulo 5

- [1] Romero Arroche Oscar y López Morales Rogelio, Análisis, “Diseño de Interruptores MEMS para Aplicaciones en Alta Frecuencia”, Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería UNAM, México, 2005.
- [2] Mendoza Rosales Domingo, “Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso”, Tesis de Maestría, Facultad de Ingeniería UNAM, México, 2007.
- [3] V. K., Varadan, K. J., Vinoy y K. A. Jose, E. Kreyszig. “RF MEMS and their applications”, 1ª edición, John Wiley & Sonss, Inglaterra, 2003.
- [4] Mendoza Rosales Domingo, “Desarrollo de interruptores MEMS para la banda de súper alta frecuencia con aplicaciones en desplazadores de fase”, Tesis de Doctorado, Facultad de Ingeniería UNAM, México, 2013.
- [5] www.rogerscorporation.com
- [6] www.dow.com
- [7] www.azresist.com

Conclusiones generales.

El presente trabajo se presenta el análisis y diseño de un desplazador de fase MEMS para la banda de súper alta frecuencia, utilizando procesos de fabricación micro-litográficos y otros procesos para micro-fabricación utilizando sustratos flexibles”. La versión presentada del desplazador de fase fue el resultado de revisar diferentes topologías de desplazadores de fase, así como diferentes principios de operación para conseguir el corrimiento de fase que se desea, eligiendo así, el principio de cambio de fase de Fox para lograr dicho objetivo.

Una parte importante fue el considerar como elementos de conmutación dentro del desplazador de fase, interruptores RF MEMS, esto por algunas ventajas que pueden tener estos respecto a los conmutadores a base de silicio como son los diodos p-i-n. Con lo anterior se consiguió diseñar dos versiones de desplazadores de fase, uno de ellos, con interruptores RF MEMS monolíticamente integrados y una segunda versión con un interruptor RF MEMS el cual será posteriormente insertado dentro del desplazador de fase.

Para lograr el objetivo planteado al principio de esta tesis, se realizaron análisis y simulaciones electromecánicas y electrodinámicas para así conseguir los resultados que a continuación se presentan:

Para los interruptores RF MEMS:

- Se analizaron y se diseñaron 3 versiones de interruptores RF MEMS, siendo dos versiones monolíticamente integradas y una tercera versión de un interruptor RF MEMS el cual se insertaría al desplazador de fase, soldándolo con una soldadura especial a este.
- Los voltajes de actuación teóricos son de 21.38 [V], 8.44 [V] y 60 [V], para la versión 1, 2 y 3 respectivamente.
- Los voltajes de actuación simulados son de 21 [V], 8 [V] y 50.6 [V], para la versión 1, 2 y 3 respectivamente.
- Se fabricaron las tres versiones de los interruptores RF MEMS, pero solamente la versión 1 y 2 se les pudieron obtener el voltaje de actuación siendo alrededor de 28 a 50 [V] para la versión 1 y de 15 a 20 [V] para la versión 2.
- Se obtuvieron los circuitos eléctricos equivalentes todas las versiones de los interruptores RF MEMS.

- Se obtuvo el factor de calidad de conmutación en la banda de 8 – 12 GHz usando software especializado obteniendo los siguientes resultados:

Versión 1: 55000 - 8800
 Versión 2: 70000 - 11300
 Versión 3: 950000 - 263000

- Se obtuvo el aislamiento en la banda de 8 – 12 GHz de las tres versiones de interruptores RF MEMS dando como resultado:

Versión 1: (-25, -22) dB
 Versión 2: (-22, -18.5) dB
 Versión 3: (-20, -16.5) dB

- Se obtuvieron las pérdidas de inserción en la banda de 8 – 12 GHz de las tres versiones de interruptores RF MEMS donde obtuvimos los siguientes resultados:

Versión 1: (-0.2, -0.5) dB
 Versión 2: (-0.18, -0.4) dB
 Versión 3: (-0.001, -0.0022) dB

- Por los anteriores resultados se eligió usar la versión 2 sobre la versión 1 de los interruptores RF MEMS para que se integrara monolíticamente al desplazador de fase, esto ya que presenta un mejor comportamiento electromecánico así como un buen comportamiento electrodinámico.

Para el desplazador de fase se obtuvieron los siguientes resultados electrodinámicos simulados en la banda de frecuencia de 8 – 10 GHz:

- Se diseñaron dos versiones de desplazadores de fase, siendo la versión 1 con el interruptor monolíticamente integrado y la versión 2 con el interruptor insertado mediante el uso de soldadura al desplazador de fase.
- Los desplazadores trabajan con el principio espirafase y cambio de fase de Fox.
- Los desplazadores de fase son del tipo reflectivo de 2 bits con lo que se consiguen cuatro diferentes corrimientos de fase
- Se modificaron las dimensiones de los stubs radiales para conseguir un ancho de banda mayor a 1 GHz.
- Las frecuencias de operación de los desplazadores de fase son las siguientes:

Versión 1: 10.775 GHz
 Versión 2: 10.84 GHz

- El ancho de banda se obtuvo considerando la banda donde se encontraban las pérdidas de inserción menores a -0.5 dB, obteniendo así un ancho de banda de:

Versión 1: aproximadamente de 1 GHz

Versión 2: aproximadamente de 3 GHz

- Se fabricaron las dos versiones de desplazadores de fase; a estas no se les pudieron hacer las pruebas correspondientes ya que para la versión 1, se tuvieron grandes errores de alineación y la liberación de la capa sacrificial del interruptor RF MEMS monolíticamente integrado no fue la óptima; mientras que para la segunda versión del desplazador de fase, no se pudo soldar el interruptor RF MEMS, ya que no se contó con los insumos necesarios para hacerlo.