



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN
INGENIERÍA**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DISEÑO DE UN CONMUTADOR MEMS PARA
DESPLAZADOR DE FASE DE LA BANDA DE SUPER
ALTA FRECUENCIA**

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

INGENIERÍA ELÉCTRICA-TELECOMUNICACIONES

PRESENTA:

JOSÉ ANTONIO GONZÁLEZ RAMÍREZ

TUTOR:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

2010





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. Jorge Rodríguez Cuevas

Secretario: Dr. Javier Castellanos Gómez

Vocal: Dr. Oleksandr Martynyuk

1er. Suplente: Dra. Fatima Moumtadi

2do. Suplente: Dr. José Ismael Martínez López

Ciudad Universitaria, México, D.F.

TUTOR DE TESIS

Dr. OLEKSANDR MARTYNYUK

FIRMA

DEDICATORIAS

A mis padres Alfredo y María del Carmen:

Por su gran ejemplo, su esfuerzo incansable, su amor infinito y su confianza en mí. Sin su apoyo yo no hubiera logrado llegar hasta aquí.

A mi hermano Gustavo:

Por compartir conmigo la vida y el camino del conocimiento. Siempre juntos hasta alcanzar la libertad.

A mi hermana María del Carmen:

Por su alegría y su cariño. Eres la esperanza y la razón para cambiar al mundo.

A mis abuelos Antonio, Inés, Carmen y J. Guadalupe:

Por su cariño y sabios consejos que me han formado como persona.

A Lulú:

Por todo lo vivido y su apoyo siempre incondicional.

GRATITUDES

A Dios por darme vida y la oportunidad de llegar a este momento.

A mi alma mater la Universidad Nacional Autónoma de México, por abrirme sus puertas y darme la oportunidad de estudiar en sus aulas.

Al Dr. Oleksandr Martynyuk por su gran apoyo, enseñanzas, dirección y valiosos consejos que hicieron posible la realización de este trabajo. Gracias por su dedicación y paciencia, fue un honor haber trabajado con usted.

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas y Dr. J. Ismael Martínez López por el tiempo dedicado a la revisión de este trabajo y por sus consejos que ayudaron a mejorarlo.

A la Coordinación de Estudios de Posgrado de la UNAM por el apoyo económico brindado durante la realización de mis estudios y al proyecto PAPIIT IN103709 por el apoyo para la realización de este trabajo de Tesis.

A todos los profesores de la Facultad de Ingeniería por su ardua labor y el gran esfuerzo invertido en mi formación.

ÍNDICE GENERAL

Resumen	1
Objetivos	3
Introducción	4
Capítulo 1. Estado del Arte de los Desplazadores de Fase con MEMS	6
1.1 Desplazadores de fase	6
1.1.1 Tipos de Desplazadores de fase	9
1.1.2 Desplazadores de fase desarrollados utilizando MEMS	12
1.1.2.1 Interruptor DPDT (12 GHz)	12
1.1.2.2 Desplazadores de Fase para banda K (18-27GHz)	13
1.1.2.3 Desplazadores de Fase (24 y 77GHz)	15
1.2 Conmutadores MEMS	15
1.2.1 Procesos de fabricación para conmutadores MEMS	16
1.2.1.1 CVD (Deposito químico en fase vapor)	17
1.2.1.2 Electrodeposición	18
1.2.1.3 PVD (Deposito físico en fase vapor)	19
1.2.1.4 Moldeado (Casting)	20
1.2.1.5 Procesos de atacado (Etching)	21
1.2.1.6 Fotolitografía	23
1.3 Conclusiones	27
Bibliografía	28
Capítulo 2. Diseño del Conmutador MEMS	30
2.1 Diseño del conmutador MEMS	30
2.1.1 Proceso de fabricación	32
2.1.1.1 Descripción del proceso a utilizar	32
2.1.1.2 Paso 1: Fabricación de ranura de conexión al stub e islas de aislamiento	34
2.1.1.3 Paso 2: Fabricación de desniveles	35
2.1.1.4 Paso 3: Fabricación de los electrodos de actuación	36
2.1.1.5 Paso 4: Fabricación de la capa de sacrificio de viga	38
2.1.1.6 Paso 5: Fabricación de la viga de actuación	39

2.2 Resultado Final	40
2.3 Simulación del diseño obtenido	45
2.3.1 Características Electromecánicas	45
2.3.2 Resultados de Simulación en Coventor Ware 2008	47
2.4 Conclusiones	53
Bibliografía	54
 Capitulo 3. Circuito Equivalente del Conmutador MEMS	 55
3.1 Características Electrodinámicas	56
3.1.1 Resultados de Simulación	56
3.1.1.1 Ranura	57
3.1.1.2 Salientes	59
3.1.1.3 Viga	60
3.1.1.4 Pérdidas de inserción	65
3.2 Conclusiones	69
Bibliografía	69
 Capitulo 4. Desplazador de fase con Conmutadores MEMS	 70
4.1 Principio de Operación del Desplazador	70
4.2 Diseño del Desplazador de Fase	73
4.2.1 Desplazador de Fase con un stub	75
4.2.2 Desplazador de Fase de 1 bit	78
4.2.3 Desplazador de Fase de 2 bit	88
4.3 Conclusiones	96
Bibliografía	97
 5. Conclusiones Generales	 98

RESUMEN

El trabajo de investigación en que se basa la redacción de esta tesis tiene el objetivo de diseñar un desplazador de fase reflectivo, basado en el diafragma de control colocado dentro de una guía de onda de tipo circular reportado por los investigadores Oleksandr E. Martynyuk, Andrea G. Martínez López y J. Ismael Martínez López en el artículo “2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits”. El objetivo del diseño realizado es sustituir los diodos p-i-n por conmutadores MEMS en la ranura que conecta el anillo con el stub en dicho diafragma de control.

En el capítulo 1 se describe la función que realiza un desplazador de fase y las diferentes tecnologías que se han desarrollado para su fabricación, en especial la utilización de conmutadores MEMS. Se presentan los resultados obtenidos con algunos desplazadores de fase desarrollados utilizando MEMS y se describen los procesos utilizados hasta este momento para la fabricación para conmutadores MEMS.

En el capítulo 2 se presenta el diseño del conmutador MEMS propuesto 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 la realización tanto del desplazador como del elemento conmutador que permite el acoplamiento del stub. Se muestran las especificaciones de diseño, el proceso de fabricación seleccionado y las características electromecánicas del diseño, obtenidas mediante simulaciones realizadas en CoventorWare 2008.

En el capítulo 3 se realiza la simulación del conmutador diseñado para obtener su circuito equivalente. Se utiliza un software capaz de realizar simulaciones del comportamiento electromagnético del sistema, en especial para señales dentro de la banda de Súper Alta Frecuencia [3-30GHz]. La razón por lo que es necesario un circuito equivalente del conmutador diseñado es para introducirlo a la simulación del desplazador de fase en vez de construir cada conmutador con dimensiones reales. Pues el mallado necesario para observar los nodos del conmutador es demasiado fino respecto al necesario para el desplazador de fase completo; lo que incrementa el tiempo de simulación y la capacidad del software queda desbordada.

En el capítulo 4 se utiliza el circuito equivalente del conmutador para realizar la simulación del desplazador de fase. Los materiales utilizados y la geometría de la cual partimos son los reportados en el artículo mencionado anteriormente. La geometría del diafragma de control se ajusto a las

dimensiones del conmutador MEMS diseñado y las dimensiones del stub se modificaron para sintonizar la frecuencia de resonancia del nuevo desplazador. Se ajustó la distancia de la placa metálica que complementa al diafragma de control para formar el desplazador de fase, tal que la magnitud de la onda no controlada sea despreciable.

Finalmente se presentan las conclusiones de este trabajo, comparando los resultados de las simulaciones con los reportados en el artículo antes mencionado.

OBJETIVOS

Objetivo General

- Diseñar un conmutador MEMS que pueda ser integrado al proceso de fabricación de un desplazador de fase para la banda de súper alta frecuencia (SHF) basado en el principio de cambio de fase de Fox.

Objetivos Específicos

- Definir las características necesarias del desplazador de fase y comparar las tecnologías de fabricación existentes. Seleccionar la tecnología de fabricación a utilizar.
- Diseñar un Conmutador MEMS que pueda sustituir a los diodos p-i-n en el desplazador de fase propuesto. Ajustar la geometría y las dimensiones del diseño hasta optimizar sus características electromecánicas.
- Obtener el circuito equivalente del conmutador MEMS diseñado para hacer posible la simulación del desplazador de fase propuesto.
- Diseñar un desplazador de fase de tipo reflectivo que realice el cambio de fase mediante la simulación del movimiento mecánico del diafragma de control, basado en el principio de Fox.
- Optimizar las dimensiones del desplazador de fase y la distancia entre el diafragma de control y la pantalla metálica hasta obtener la mejor respuesta posible; minimizando las pérdidas inserción y cancelando la onda no controlada de la señal reflejada.
- Comparar los resultados de las simulaciones realizadas con los reportados en el artículo base de este trabajo de investigación.

INTRODUCCIÓN

La investigación, el diseño y desarrollo de nuevas tecnologías en los sistemas de telecomunicación ha tenido un rápido crecimiento debido a la necesidad de crear sistemas electrónicos cada vez más pequeños, confiables y seguros, tratando de reducir sus costos de fabricación. Es por ello, que ha aumentado el interés en el uso de las bandas de súper alta frecuencia (SHF) y de extremadamente alta frecuencia (EHF).

Uno de los principales sistemas que hoy en día se encuentra en desarrollo en estas bandas son las antenas de arreglo de fase debido a que realizan aplicaciones de rastreo, seguimiento, exploración, detección e identificación de varias fuentes de señal sin la necesidad de mover físicamente la estructura de la antena.

Las antenas de arreglos de fase están formadas generalmente por miles de elementos independientes con el propósito de asegurar la rapidez de exploración del espacio circundante. El principio de operación de la antena requiere de una distribución de fase lineal progresiva entre sus elementos base para dirigir el haz hacia una determinada dirección.

Sin embargo, debido a la gran cantidad de elementos que conforman al arreglo, la principal desventaja que tiene esta tecnología es su elevado costo, lo que limita su utilización casi exclusivamente a sistemas militares. Es por eso que un reto muy importante representa la reducción del costo y las mejoras en la calidad de su desempeño, para así satisfacer las demandas en aplicaciones civiles.

El elemento base de la antena es el desplazador de fase, es por ello que sobre dicho elemento se han centrado los esfuerzos por mejorar sus parámetros. Al tener la posibilidad de desarrollar estos miles de elementos bajo un proceso de tecnología planar sobre un sustrato dieléctrico, se tiene un ahorro considerable en cuanto a tiempos y costo de fabricación, de manera que cada elemento tiene las funciones de radiador y desplazador de fase a la vez. Esta es la característica principal de las antenas de arreglos reflectivos.

Respecto a las tecnologías de fabricación de los arreglos de fase. Hay que considerar que los que se han construido mediante dispositivos de estado sólido, en forma monolítica, presentan altas pérdidas por inserción, y los que se construyen de forma híbrida presentan altos costos de producción.

Desafortunadamente el uso extensivo de las antenas de arreglo de fase se encuentra limitado por la ausencia de desplazadores de fase eficientes y de bajas pérdidas, es por ello que este trabajo de investigación pretende diseñar un desplazador de fase mediante el uso de conmutadores microelectromecánicos para radiofrecuencia (MEMS).

El objetivo de utilizar MEMS es mejorar las características de los desplazadores de fase existentes e incrementar la eficiencia de las antenas de arreglo de fase, debido a que los conmutadores MEMS han demostrado ser mas competitivos, tanto tecnológicamente, pues las perdidas por inserción son menores, como económicamente, pues permiten la fabricación planar lo que reduce los costos de producción.

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 MEMS mejoran satisfactoriamente el desempeño comparados con otros dispositivos utilizados en los desplazadores de fase, como son los diodos PIN y los conmutadores FET.

Finalmente, el uso de los conmutadores MEMS permite mejorar las características del desplazador de fase, debido a sus bajas pérdidas de inserción, alto aislamiento, bajo consumo de potencia y bajo costo de producción.

Capítulo 1

Estado del Arte de los Desplazadores de Fase con MEMS

En este capítulo se describe al desplazador de fase y las diferentes tecnologías que se han desarrollado para su realización, en especial la utilización de conmutadores MEMS. Se presentan los resultados obtenidos con algunos desplazadores de fase desarrollados utilizando MEMS y se describen los procesos de fabricación para conmutadores MEMS utilizados hasta este momento.

1.1 Desplazadores de fase

El desplazador de fase es uno de los elementos esenciales en la operación de un arreglo de fase pues permite ajustar la fase de la señal de interés en el sistema, ya sea en la transmisión (Tx) o en la recepción (Rx) de dicha señal. Se puede modelar al desplazador de fase como una red de dos puertos en la cual existe una diferencia de fase entre las señales de entrada y salida, llamada fase de inserción del dispositivo.

Existen dos tipos básicos de desplazadores de fase, el analógico y el digital. El analógico proporciona un cambio continuo de fase que va de 0 a 360° y es construido con diodos varactores. Mientras que para los digitales es necesario cuantificar los 360° en incrementos discretos, lo que genera retrasos de fase también discretos. Los desplazadores de fase digitales son usualmente contruidos con conmutadores. Son los más utilizados debido a que pueden ser controlados mediante señales digitales como las de los microprocesadores [1].

Los parámetros de diseño críticos en un desplazador de fase son sus pérdidas de inserción, la modulación de magnitud parasita, los tiempos de conmutación, la capacidad de manejo de potencia y la energía requerida para conmutar la fase. Algo importante es su tamaño, su peso y los circuitos de control. Desafortunadamente, ningún desplazador de fase cuenta con las propiedades deseables para todos estos parámetros [2].

Existe otra forma de diferenciar a los desplazadores según el tipo de arreglo en el que estén instalados, ya sean arreglos activos cuando amplifican la intensidad de la señal de interés, o arreglos pasivos cuando no lo hacen [3].

En la Figura 1.1 se aprecia como en el arreglo activo los desplazadores de fase son parte de las etapas de señal pequeña del módulo de transmisión y recepción. Por lo que las pérdidas del desplazador de fase no reducen directamente la potencia de transmisión. Para esto se requiere de alimentación adicional para la amplificación de la señal de interés.

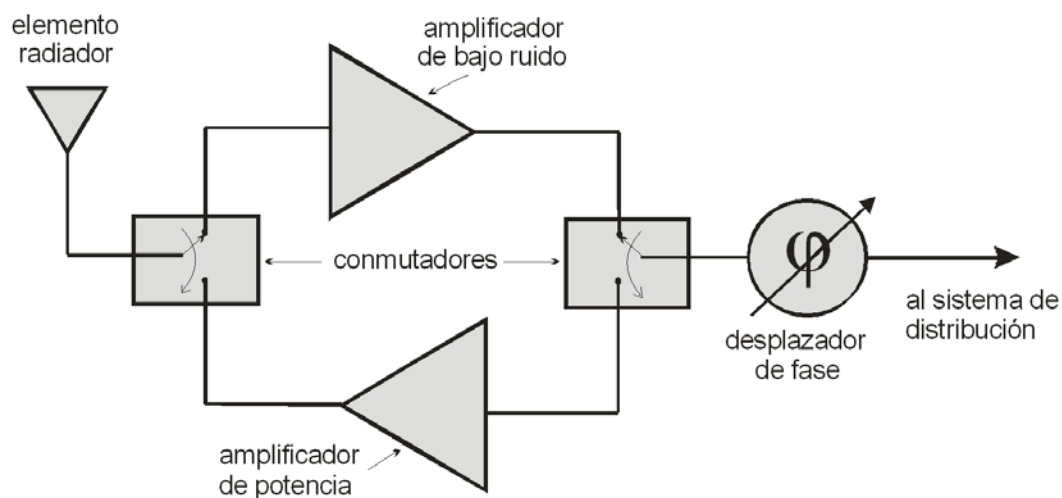


Figura 1.1: Módulo de arreglo de fase activo.

En el arreglo pasivo los desplazadores de fase están conectados directamente a los elementos radiadores, por lo que soportan directamente la potencia de transmisión y las señales de recepción. Esto hace que las pérdidas del desplazador de fase se sumen a las pérdidas de la antena lo cual reduce la eficiencia del sistema.

La meta de diseño en un arreglo activo es minimizar las pérdidas en la red de alimentación e incrementar la sensibilidad y la eficiencia de los desplazadores de fase. En los módulos Tx/Rx de los arreglos activos se pueden compensar las altas pérdidas por medio de amplificación. Sin embargo esto aumenta considerablemente el costo del sistema.

Por otro lado, en un arreglo de fase pasivo la reducción de las pérdidas del desplazador de fase es de alta prioridad en el diseño. Los arreglos de fase pasivos tienden a emplear desplazadores de fase que utilizan el mínimo número de bits para mantener pérdidas pequeñas del orden de 1 a 2 dB [3].

El diseño y las características del desplazador dependen significativamente del tipo de arreglo de fase en el que serán utilizados y representan uno de sus principales costos. Es de nuestro interés utilizar arreglos pasivos del tipo reflectivos (Reflectarray) [4].

Los arreglos reflectivos controlan la radiación electromagnética al cambiar la fase de la onda reflejada a través de la geometría y distribución de sus elementos desplazadores de fase. La operación del arreglo reflectivo es similar a la de un reflector parabólico que forma un frente de fase plano cuando un alimentador es colocado en su foco.

En el caso del arreglo reflectivo es posible formar el frente de fase plano debido a que la distribución de los desplazadores de fase del arreglo permite formar un haz principal en una determinada dirección. Por esta razón también se le conoce como reflector plano [5]. En la Figura 1.2 se muestra la conformación de la onda reflejada y la geometría típica de un arreglo reflectivo.

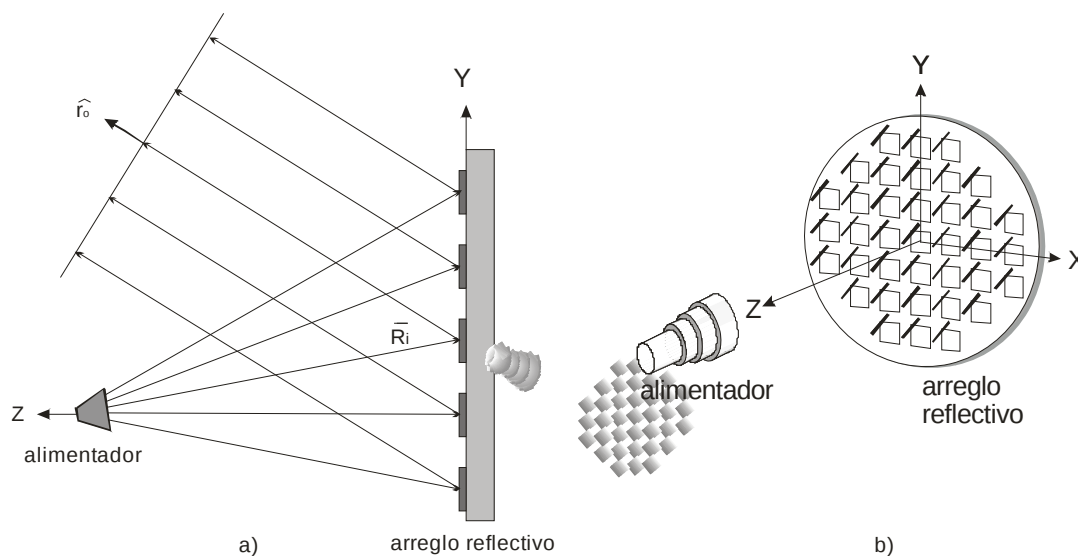


Fig. 1.2: Arreglo de fase reflectivo: a) Formación del frente de fase plano en la onda reflejada y b) geometría típica.

La alimentación espacial elimina la complejidad y las pérdidas en las redes de alimentación. Existe una gran flexibilidad al escoger la geometría de la

alimentación debido a que es posible utilizar la alimentación focal, la alimentación con desplazamiento y nuevos tipos de alimentadores [5].

La geometría plana del arreglo reflectivo permite que la fabricación se realice mediante un proceso de manufactura de tecnología planar, además de facilitar su manejo y montaje, por ejemplo, es más fácil de colocar y desplegar en un satélite.

El haz de la antena puede ser direccionado para cubrir una amplia región. La exploración puede ser llevada a cabo electrónicamente al implantar desplazadores de fase digitales en los elementos del arreglo o mecánicamente al utilizar motores miniatura para mover los elementos [6].

1.1.1 Tipos de Desplazadores de fase

Existen diferentes formas de catalogar a los desplazadores de fase dependiendo de la forma en que realizan el cambio en la fase de la señal. El interés de este trabajo es utilizar los del tipo línea conmutada. A lo largo del desarrollo de los desplazadores de fase se han empleado diferentes elementos para su construcción, como son los basados en ferritas, diodos PIN, conmutadores FET y, recientemente, mediante dispositivos microelectromecánicos de conmutación en radiofrecuencia conocidos como MEMS.

- **Desplazadores de fase de ferrita**

En los desplazadores de ferrita existe interacción entre las ondas electromagnéticas de la señal de interés y el momento angular de los electrones “*spin*” dentro de una ferrita magnetizada. Cuando la magnitud o dirección del campo magnético aplicado se modifica, la permeabilidad de la ferrita cambia también, 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 operar tanto en desplazadores analógicos como digitales [7].

Los desplazadores de ferrita han sido ampliamente utilizados en antenas de arreglos de fase debido a su bajo peso, tamaño pequeño, bajas pérdidas de inserción y a que tienen la capacidad de asegurar su velocidad de conmutación en microsegundos, no obstante su consumo de potencia y la inestabilidad térmica que esto representa los han hecho incompatibles con las nuevas tecnologías [2].

Además su alto costo, alta complejidad y limitaciones en frecuencia los han descartado para varias aplicaciones militares y comerciales como las comunicaciones móviles satelitales [9].

- **Desplazadores de fase de diodo PIN**

El diodo PIN es una unión P-N que tiene un dopado mínimo o una región intrínseca entre la región tipo P y la región tipo N. Al agregar dicha región intrínseca se obtienen varias características adicionales a los diodos.

Los desplazadores de fase con diodos PIN se componen de interruptores electrónicos que realizan la conmutación mediante el cambio en el voltaje de alimentación. La Figura 1.3 muestra la gráfica de voltaje-corriente de un diodo PIN típico.

La región intrínseca controla los estados de encendido y apagado del interruptor, de tal manera que si tenemos un valor de voltaje positivo superior al de umbral, las cargas libres de las regiones P y N fluyen a la región intrínseca por lo que la convierten en un medio conductivo, entonces el diodo se comporta como un corto circuito, permitiendo el paso de cualquier señal. Cuando el voltaje es negativo, pero menor al de ruptura, la región intrínseca se vacía completamente de portadores de carga y el diodo se comporta como un circuito abierto con una reactancia capacitiva grande.

El modelo eléctrico de un diodo PIN para el estado encendido se representa con una resistencia entre 0.2Ω y 5Ω . Mientras que para el estado apagado el modelo es una resistencia alrededor de $20\text{ k}\Omega$ con una capacitancia de 0.01pF a 2 pF [10].

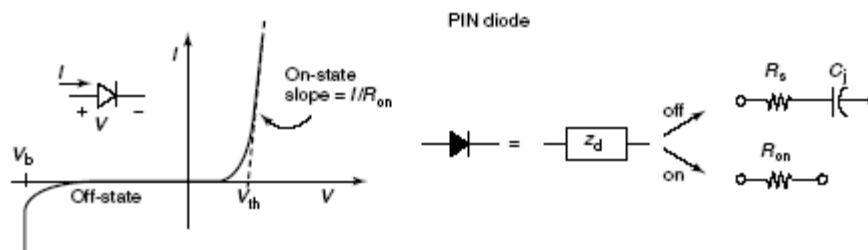


Figura 1.3: Gráfica de V-I de un diodo PIN y sus características en estado off - on.

Los desplazadores de fase con diodos PIN pueden generar el desplazamiento de fase por medio de la conmutación entre dos caminos de diferentes longitudes (l_0 y l_{0+1}), tal como se muestra en la Figura 1.4. La diferencia de fase introducida con el cambio en el camino recorrido por la señal será βl , donde β es la constante de propagación del medio [8].

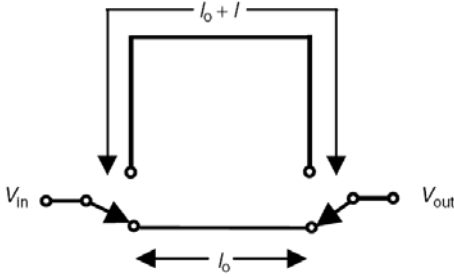


Figura 1.4: Representación gráfica del funcionamiento de un diodo PIN en un desplazador de fase de línea conmutada.

Los desplazadores de diodo PIN son menos costosos que los desplazadores de ferrita, más pequeños y poseen una velocidad de conmutación de cientos de ns, pero representan mayores pérdidas de inserción para altas frecuencias. Consumen cantidades moderadas de potencia, alrededor de 3 a 10 mW por diodo [3].

- **Desplazadores de fase de transistor de efecto de campo FET**

El transistor de efecto de campo “FET” es usado como conmutador de dos terminales (fuente y drenaje) controlado por su voltaje en la compuerta. Con un voltaje negativo mayor al de “*pinch off*” el conmutador FET presenta alta impedancia, es decir se encuentra apagado, y con un voltaje nulo presenta baja impedancia, es decir se encuentra encendido.

El conmutador FET tiene ventajas importantes en comparación con los diodos PIN. Los desplazadores de fase con base en los FET presentan velocidades de conmutación muy altas (del orden de ns), su consumo de potencia es muy bajo y son compatibles con dispositivos de integración monolítica, lo que reduce el costo de ensamble de los arreglos de fase. Además puede ser utilizado como un conmutador y amplificador a la vez.

La naturaleza del diodo PIN solo permite que sea usado en desplazadores de fase digitales, mientras que el FET puede utilizarse en desplazadores de fase tanto analógicos como digitales [10].

Sin embargo su aplicación es limitada debido a sus altas pérdidas de inserción en altas frecuencias (4-6 dB para 12-18GHz y 8-9 dB para 35GHz) para diseños de 4 bits y a su pobre capacidad de manejo de potencia [3].

Debido a que los desplazadores de fase de ferrita, diodos PIN y FET son muy costosos (el costo de un elemento no es tan elevado pero hay que considerar que el arreglo de fase está constituido por cientos y quizás miles de elementos) y tienen pérdidas significativas a muy altas frecuencias, existe la necesidad de encontrar componentes que tengan los parámetros adecuados para un mejor

desempeño con un costo efectivo: pérdidas de inserción bajas, velocidades de conmutación altas, tamaño pequeño, bajo peso y fácil integración con otras tecnologías.

- **Desplazadores de fase MEMS para RF**

La mayoría de los desplazadores de fase basados en MEMS se desarrollan a partir de los diseños estándar de desplazadores de fase de bajas pérdidas que se han venido realizando desde 1960, para sistemas de radar y telecomunicación; solo que el interruptor de estado sólido es reemplazado por un interruptor MEMS.

La tecnología MEMS, es relativamente reciente y está en desarrollo constante, sin embargo se ha observado que puede ser una buena opción para el desarrollo de nuevos desplazadores de fase. En los últimos años se han empleado desplazadores de fase con esta tecnología, los cuales muestran pérdidas de inserción considerablemente bajas (menores a 2dB) para desplazadores en el rango de 8 a 120 GHz [11,12,13].

1.1.2 Desplazadores de fase desarrollados utilizando MEMS

A pesar de que la tecnología de los dispositivos MEMS es todavía incipiente, se han hecho esfuerzos considerables para implementarlos en diversos tipos de desplazadores de fase. En general no son óptimos en cuestión de la minimización de espacio. Esto debido a que los desplazadores basados en conmutadores MEMS nunca serán tan pequeños como los diseñados bajo la tecnología MMIC (Micro Monolithic Integrated Circuits), pues los MEMS son mucho más grandes que los FET o los diodos PIN construidos bajo esta tecnología [12].

A continuación se presentan algunos de los resultados obtenidos en este rubro para la banda de super alta frecuencia (3–30 GHz).

1.1.2.1 Interruptor DPDT (12 GHz)

En las Universidades de Tokyo y Kyoto en Japon has desarrollado un novedoso interruptor MEMS DPDT (dos polos dos tiros) para un desplazador de fase de 12 GHz [14]. Su diseño permite minimizar la interferencia entre la guía de onda y actuador electroestático mediante la utilización de SOI (Silicon on insulator), como se muestra en la Figura 1.5 b) la cual es una tecnología de fabricación microelectrónica en la que se sustituye el sustrato tradicional de fabricación de

obleas de silicio monocristalino, por un conjunto de capas de semiconductor-aislante-semiconductor.

Este diseño utiliza 4V de alimentación, presentó un retraso de $12\mu\text{s}$, pérdidas de inserción de 3dB, pérdidas por retorno de 12dB y un aislamiento de 30 dB a 12 GHz. En la Figura 1.5 b) y d) se observa la conmutación de la señal eléctrica que corresponde al estado de encendido y apagado respectivamente.

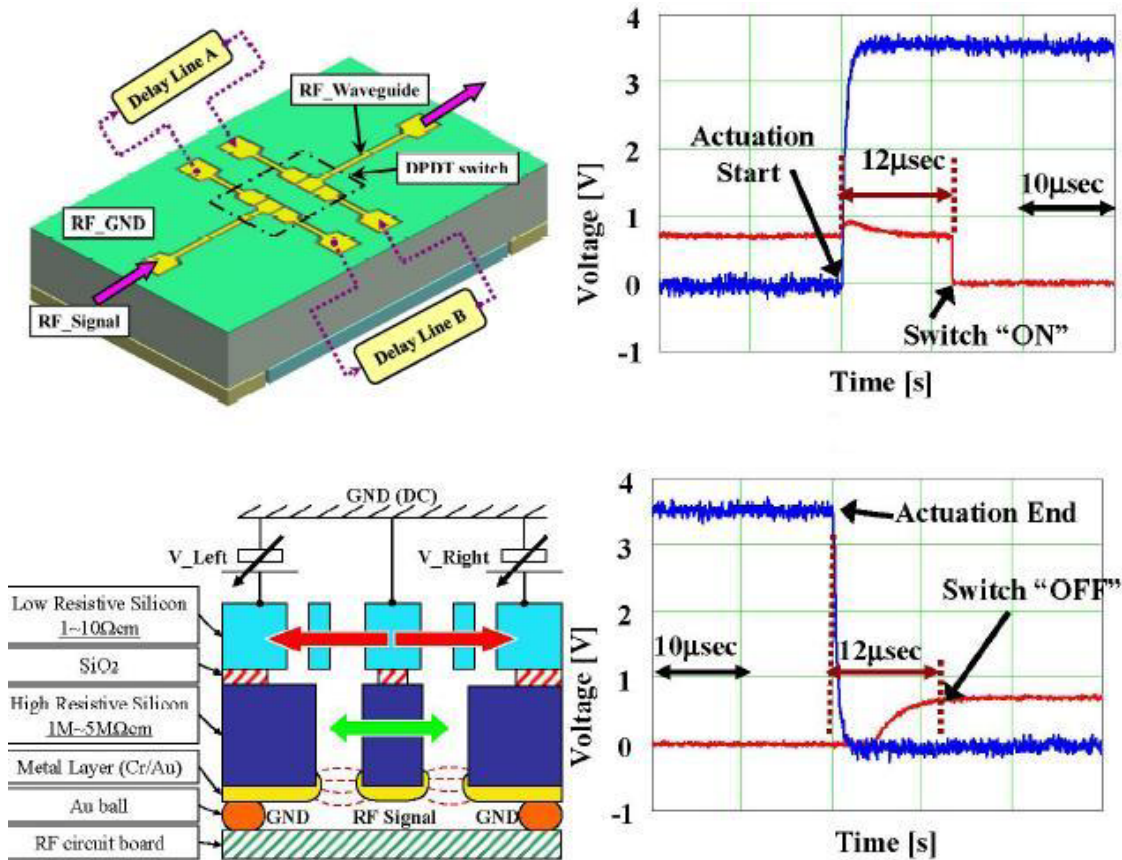


Figura 1.5: Interruptor DPDT [14] a) Interruptor y guía de onda b) Respuesta interruptor encendido c) Técnica SOI y d) Respuesta interruptor apagado.

1.1.2.2 Desplazadores de Fase para banda K (18-27GHz)

En la Universidad de Perugia, Italia, reportan el diseño, fabricación y experimentación de tres desplazadores de fase de 5-bits para la banda K basados en arquitecturas de líneas conmutada y líneas con cargas [15]. Utilizando diferentes tipos de conmutador MEMS (vigas y puentes) y de conexiones de señal de RF (SP2T “un polo dos tiros” y SP4T “un polo 4 tiros”). Todos los dispositivos fueron fabricados mediante integración monolítica sobre sustrato de silicio de alta resistividad con $200\mu\text{m}$ de espesor mediante el proceso FBK MEMS.

El objetivo de estas pruebas es determinar la mejor configuración que se aplicará en antenas orientables electrónicamente en Terminales COTM (Comunicación en movimiento).

En la Figura 1.6 se muestran los tres dispositivos. El primero llamado PS1 (a), cuenta con conmutadores MEMS tipo puente y esta conectado a la señal de RF mediante un SP2T. El segundo llamado PS2 (b), cuenta con conmutadores MEMS tipo viga y esta conectado a la señal de RF mediante un SP2T. Mientras que el tercero llamado PS3 (c), cuenta con conmutadores MEMS tipo puente y esta conectado a la señal de RF mediante un SP4T.

Los dispositivos en su totalidad mostraron un excelente desempeño en la banda de interés de 20.2-21.2 GHz. Las pérdidas de retorno fueron de 15dB para todos los dispositivos. La pérdida de inserción fue de 3.5dB para PS1, de 2.2 dB para PS2 y de 2.1dB para PS3. La variación en la pérdida de inserción en los diferentes estados es muy pequeño para los diseños de PS1 y PS2, mientras que es alrededor de 1 dB para PS3. Esto indica que las pérdidas están dominadas por la resistencia de contacto del interruptor MEMS en el caso del puente y por la pérdida de la línea en el caso de vigas.

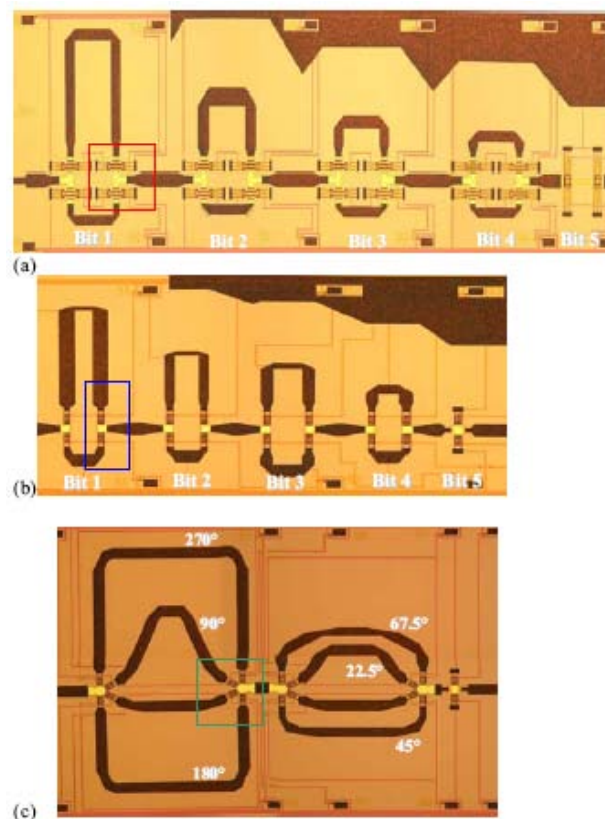


Figura 1.6: Desplazadores de fase de 5-bits [15] a) Conmutador tipo puente SP2T, b) Conmutador tipo viga SP2T y c) Conmutador tipo viga SP4T.

1.1.2.3 Desplazadores de Fase (24 y 77GHz)

Los nuevos sistemas de radar consisten en un conjunto de antenas orientables que permite cambiar la dirección del haz de manera rápida y a través de señales digitales de control. Para esto es necesario el diseño de desplazadores de fase en el frente de cada parche de la antena.

Un panorama completo de los circuitos típicos para estos sistemas se puede encontrar en [8]. Básicamente se han llevado a cabo usando interruptores RFMEMS y diodos varactores. Sin embargo es necesario que el proceso de fabricación de MEMS utilice un control muy preciso sobre las capacitancias de las membranas y puentes. Tal como se ejemplifica en [17], [18] y [19], que se centra especialmente en la variación de dicha capacitancia. Esto tiende a ser muy difícil en un proceso de fabricación a gran escala [20].

En Alemania reportan el trabajo en desplazadores de fase dentro de dos bandas de uso común, 24 y 77 GHz, utilizando MEMS fabricados en silicio de alta resistividad con una membrana de aluminio de $1\mu\text{m}$ de espesor[16]. Una descripción detallada de la tecnología se observa en [21], [22], [23].

El rendimiento de los desplazadores de fase fue bueno, sobre todo las pérdidas de inserción alrededor de 2.3 y 3 dB, para sus frecuencias de trabajo. El cambio de fase se puede controlar muy bien y se desvía en sólo 1.5° de los valores de diseño. Las mediciones obtenidas son similares a sus simulaciones y demuestran un comportamiento controlable y robusto.

1.2 Conmutadores MEMS

Los MEMS son la integración de elementos mecánicos y electrónicos en un sustrato común a través de la tecnología de microfabricación. Estos dispositivos, cuyas dimensiones físicas varían entre 1 mm y $1\mu\text{m}$, tienen características que le permiten actuar como un conmutador de dos estados (on-off) sobre una línea de transmisión.

Los MEMS son conmutadores diseñados para actuar sobre una línea de transmisión de radiofrecuencia, es decir, capaces de actuar en frecuencias que van de los 100MHz a los 100GHz. Las fuerzas requeridas para su actuación mecánica pueden ser generadas usando diseños electrostáticos, magnetostáticos, piezoeléctricos o térmicos. Actualmente, sólo los conmutadores mediante actuación electrostática han podido ser operados en Radiofrecuencia con resultados satisfactorios.

Los conmutadores MEMS ofrecen una alternativa para aplicaciones de arreglos de fase pasivos donde la potencia radiada por elemento es relativamente baja, pues su capacidad de manejo de potencia se encuentra entre 10 y 50 mW [12].

Dado que los conmutadores MEMS trabajan mediante el movimiento mecánico de una membrana, requieren de un anclaje que garantice su funcionamiento. Por tal motivo, los conmutadores MEMS se clasifican en dos grupos generales según su tipo de anclaje. El primer grupo es del tipo “cantilever” o viga, en el cual su membrana se encuentra suspendida únicamente por uno de sus extremos, como lo observamos en la figura 1.7(a). El segundo grupo es del tipo “fixed-fixed beam” o puente, donde la membrana permanece anclada por sus dos extremos, figura 1.7(b); en ambos casos el movimiento de conmutación se basa en la flexión de la membrana.

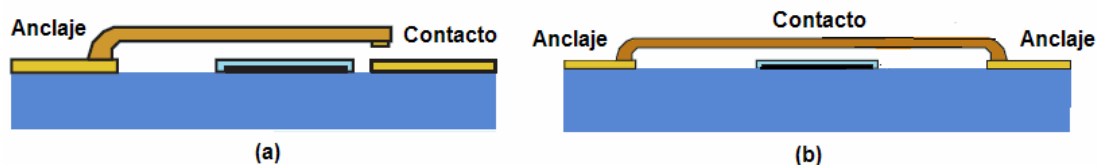


Figura 1.7: (a) Conmutador del tipo viga. (b) Conmutador del tipo puente.

1.2.1 Procesos de fabricación para conmutadores MEMS

Uno de los procesos más utilizados en la fabricación de MEMS es el depósito de películas delgadas. Dicha película puede ser atacada posteriormente por algún proceso químico o físico, lo que comúnmente las clasifica.

Los depósitos por medio de una reacción química (CVD, Electrodeposición, Epitaxy, Oxidación Térmica) crean materiales sólidos por medio de las reacciones químicas de composiciones de gases o líquidos con el material utilizado como sustrato. Además de la producción del material sólido, aparecen otros productos que pueden ser gases, líquidos e incluso otros materiales sólidos que se consideran desechos del proceso.

En los depósitos por medio de reacciones físicas (PVD, Casting) el material depositado se mueve físicamente hacia el sustrato. Por lo que no existe reacción química con el sustrato lo que deja de generar desechos indeseables.

A continuación se describen a grandes rasgos los procesos más importantes de fabricación de MEMS.

1.2.1.1 CVD (Deposito químico en fase vapor) [24]

El CVD es un proceso químico para depositar capas delgadas de diversos materiales, en el cual el sustrato es expuesto dentro de un reactor a uno o más precursores volátiles, que reaccionan o se descomponen en la superficie del sustrato para producir el depósito deseado.

El producto de esta reacción es un material sólido. También se producen frecuentemente subproductos volátiles, que son removidos por medio de un flujo de gas que pasa a través de la cámara de reacción.

Algunos medios para lograr la reacción son: calor, luz y plasma. Las dos técnicas más importantes de CVD son LPCVD (Low Pressure CVD) y PECVD (Plasma Enhanced CVD).

Los procesos LPCVD producen capas uniformes con características excelentes en cuanto al grosor y material. El problema con estos procesos son las altas temperaturas (mayores a 600°C) que requieren. El proceso PECVD puede operar a temperaturas más bajas (menores a 300°C) gracias a la energía extra proporcionada a las moléculas del gas por el plasma del reactor. Sin embargo la calidad de las películas tiende a ser inferior a la calidad obtenida por procesos a mayores temperaturas. Además la mayoría de los sistemas de deposición PECVD sólo pueden depositar el material en uno de los lados de la oblea y solo de una a cuatro obleas a la vez, mientras que los sistemas LPCVD depositan películas en ambos lados de la oblea y por lo menos a 25 obleas a la vez.

La calidad del resultado varía de proceso en proceso, sin embargo hay que considerar que si el proceso es llevado a cabo a mayor temperatura el resultado será un dispositivo con mayor calidad y menos defectos.

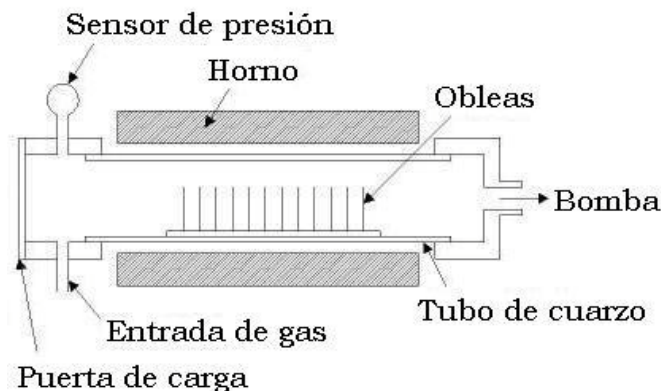


Figura 1.8: Reactor LPCVD [24].

1.2.1.2 Electrodeposición [24]

Es un proceso electroquímico en el que se usa una corriente eléctrica para reducir cationes en una solución acuosa que los contiene. Con el fin de propiciar la precipitación de estos, que suelen ser metales, sobre un objeto conductor que será el cátodo de la celda, creando un fino recubrimiento alrededor de este con el material reducido. Este proceso también es conocido como “electroplating”, se divide en dos técnicas, el electroplateado y el plateado sin potencial eléctrico o “electroless plating”.

En el proceso de “electroplating” el sustrato es colocado en una solución líquida o electrolito. Cuando se aplica una diferencia de potencial entre un área conductora del sustrato y un electrodo (usualmente platino) en el líquido, se lleva a cabo una reacción química de oxido-reducción y da como resultado la formación de una capa de material sobre el sustrato y usualmente se genera un gas en el otro electrodo.

En el proceso de “electroless plating” se necesita una solución química más compleja, la deposición sucede de manera espontánea en cualquier superficie que forme un alto potencial electroquímico con la solución. Este tiene la ventaja de no requerir ningún potencial eléctrico externo ni contacto con el sustrato durante el proceso. Sin embargo, es más difícil de controlar el grosor de la película y la uniformidad.

Los procesos de electrodeposición son una buena opción si se desea hacer películas de metales como cobre, oro y níquel. Las películas pueden tener un grosor entre $1\mu\text{m}$ y $100\mu\text{m}$. En cualquiera de las dos técnicas descritas la superficie del sustrato debe contener una pequeña capa conductora antes de que la deposición se realice.

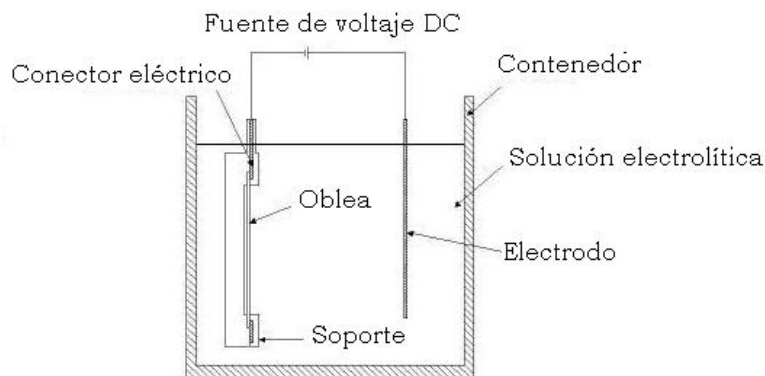


Figura 1.9: Tanque para Electrodeposición [24].

1.2.1.3 PVD (Deposito físico en fase vapor) [24]

Este proceso cubre un gran número de técnicas de deposición, donde el material es liberado de una fuente y transferido al sustrato. Es más común que CVD para metales, ya que, puede desarrollarse con menor riesgo y menor costo en lo que concierne a los materiales. La calidad de las películas es inferior a CVD, pues presenta mayor resistividad en los metales y un mayor número de defectos en los aisladores. La elección del método de deposición depende de que tecnología esté disponible para cada material en ese momento. Las 2 técnicas más importantes en este tipo de procesos son la evaporación y la deposición de películas o “sputtering”.

- **Evaporación:** En ella el sustrato es colocado dentro de una cámara de vacío, en donde también es colocado un bloque o fuente de material a ser depositado. El material fuente se calienta hasta el punto en que se evapora. El vacío permite que las moléculas se evaporen libremente dentro de la cámara y posteriormente se condensen en la superficie del sustrato.

El principio de funcionamiento es el mismo para todas las técnicas de evaporación, lo que cambia es el método de calentamiento, por ejemplo, en la evaporación por medio de un haz de electrones (e-beam) dicho haz es disparado contra el material fuente provocando el calentamiento del mismo y por consecuencia su evaporación. En la evaporación resistiva un bote de tungsteno, el cual contiene el material fuente, se calienta por medio de la generación de una alta corriente para hacer que el material fuente se evapore. Sin embargo, hay restricciones para el uso de algún método de evaporación específico, ya que depende de las propiedades del material en la fase de transición. Por ejemplo, el aluminio no se evapora fácilmente utilizando evaporación resistiva.

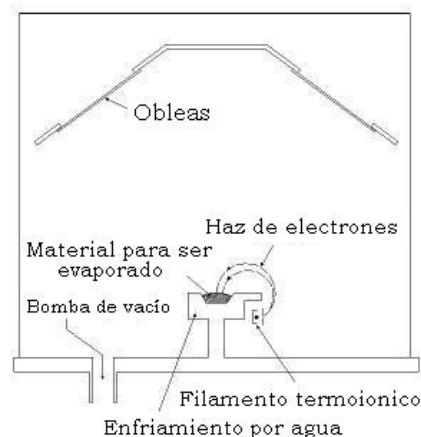


Figura 1.10: Sistema de evaporación por haz de electrones [24].

- **Deposición de películas (Sputtering):** En esta técnica el material se libera de una fuente a una temperatura mucho menor a la de evaporación del mismo. El sustrato se coloca dentro de una cámara de vacío junto con el material fuente, llamado objetivo, y se introduce un gas inerte (Argón principalmente) a baja presión.

Cuando se ioniza el gas, los iones se aceleran hacia el objetivo provocando que los átomos del material fuente se despeguen del objetivo en forma de vapor y se condensen en todas las superficies incluyendo el sustrato.

Es usado comúnmente para depositar capas muy delgadas. Como en la evaporación, el principio de “sputtering” es el mismo para todas las técnicas, la diferencia radica en la forma en que se hace el bombardeo sobre el objetivo.

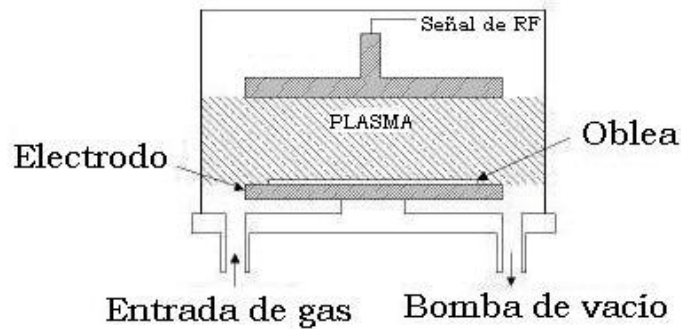


Figura 1.11: Sistema de deposición de películas [24].

1.2.1.4 Moldeado (Casting) [24]

En este proceso el material a ser depositado se disuelve en un solvente. El material se puede aplicar al sustrato rociándolo (spraying) o girándolo (spinning). Una vez que el solvente se evapora, una capa delgada del material permanece en el sustrato.

Esto es muy útil cuando tratamos con polímeros, que pueden disolverse fácilmente en solventes orgánicos, además es la forma común de aplicar fotoresinas en sustratos. El grosor que se puede moldear en un sustrato puede ser de decenas de micrómetros.



Figura 1.12: Proceso moldeado por giro [24].

1.2.1.5 Procesos de atacado (Etching) [24]

Para poder construir el MEMS sobre el sustrato es necesario realizar ataques sobre las películas delgadas previamente depositadas y/o el propio sustrato. Estos ataques nos permiten dar la forma, características y funciones requeridas del dispositivo MEMS. En general existen dos clases de procesos de ataque o desecho, el ataque húmedo (wet etching) donde el material se disuelve cuando se sumerge en una solución química; y el ataque seco (dry etching) donde el material es disuelto utilizando iones reactivos o una sustancia en fase vapor para atacar el material.

- **Wet Etching:** Es la técnica de atacado más simple, lo único que se requiere es en un contenedor con una solución líquida capaz de disolver el material en cuestión. Se requiere una máscara para poder atacar de manera selectiva el material. Dicha máscara debe ser buscada de tal manera que no se disuelva o que por lo menos no sea atacada de la misma forma que el material que se quiere atacar.

El ataque anisotrópico a diferencia del atacado isotrópico significa que el ataque al material se da en diferentes rangos y en diferentes direcciones del mismo. Algunos materiales cristalinos, como el silicio, son atacados anisotrópicamente por ciertos químicos.

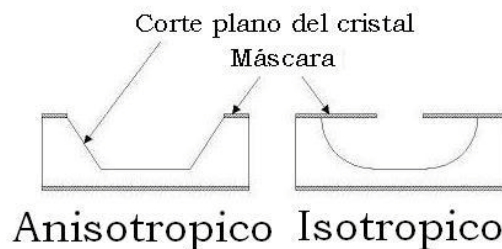


Figura 1.13: Ataque anisotrópico e isotrópico [24].

- **Dry Etching:** Esta técnica se puede dividir en 3 clases llamadas RIE (Reactive Ion Etching), “sputter etching” y ataque en fase de vapor.

En el caso de RIE, el sustrato es colocado dentro de un reactor y se introduce un plasma con la mezcla de varios gases. Las moléculas del gas se rompen formando iones utilizando una fuente de radiofrecuencia. Los iones se aceleran y reaccionan en la superficie del material que está siendo atacado formando un material gaseoso, esto es conocido como la parte química del RIE. Existe una parte física que es parecida al proceso de “sputtering”. Si los iones tienen la energía suficiente, pueden sacar átomos del material para que sean atacados sin una reacción química. Es una tarea muy complicada desarrollar procesos secos que combinen ataques químicos y físicos balanceados dado que se deben ajustar muchos parámetros. Si no hay balance aparece un ataque anisotrópico; dado que la parte química es isotrópica y parte física altamente anisotrópica la combinación formara paredes con formas redondas y verticales. Existe una subclase de RIE llamada DRIE “deep reactive ion etching”, en este proceso durante el ataque se logran cientos de μm de profundidad con paredes casi verticales.

El ataque llamado “sputter etching” es como RIE pero sin iones reactivos. Los sistemas utilizados para este proceso son similares en funcionamiento a los sistemas de deposición de películas “sputtering”. La gran diferencia es que el sustrato es sometido al bombardeo de iones en vez del material objetivo utilizado en la deposición.

El ataque en fase de vapor es un método seco que se puede realizar con un equipo más simple que el que requiere RIE. En este proceso la oblea que va a atacarse se coloca dentro de la cámara, donde se introducen uno o más gases. El material que se va a atacar se disuelve en la superficie al reaccionar químicamente con las moléculas del gas. Se debe tener cuidado de no tener productos extra en la reacción química, los cuales pueden condensarse en la superficie e interferir con el proceso de ataque.

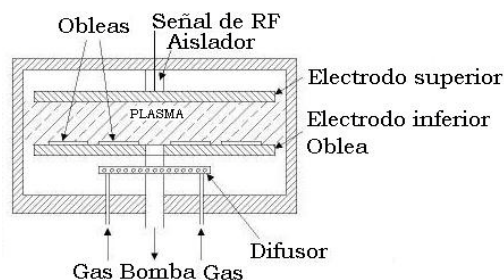


Figura 1.14: Sistema de platos paralelos utilizado en RIE [24].

1.2.1.6 Fotolitografía [24]

La fotolitografía o litografía óptica es un proceso empleado en la fabricación de dispositivos semiconductores y circuitos integrados. El proceso consiste en transferir un patrón desde una máscara (denominada también retícula) a la superficie de una oblea. Las obleas de silicio son comúnmente utilizadas como sustrato litográfico, no obstante existen otras opciones como el vidrio, zafiro, e incluso algunos metales.

La fotolitografía de MEMS es la transferencia de un patrón a un material fotosensible el cual experimenta un cambio en sus propiedades físicas cuando se expone a una fuente de radiación como la luz. Si la exposición se realiza de manera selectiva, el patrón de las radiaciones sobre el material se transfiere al material expuesto. El proceso de fotolitografía es de gran importancia en la construcción de MEMS, ya que es posible crear diferentes patrones en 3D sobre un sustrato utilizando máscaras trazadas sobre acrílico transparente o vidrio, las cuales contienen superficies cubiertas o descubiertas (oscuras o transparentes) dependiendo del diseño que se desee crear.

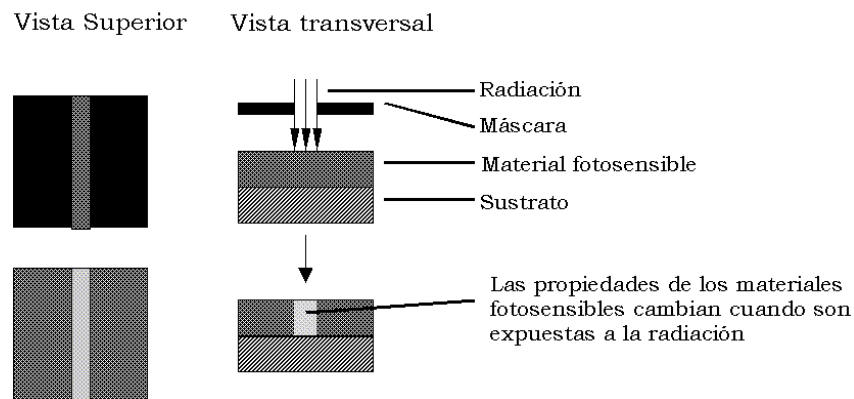


Figura 1.15: Transmisión de un patrón a un material fotosensible [24].

Dichas máscaras sirven para cubrir películas de materiales fotosensibles que poseen la propiedad de cambiar su resistencia química al ser expuestas a la luz. El material fotosensible usado típicamente son las fotorresinas (photoresist) aunque también se pueden utilizar otros polímeros fotosensibles.

Existen dos tipos de fotorresinas, las positivas y las negativas. Las resinas positivas son aquellas donde la parte expuesta a la radiación se elimina durante el revelado, mientras que para las resinas negativas ocurre lo contrario, pues la parte expuesta a la luz se conserva haciendo que el resto sea eliminado.

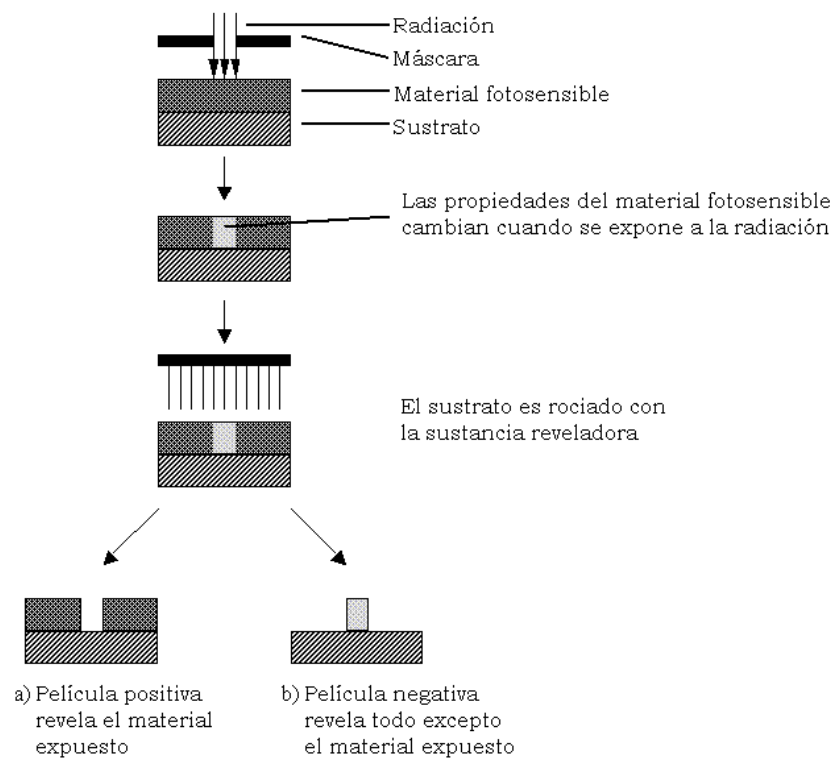


Figura 1.16: Fotorresinas positivas y negativas [24].

La resina que se queda sobre el sustrato puede tener varios propósitos, uno de ellos es cubrir al material que se encuentra debajo para protegerlo durante un ataque; otro puede ser para formar los relieves necesarios para la deposición de materiales.

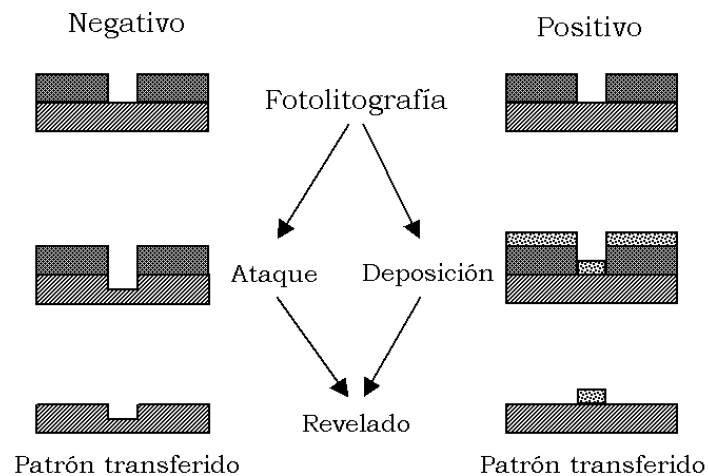


Figura 1.17: Proceso de Fotolitografía y ataque del material [24].

Un paso importante dentro de la fotolitografía es la alineación de máscaras, lo cual tiene el objetivo de hacer un diseño complejo en varios pasos litográficos. Para poder alinear dos máscaras de manera exacta es necesario hacer marcas de alineación, estas marcas funcionan como referencia para colocar las máscaras de los procesos consecutivos.

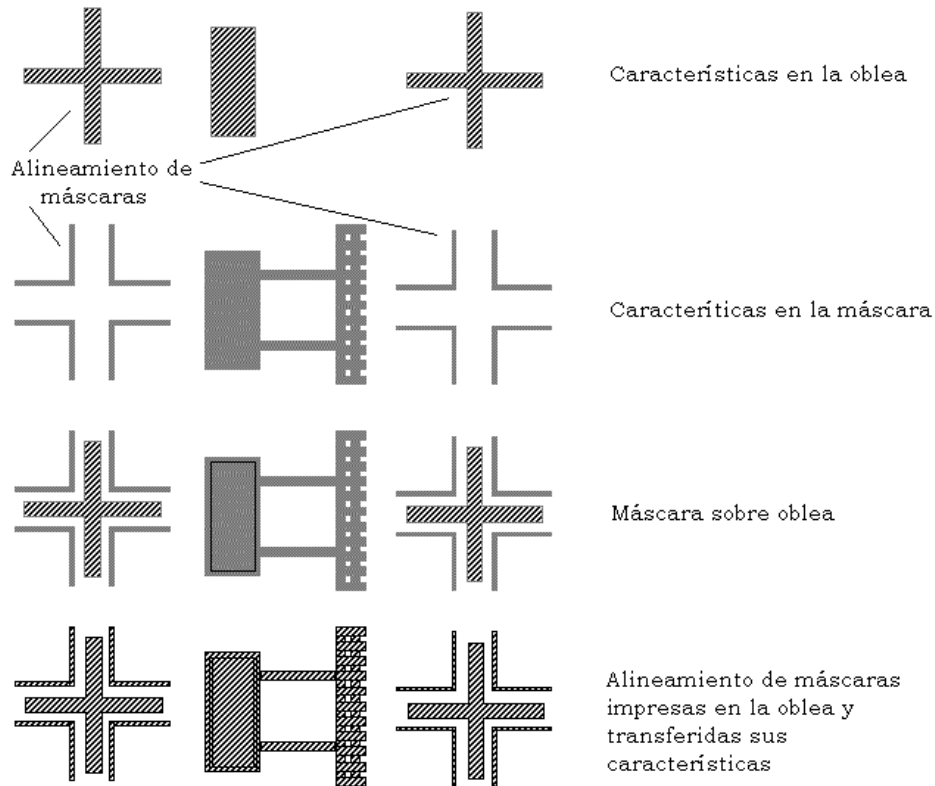


Figura 1.18: Uso de marcas de alineación para registrar las capas posteriores [24].

Aún cuando se cuenta con dichas marcas, la alineación es tan complicada como el equipo de transferencia lo requiera, así como de los materiales y sustancias de ataque que se empleen durante el proceso de fabricación.

Las marcas de alineación no son ubicadas arbitrariamente sobre la oblea, su posición depende del equipo utilizado para realizar la alineación, pues se puede haber limitado las áreas donde verificar alineación, por lo tanto, sólo podrá alinear a los elementos situados dentro de una determinada región en la oblea.

La geometría de la región y su tamaño también puede variar con el tipo de alineación, por lo que deben considerarse el equipo y el tipo de alineación a utilizar antes de realizar dichas marcas de alineación.

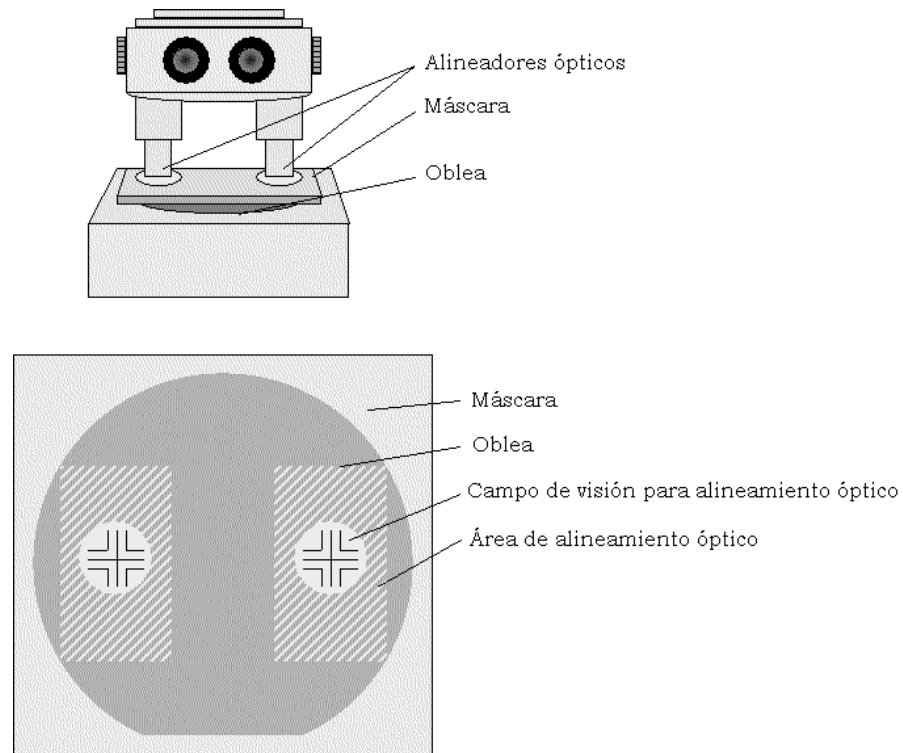


Figura 1.19: Restricción de la ubicación de marcas de alineación [24].

Normalmente se utilizan dos marcas de alineación para adaptar la máscara y la oblea. Una marca de alineación es suficiente para alinear respecto a los ejes x y y , pero se requiere de dos marcas (preferentemente suficientemente espaciadas) para corregir errores de rotación.

1.3 Conclusiones

- El elemento base de una antena de arreglo de fase es el desplazador de fase, se necesita que los nuevos desarrollos tengan bajas pérdidas de inserción, altas velocidades de conmutación, tamaño pequeño, bajo peso y fácil integración con otras tecnologías.
- Los trabajos observados en el área están basados en líneas de transmisión y presentan pérdidas significativas por lo que es necesario buscar otras opciones.
- La alimentación espacial de los arreglos reflectivos elimina las pérdidas en las redes de alimentación de señal. Su geometría plana permite que la fabricación se realice mediante un proceso de manufactura planar, lo que permite su integración con otras tecnologías.
- Al implantar desplazadores de fase digitales, la exploración del haz de la antena puede ser llevada a cabo electrónicamente, lo que aumenta la rapidez del sistema.
- Por estas razones se trabajó en el diseño de un desplazador de fase digital del tipo pasivo para integrarse en un arreglo del tipo reflectivo. El elemento elegido para que realizar la conmutación fue un interruptor MEMS.
- Se decidió implementar para el desplazador de fase conmutadores MEMS tipo puente ya que los de tipo viga tienden a quedarse adheridos y dejan de realizar la conmutación requerida.
- Existen diversos procesos de fabricación de MEMS con diferentes características, costos y niveles de complejidad. La tecnología actual de fabricación utilizada por el grupo de RF y microondas en el Centro UNAMmems se basa en deposición de materiales y ataques fotolitográficos para la creación de las estructuras.
- Se observó que los trabajos realizados sobre sustratos de silicio presentan pérdidas muy altas. Es necesario buscar materiales que presenten menores pérdidas en el intervalo de frecuencias de interés, es decir, para la banda de súper alta frecuencia (3-30 GHz).

Bibliografia

1. D. Parker, and D.C. Zimmermann,. "Phased arrays - part I: theory and architectures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, Marzo 2002, pp. 678-687.
2. D. Parker, and D.C. Zimmermann, "Phased arrays-part II: implementations, applications, and future trends," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3 , Marzo 2002, pp. 688-698.
3. H.P. Feldle, and K. Solbach, "Passive and active phased arrays using solid state technologies," *IEE Colloquium on Phased Arrays*, 9 Dic. 1991, pp. 1-4.
4. D. G. Berry, R. G. Malech, and W. A. Kennedy, "The reflectarray antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-11, pp.645-651, Nov, 1963.
5. J. Huang, "Capabilities of printed reflectarray antennas", *IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, 1996., 15 - 18 Oct. 1996, pp. 131-134.
6. A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, J. Rodriguez Cuevas, and Y. K. Sydoruk, "Wideband Reflective Array Based on Loaded Metal Rings", *Microwave Symposium Digest IEEE MTT-S International*, 2005, 12-17 June 2005, pp 573-576.
7. Shibani K. Koul, Bharathi Boat, "Microwave and millimeter wave phase shifters", Vol I, Artech House, 1991.
8. Shibani K. Koul, Bharathi Boat, "Microwave and millimeter wave phase shifters", Vol II, Artech House, 1991.
9. E. Brookner, "Major Advances in Phased Arrays: Part I," *Microwave Journal*, May 1997, pp. 288-294.
10. E. Brookner, "Major Advances in Phased Arrays: Part II," *Microwave Journal*, June 1997, pp. 84-92.
11. Vijay K. Varadan, K. J. Vinoy and K. A. Jose, "MEMS and their applications", Ed WILEY, April 2003.
12. G. Rebeiz, G.L. Tan and J. Hayden, "MEMS phase shifters: Design and applications", *IEEE Microwave Magazine* vol. 3, No. 2, pp. 72-81, June 2002.

13. Pillans, B., Eshelman, S., Malczewski, A., Ehmke, J. and Goldsmith, "Ka-Band MEMS Phase Shifters for Phase Array Applications", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. 2000.
14. D. Yamane, H. Seita, W. Sun, S. Kawasaki, H. Fujita, H. Toshiyoshi, "12GHz DPDT RFMEMS Switch with Layerwise Waveguideactuator Design Technique",.
15. P. Farinelli, E. Chiuppesi, F. Di Maggio, B. Margesin, S. Colpo, A. Ocera, M. Russo, I. Pomona, "Development of different K-band MEMS Phase Shifter Designs for Satellite COTM Terminals",.
16. T. Buck, E. Kasper, "MEMS phase shifters for 24 and 77 GHz High Resistivity silicon", 2010.
17. J. S. Hayden, A. Malczewski, J. Kleber, C. L. Goldsmith, G. M. Rebeiz, "2 and 4-bit dc-18GHz microstrip MEMS distributed phase shifters," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, vol. 1, pp. 219–222, 2001.
18. J.-J. Hung, L. Dussopt, G. M. Rebeiz, "Distributed 2- and 3-bit W-band MEMS phase shifters on glass substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 600–606, 2004.
19. V. Puyal, D. Dubuc, K. Grenier, C. Bordas, Vendier, J.L. Cazaux, "Which architecture to choose for robust RF-MEMS phase shifters" *Proceedings of International Semiconductor Conference, CAS2007* vol.1, pp. 267–270, 2007.
20. J. Schoebel, M. Schneider, M. Ulm, M. Reimann, "RF-MEMS subsystems for automotive radar sensors with smart antennas," *2nd VDE World Microtechnologies Congress MicroTec Proceedings*, 2003.
21. M. Ulm, J. Schoebel, M. Reimann, T. Buck, J. Dechow, R. Mueller-Fiedler, H.P. Trah, E. Kasper, "Millimeter-wave microelectromechanical (MEMS) switches for automotive surround sensing systems," *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems Proceedings*, pp. 142–149, 2003.
22. M. Ulm, J. Schoebel, T. Buck, M. Reimann, J. Dechow, R. Mueller-Fiedler, "Mikromechanische (MEMS) schalter fuer millimeterwellen-systeme in KFZ-rundumsichtanwendungen," *Frequenz*, no. 57, pp. 70–79, 2003.
23. T. Buck, M. Reimann, M. Ulm, R. Mueller-Fiedler, J. Seidel, E. Kasper, C. Schoellhorn, S. Haak, "Monolithic integration of RF-MEMS and semiconductor devices for the K-Band," *IEEE Photonics West, SPIE Proceedings*, vol. 4981, pp. 131–138, 2003.
24. <http://www.mems-exchange.org/MEMS/processes/>

Capítulo 2

Diseño del Conmutador MEMS

En este capítulo se presenta el diseño del conmutador MEMS propuesto para sustituir al diodo p-i-n en un desplazador de fase, con el fin de optimizar su fabricación al poder integrar en un mismo proceso la realización tanto del desplazador de fase como del elemento conmutador que permite el acoplamiento del stub.

Se muestran las especificaciones de diseño, el proceso de fabricación y sus características electromecánicas obtenidas mediante simulaciones realizadas en CoventorWare 2008.

2.1 Diseño del conmutador MEMS

El objetivo del diseño realizado es sustituir los diodos p-i-n por conmutadores MEMS en la ranura [1]. Los diodos se encuentran a la entrada de cada stub (Figura 2.1) y sirven para controlar el paso de la señal de RF. Si el diodo conduce, los extremos metálicos que rodean al stub se cortocircuitan desactivándolo. Si el diodo no conduce, el stub está abierto o habilitado.

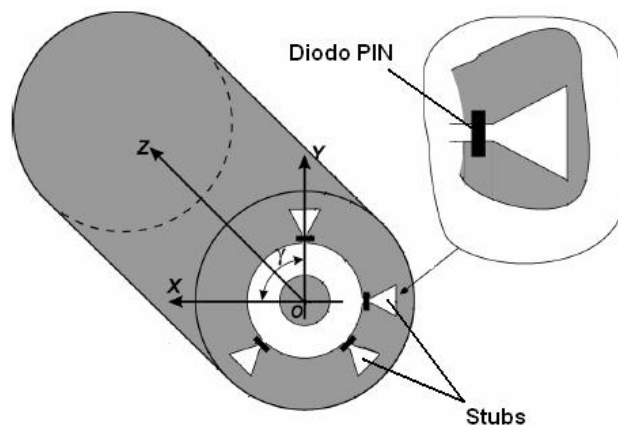


Figura 2.1: Ranura desplazador de Fase.

El diodo p-i-n posee características que lo hacen un muy buen conmutador para RF. Sus parámetros dependen solo de la corriente de DC de control. Cuando la corriente de DC es nula, la resistencia del diodo PIN es elevada, lo que corresponde al interruptor abierto; cuando la corriente de DC circula a través del diodo la resistencia disminuye correspondiendo al cierre del interruptor [2].

La característica esencial de los diodos p-i-n es que su sistema equivalente puede simplificarse y reducirse a una resistencia pura variable en función de la corriente de DC, tal como se muestra en la figura 2.2. Los componentes L_P y C_P se deben al encapsulado del diodo y por tanto al material del revestimiento. R_S es la resistencia serie, mientras que R_j es la resistencia de la unión, variable en función de la temperatura [2].

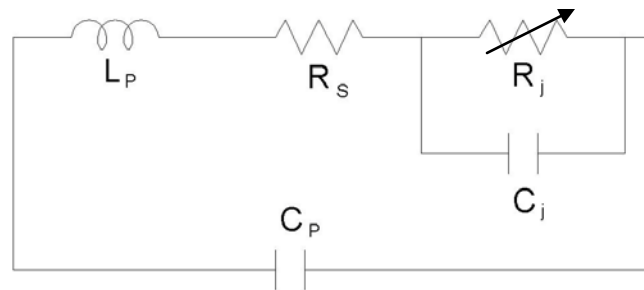


Figura 2.2: Esquema equivalente del diodo PIN.

El conmutador MEMS debe al menos igualar las características del diodo, tratando de superarlas si es posible. Se consideraron para su comparación diodos p-i-n para microondas, como el modelo HPND-4005, el cual es un diodo de propósito general; y los modelos HPND-4028 y HPND-4038, los cuales son diodos diseñados especialmente para conmutadores en arreglos de fase [3]. La capacitancia en estado abierto para el diodo p-i-n HPND-4005 es entre 17 y 20 (fF), para el HPND-4028 de 25 a 45 (fF) y para el HPND-4038 entre 45 y 65 (fF) [3]. La capacitancia del conmutador MEMS depende principalmente de sus dimensiones, en especial de su altura y su longitud, por lo que es necesario obtener las medidas óptimas del diseño.

Nuestro diseño debe asegurar que se produzca el corto circuito en los extremos metálicos del stub cuando el conmutador MEMS es actuado, tal como lo hace el diodo p-i-n en estado encendido. Cuando el conmutador está en su estado normal o abierto los extremos metálicos del stub no deben presentar contacto alguno. Para asegurar el corto circuito del estado cerrado, se optó por hacer un conmutador de contacto metal-metal.

Otro aspecto fundamental es evitar un cortocircuito en la alimentación al realizarse el contacto de la viga y los extremos metálicos del stub, para lo cual el diseño cuenta con un electrodo de actuación separado mediante un desnivel y aislado mediante una superficie de bisbenzocyclobutene (BCB) CYCLOTENE 4026-46, la cual es una resina polimérica fotosensible que cuenta con baja constante dieléctrica y bajas pérdidas en alta frecuencia [4].

La elección de los materiales y de las dimensiones del diseño fueron hechas tomando en cuenta las condiciones de los procesos de fabricación con los que se cuenta en el laboratorio UNAMems (FI, UNAM) y el laboratorio de fotolitografía del CCADED (UNAM). En el siguiente apartado de éste capítulo, se explica el proceso de fabricación de nuestro MEMS así como las dimensiones finales del mismo.

2.1.1 Proceso de fabricación

Para cumplir con la integración del conmutador MEMS con el stub y el diafragma del desplazador de fase, se siguió el método empleado para desarrollar el desplazador de fase mediante diodos p-i-n [1]. Este proceso de fabricación se basó en la tecnología para realizar tarjetas de circuito impreso PCB (“Printed Circuit Board”). El metal utilizado es cobre, el cual es grabado usando fotolitografía. La elección del material dieléctrico depende de las demandas técnicas y las aplicaciones del dispositivo a fabricar.

2.1.1.1 Descripción del proceso a utilizar

Antes de iniciar la simulación del proceso de fabricación de nuestro conmutador MEMS es necesario incluir los materiales a utilizar dentro del simulador, proporcionando sus características mecánicas y eléctricas.

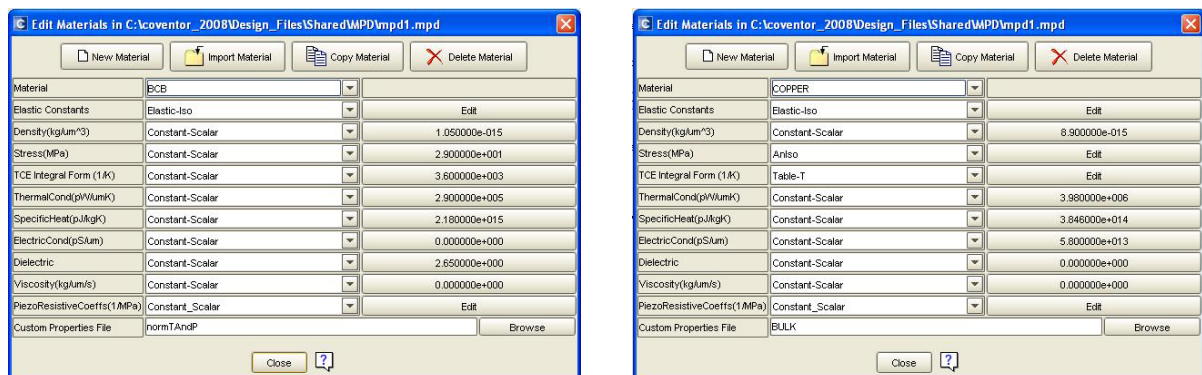


Figura 2.3: Introducción de parámetros de materiales.

En la figura 2.3 se muestra la ventana del simulador donde se introdujeron las características de los materiales no incluidos en la base de datos del software, como el BCB, también se pueden verificar las de los materiales que si se encuentran en dicha base, como el cobre [8].

Existen dos puntos a considerar antes de iniciar el proceso de fabricación: el primero consiste en reducir la rugosidad de la superficie de la capa de cobre en unas cuantas decenas de nanómetros y el segundo la necesidad de desarrollar todo el proceso de fabricación por debajo de los 210°C, con el fin de evitar la destrucción del sustrato. Después de realizar el primero punto y verificar que el segundo sea respetado por todos los pasos de fabricación, se definió que el proceso sea el siguiente.

P Process Editor - [C:/coventor_2008/Design_Files/Antonio/Devices/prueba2.proc]											
File Edit View Tools Windows Help											
Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Depth	Mask Offset	Sidewall Angle	Comments
0	Substrato	Substrate	Substrate	Rogers5880	127	SubstrateMask					
1	Deposicion cobre	Stack Material	Layer1	COPPER	17						
2	Stub-Isla	Straight Cut				stub-isla	-	0	0		
3	Postes	Straight Cut				poste	-	8	0	0	
4	Hoyo	Straight Cut				hoyo	-	8	0	0	
5	Deposicion por giro	Conformal Shell	BCB	BCB	3						
6	Electrodo Cyclotone	Straight Cut				electrodo	+	0	0		
7	Deposicion electrodo	Conformal Shell	Layer3	COPPER	1						
8	Electrodo cobre	Straight Cut				electrodo	+	0	0		
9	Deposicion por giro	Planar Fill	Resina	POLYIMIDE	8						
10	Resina	Straight Cut				resina	+	0	0		
11	Deposicion aluminio	Conformal Shell	Layer5	ALUMINIUM	0.5						
12	Puente	Straight Cut				aluminio	+	0	0		
13	Liberacion Puente	Delete		POLYIMIDE							

Figura 2.4: Proceso de fabricación de nuestro dispositivo.

El orden de los pasos de fabricación del conmutador se observa en la figura 2.4. Como primer paso se tiene a la estructura que dará soporte al desplazador de fase. En vez de utilizar una gruesa placa de cobre, se utiliza un sustrato metalizado tipo Rogers RT/duroid 5880 [5]. Este tipo de sustratos han sido diseñados especialmente para aplicaciones en altas frecuencias. Además son ligeros, flexibles, de fácil corte, bajo costo y es posible reducir pasos en el proceso.

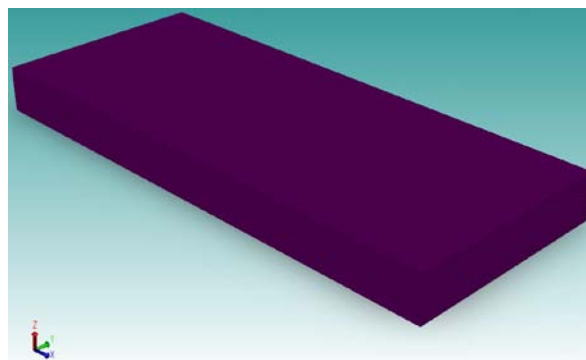


Figura 2.5: Sustrato Rogers RT/duroid 5880.

El sustrato Rogers RT/duroid 5880 tiene un espesor de 0.005 [in], es decir 127[μm] como se observa en la figura 2.5 [5]. Tiene una permitividad dieléctrica relativa de 2.2 y una $\tan \delta = 0.002$ [5]. La lamina comercial cuenta con un revestimiento de cobre colocado por electrodeposición de $\frac{1}{2}$ oz, con un espesor de 17[μm] [5]. Por esto es necesario incluir una capa de cobre en el proceso de fabricación, tal como se muestra en la figura 2.6.

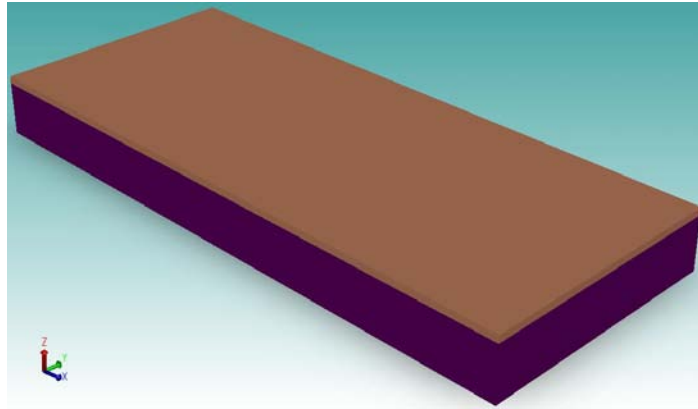


Figura 2.6: Lamina de cobre de 17[μm] de espesor.

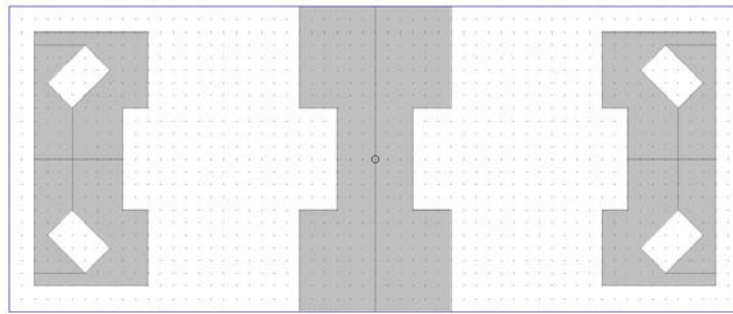
La forma en que se define la estructura del conmutador es a través de máscaras que permiten dar la geometría necesaria. La fabricación de nuestro dispositivo fue simulada en CoventorWare 2008. Se utilizó la herramienta de Layout para definir las mascararas para cada una de las etapas de fabricación, para su mayor identificación se colocan en diferentes colores y sombreados. Es posible considerar tanto máscaras positivas como negativas según sea la necesidad del diseño [8].

2.1.1.2 Paso 1: Fabricación de ranura de conexión al stub e islas de aislamiento

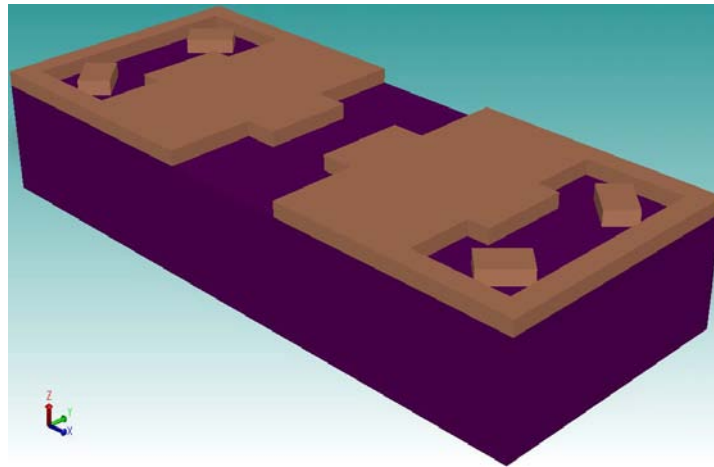
La máscara *stub-isla*, en gris solido en la figura 2.7 a), permite indicar las regiones de la capa de cobre que serán sometidas a un ataque húmedo para eliminar las 17[μm] de espesor hasta dejar la superficie del sustrato Rogers al descubierto. Esto con el propósito de generar la ranura que constituye la conexión entre el stub y el desplazador, así como las islas que mantienen aislada la viga de actuación de la superficie de cobre cuando el conmutador no es actuado; asegurando así el estado abierto del dispositivo cuando se requiera que el señal de RF pase a través del stub.

Las islas también permiten aislar a la viga para que al energizarla y crear la diferencia de potencial necesaria entre está y el electrodo de actuación se logre

el colapso de la misma sin cortocircuitar la alimentación de DC. Dichas islas se observan en la figura 2.7 b).



a) Máscara *stub-isla*.



b) Resultado del ataque de 17[μm].

Figura 2.7: Fabricación de ranura de conexión al stub e islas de aislamiento.

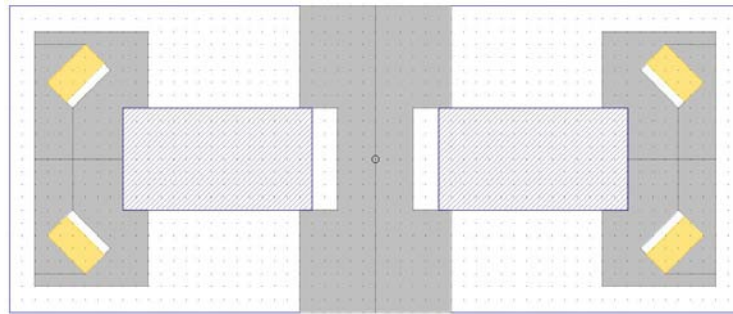
2.1.1.3 Paso 2: Fabricación de desniveles

La máscara *poste*, en naranja sólido en la figura 2.8 a), y la máscara *hoyo*, con sombreado azul en la figura 2.8 a), permiten atacar la capa de cobre en 8 [μm] de profundidad permitiendo la creación de los desniveles necesarios para formar el respaldo de las anclas de la viga y el área donde instalar el electrodo de actuación, respectivamente.

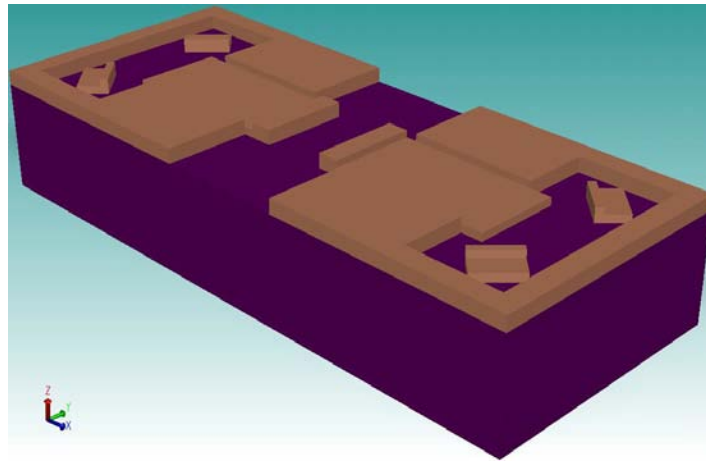
Se realizaron dos máscaras con el fin de tener la posibilidad de realizar los ataques a diferente profundidad si fuera necesario.

El desnivel creado con la máscara *hoyo* permite crear el tope de contacto utilizado cuando el conmutador es actuado; así como evitar un corto de DC al

realizarse el contacto de la viga y la superficie cobre a través de dicho tope, como se puede observar en la figura 2.8 b).



a) Máscaras *poste y hoyo*.



b) Resultado del ataque de 8[μm].

Figura 2.8: Fabricación de desniveles.

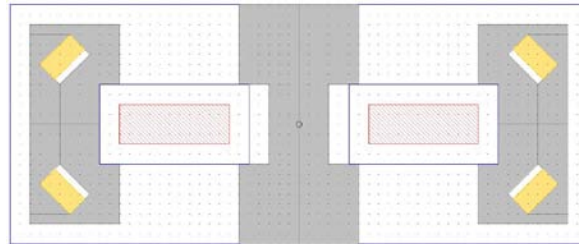
2.1.1.4 Paso 3: Fabricación de los electrodos de actuación

El siguiente paso es la creación de los electrodos de actuación. Utilizamos la máscara *electrodo*, con sombreado rojo en la figura 2.9 a), para definir el área que ocupara cada electrodo. Para evitar el corto de DC al realizarse la actuación del conmutador es necesario que el electrodo de actuación nunca esté en contacto con la viga ni con la superficie metálica del desplazador.

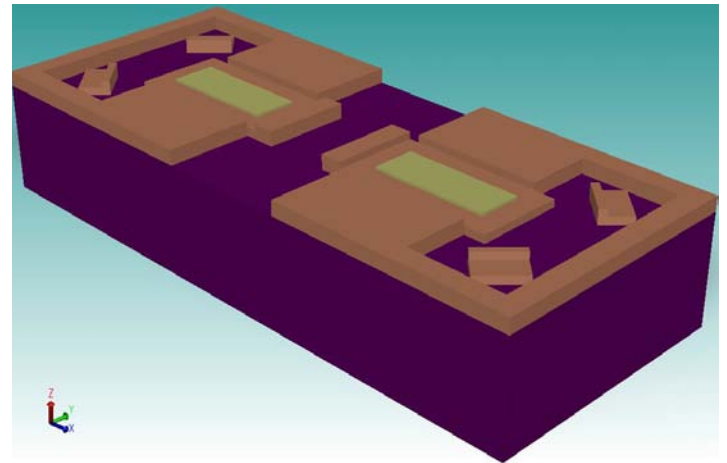
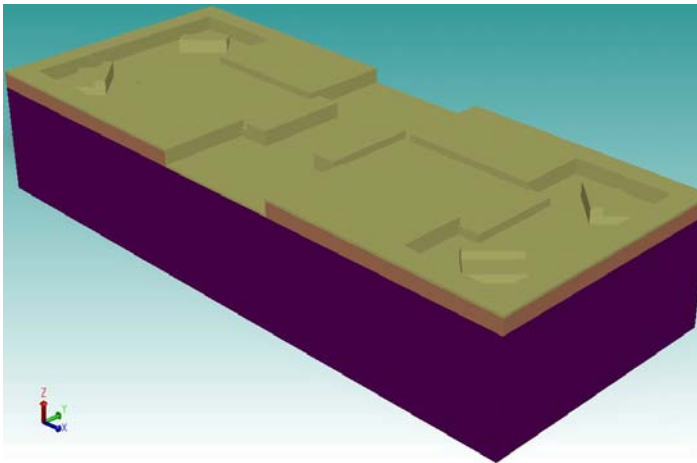
Para evitar el contacto con la viga se realizó el desnivel y el tope de contacto descrito anteriormente. Para lograr el aislamiento con la superficie de cobre del desplazador se realiza una deposición por giro “sping coating” o centrifugado para formar una película de dieléctrico BCB con un espesor de 3[μm].

Como se comentó en el capítulo anterior, para este proceso se requiere que el material a depositar se encuentre disuelto y esta solución sea depositada sobre

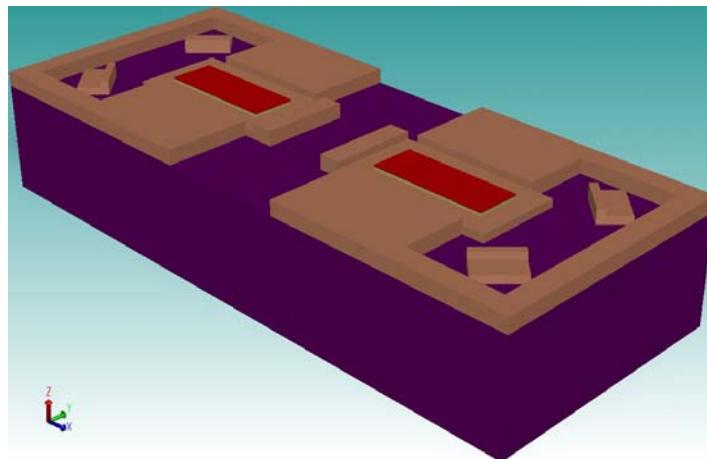
la superficie; de manera que al centrifugarse la solución deje una capa uniforme de material. Posteriormente se realiza un tratamiento de curado térmico para endurecer la película como se ilustra por diferentes medios en [6]. Las películas hechas con BCB deben ser curadas en atmósferas que contengan <100 ppm de oxígeno.



a) Máscara *electrodo*.



b) Aislamiento con BCB (Deposición por giro y ataque).



c) Resultado de la deposición y ataque de cobre.

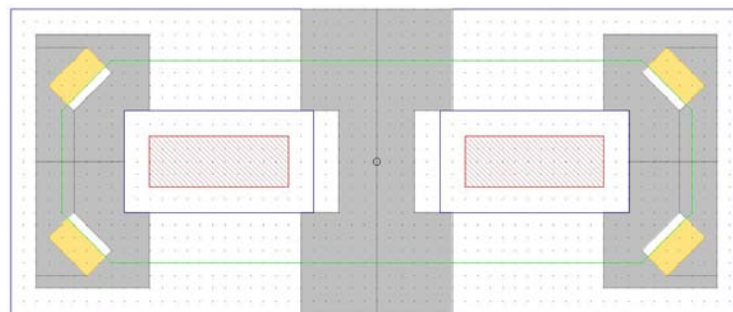
Figura 2.9: Fabricación de los electrodos de actuación.

Después se utiliza la máscara *electrodo* para eliminar el BCB excepto en el área del electrodo, logrando con esto su aislamiento, tal como se muestra en la figura 2.9 b). Para continuar realiza una nueva deposición, esta vez de una delgada capa de cobre con 1[μm] de espesor, para finalmente utilizar la máscara *electrodo* y eliminar el cobre depositado excepto en el área del electrodo, logrando con esto la fabricación del electrodo totalmente aislado tal como se muestra en la figura 2.9 c).

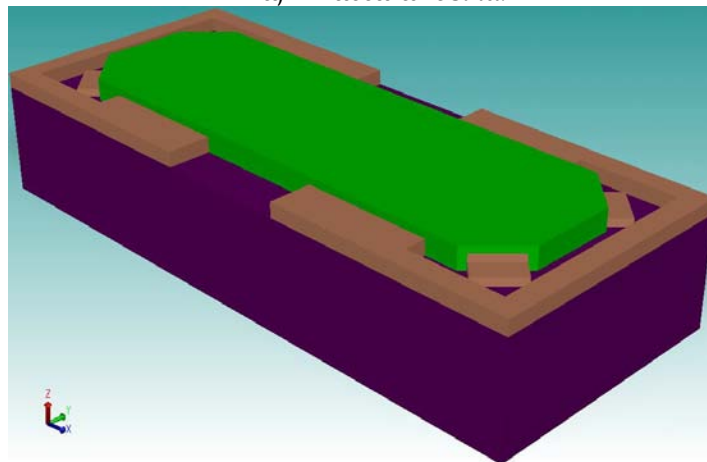
2.1.1.5 Paso 4: Fabricación de la capa de sacrificio de viga

El siguiente paso es la deposición por giro de una película de fotoresina de 8[μm] de espesor la cual servirá como capa de sacrificio y dará el soporte necesario para la creación de la viga. La fotoresina utilizada es negativa, es decir, permanece sobre el sustrato aun después del revelado [7]. Por lo que se utiliza la máscara *resina*, línea verde en la figura 2.10 a), para realizar el revelado y darle forma a la capa de sacrificio.

Esta capa garantiza que la viga forme una caída sobre el ancla a través de los postes y se afiance en la superficie de cobre rebajada, sin excederse y tocar el sustrato Rogers, tal como se muestra en la figura 2.10 b).



a) Máscara *resina*.

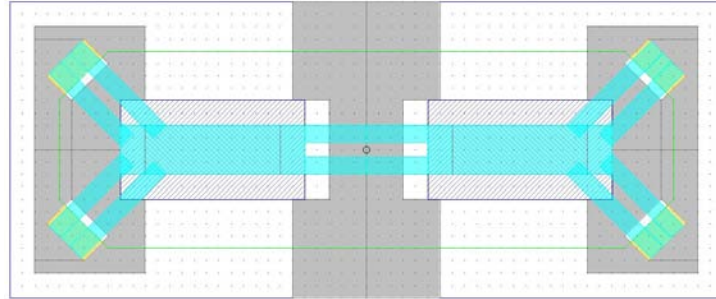


b) Resultado del proceso.

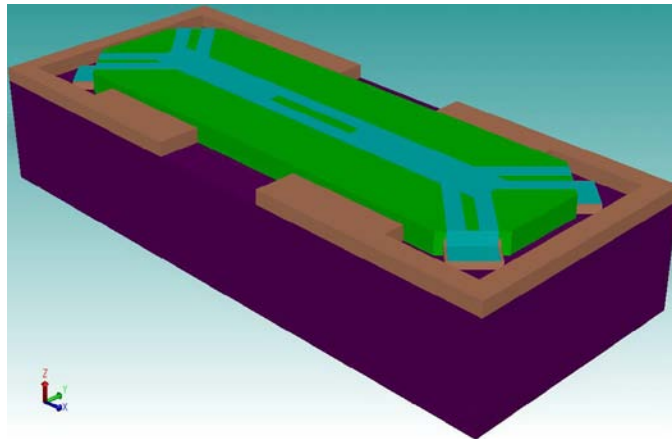
Figura 2.10: Fabricación de la superficie de sacrificio para soporte de viga.

2.1.1.6 Paso 5: Fabricación de la viga de actuación

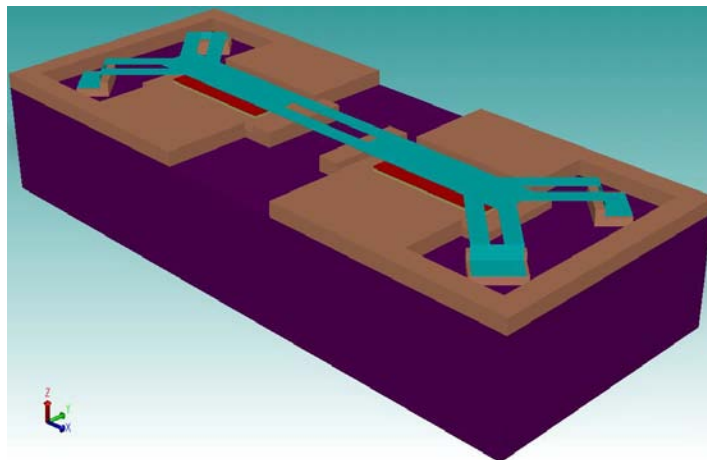
Los últimos pasos son la deposición de una película delgada, o “sputtering”, de aluminio con un espesor de $0.5[\mu\text{m}]$, para después eliminarse mediante ataque utilizando la máscara *aluminio*, en azul solido en la figura 2.11 a), para dejar la viga tal como se muestra en la figura 2.11 b).



a) Máscara *aluminio*.



b) Resultado sputtering de $0.5[\mu\text{m}]$ de aluminio.



c) Liberación de la viga.

Figura 2.11: Fabricación de la viga de actuación.

Por último la resina es retirada del sustrato mediante un ataque húmedo con acetona, garantizando la disolución de la resina y la liberación de la viga como se observa en la figura 2.11 c).

Se observa que la viga logra la formación correcta de sus anclas y postes, esto debido a la correcta definición de las máscaras, sobre todo en los límites donde se corta la resina y se forman las anclas de la viga.

Como se observo las primeras mascararas (*stub-isla*, *poste* y *hoyo*) fueron negativas pues solo se ataca al material en el área indicada por la máscara, es decir, solo se modificara el área definida por ella. Mientras que las siguientes etapas de fabricación tuvieron máscaras positivas (*electrodo*, *resina* y *aluminio*) debido a que primero se realiza una deposición de algún material sobre toda la estructura para después eliminarlo de ella salvo en el área definida por la máscara.

2.2 Resultado final

A continuación se muestra el resultado final del proceso de fabricación de nuestro conmutador MEMS.

En la figura 2.12 se muestra el archivo generado con la herramienta de Layout de Coventor Ware 2008 con el cual se definieron las mascararas para cada una de las etapas de fabricación, para su mayor identificación se colocan en diferentes colores y sombreados [8].

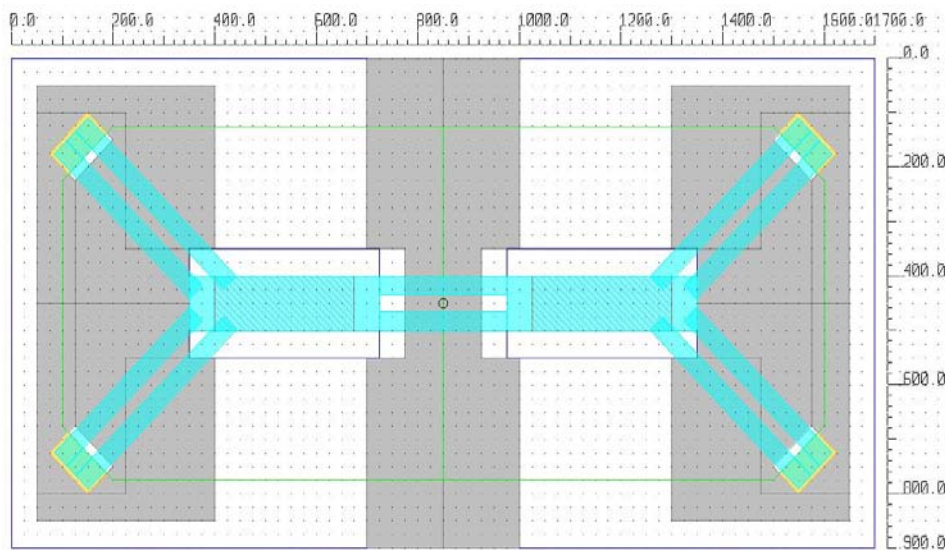


Figura 2.12: Máscaras para la fabricación del conmutador.

Para poder apreciar mejor su estructura las siguientes imágenes se presentan con una exageración de dimensión de orden 5 sobre el eje Z.

En las figuras 2.13 y 2.14 se muestra el aspecto final que tiene el conmutador MEMS diseñado. En la primera se muestra la vista frontal, mientras que en la segunda se aprecia su vista lateral. En la vista lateral se puede apreciar mejor el aislamiento con BCB para los electrodos de actuación.

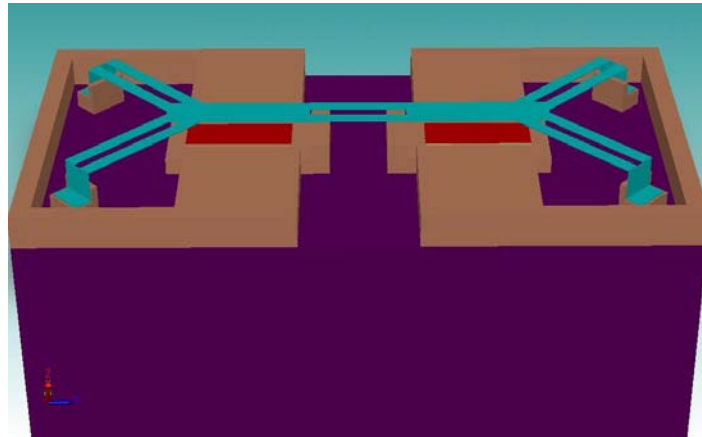


Figura 2.13: Vista frontal del Conmutador MEMS.

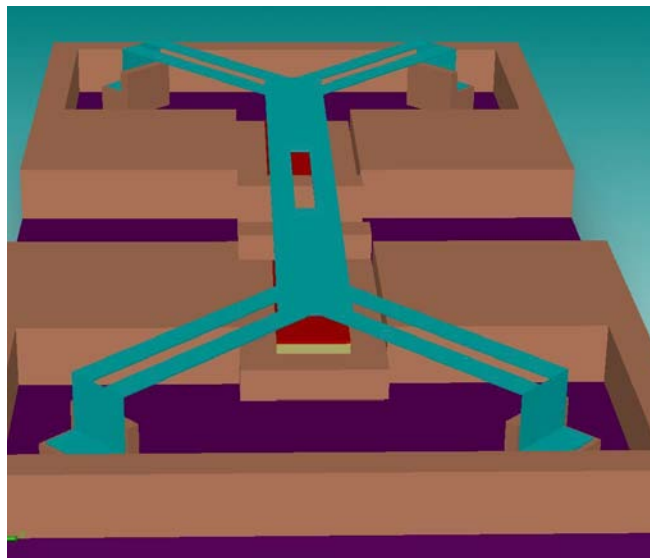


Figura 2.14: Vista lateral del Conmutador MEMS.

La definición mínima de nuestro proceso de fabricación implica que las máscaras tengan las dimensiones adecuadas para generar el sólido y se respete la distancia necesaria para la alineación sobre el sustrato. Dicha distancia esta limitada por la tecnología al alcance en UNAMems y laboratorio de fotolitografía

del CCADET, siendo de $50[\mu\text{m}]$ en general, aunque en las mascarar positivas podemos reducirla un poco más.

Las dimensiones finales del conmutador son $900[\mu\text{m}]$ de ancho por $1700[\mu\text{m}]$ de largo, aunque este parámetro puede ser ampliado si es necesario. Las islas tienen unas dimensiones de $350[\mu\text{m}]$ de largo por $800[\mu\text{m}]$ de ancho, salvo en la parte de la saliente del electrodo que tiene $300[\mu\text{m}]$ de largo. La ranura que conecta el stub tiene $300[\mu\text{m}]$ de largo salvo en el tope de contacto donde se reduce a $150[\mu\text{m}]$. Tal como se puede observar en la figura 2.15.

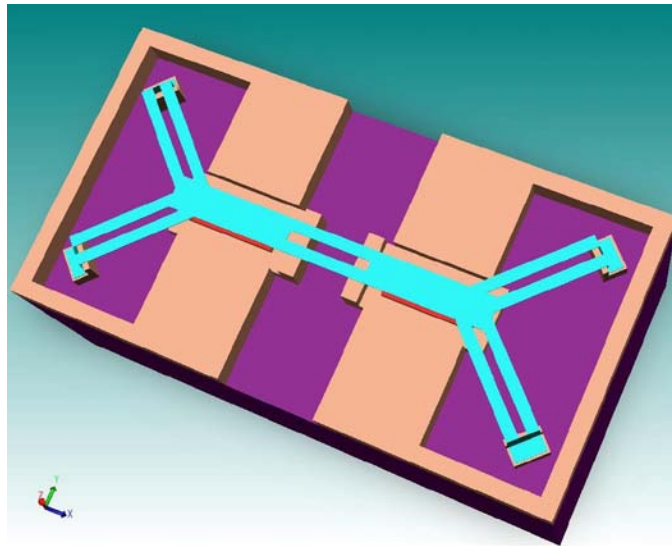


Figura 2.15: Conmutador MEMS.

El tope de contacto tiene la definición mínima de $50[\mu\text{m}]$. La viga de actuación esta a $8[\mu\text{m}]$ de altura sobre dicho tope, por lo que esta es la distancia que tiene que contraerse para lograr el contacto deseado (figura 2.16).

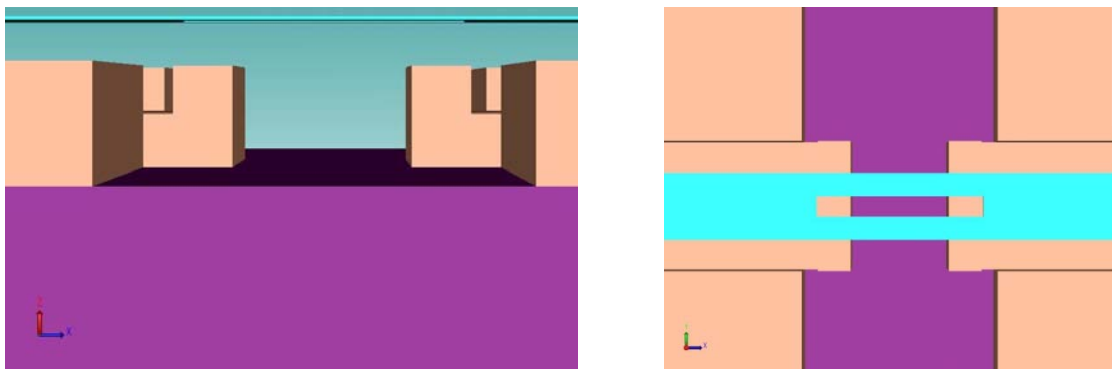


Figura 2.16: Tope de contacto para la viga de actuación.

Para disminuir el voltaje de actuación necesario para generar esta contracción de la viga se realizaron las ranuras internas en la máscara *aluminio*, dejando un

espacio al centro de la viga sin protección para que al realizar el ataque también sea eliminado el aluminio en esa área, como se puede observar en las figuras 2.16 - 2.19.

El ancho de la ranura dentro de la viga de aluminio es de $30\mu\text{m}$, con lo que sus extremos quedan de $35\mu\text{m}$ cada uno. El voltaje disminuye pues la viga se hace más flexible en el área con la ranura. Sin embargo la ranura no se extendió por toda la viga pues si disminuimos el área de la viga sobre el electrodo se disminuye también la fuerza electrostática entre viga y electrodo, lo que se refleja en un aumento del voltaje de actuación. Por lo tanto respetamos los $100\mu\text{m}$ de ancho de la viga sólida sobre el electrodo y los $50\mu\text{m}$ aledaños.

El diseño de nuestro conmutador se realizó simétrico con respecto a la ranura que conecta el anillo del desplazador de fase y el stub. Esto con dos objetivos principales, disminuir el voltaje de actuación al fabricar dos electrodos y tener como consecuencia el doble de fuerza electrostática; y disminuir la capacitancia del conmutador pues al repetir la geometría en ambos extremos de la ranura se puede considerar como colocar capacitancias en serie a la viga, por lo cual el valor de la capacitancia del dispositivo disminuye al analizarla en su conjunto. La viga principal tiene una longitud de $1000\mu\text{m}$, el espesor de la película de BCB es de $3\mu\text{m}$ y el del electrodo de cobre es de $1\mu\text{m}$. Como se puede observar en la figura 2.17.

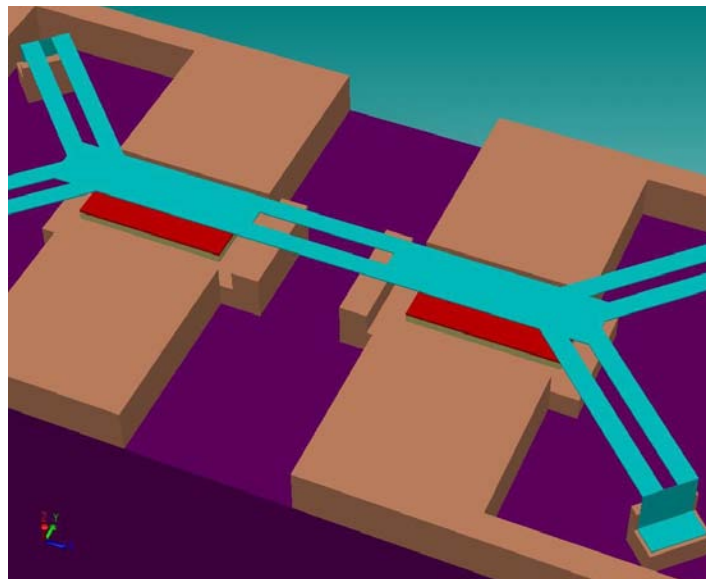


Figura 2.17: Longitud de la viga principal.

Otra acción que se realizó para disminuir el voltaje de actuación fue separar el anclaje de la viga en dos puntos para ambos extremos de la misma, con el fin de hacer la viga más flexible.

En un principio se pensó en separar el ancla en cada extremo de la viga, manteniendo la viga recta hasta ese punto, para realizar los brazos de anclaje de manera perpendicular. Sin embargo se observó que si realizamos los brazos a 45°, tal como se muestra en la figura 2.18, la flexibilidad aumenta aun más y, por ende, el voltaje de actuación disminuye. Además se incluyó la ranura dentro de la viga de aluminio con el mismo objetivo que en el tope de contacto.

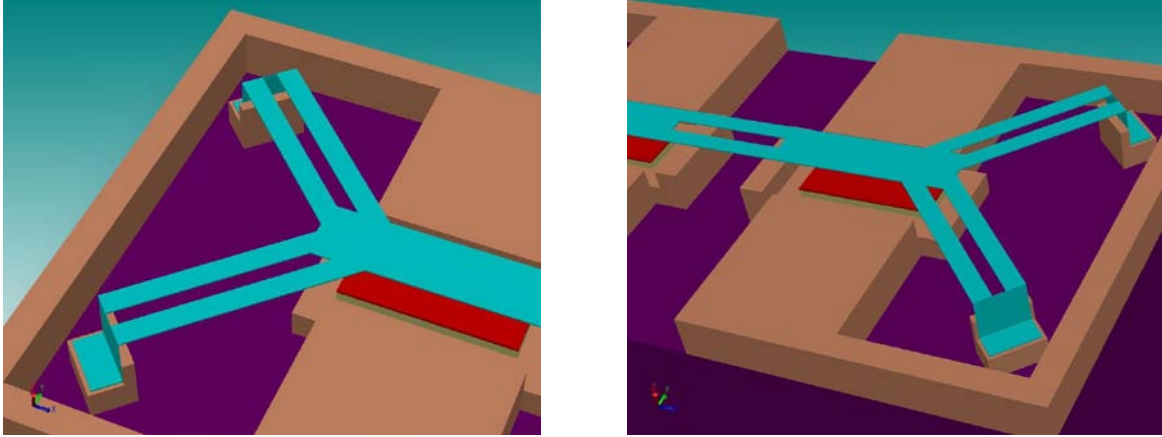


Figura 2.18: Brazos de soporte de la viga principal.

Es importante que cuando el conmutador no esté actuado, no exista contacto entre la viga y la superficie de cobre del desplazador. Para cumplir con lo anterior, se realizó el anclaje de la viga en una isla de sustrato manteniendo un área de cobre que permita la deposición del aluminio.

Además se realizó un poste de 8[μm] de altura para dar más soporte a cada ancla de nuestro conmutador, como se puede observar en la figura 2.19. Es importante la correcta alineación de mascarar para lograr los resultados observados en dicha figura.

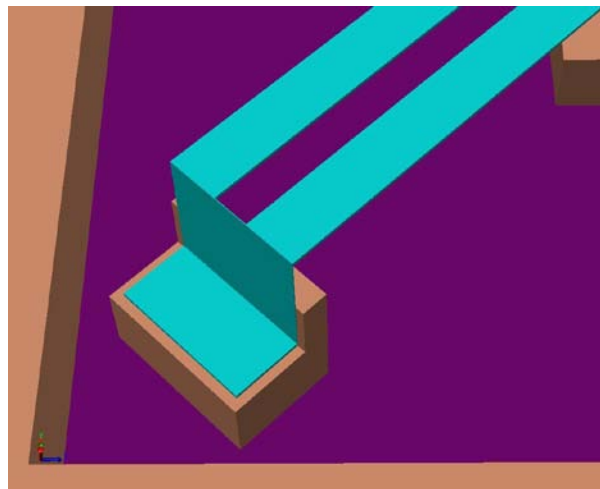


Figura 2.19: Anclaje de la viga de actuación.

2.3 Simulación del diseño obtenido

Después de haber definido el proceso de fabricación y obtenido la geometría del conmutador se realiza su simulación para obtener el comportamiento electromecánico esperado, así como su modelo equivalente y análisis electrodinámico.

Usamos simuladores debido a la imposibilidad práctica de encontrar la solución analítica al comportamiento del dispositivo. Por lo que es indispensable el uso de métodos numéricos, como una alternativa práctica de cálculo, presentes en los simuladores computacionales utilizados.

2.3.1 Características Electromecánicas

Es importante conocer las características eléctricas y mecánicas de nuestro conmutador MEMS, pues serán las primeras a comparar con el desplazador basado en diodos p-i-n [1]. Para esto utilizamos el software de simulación CoventorWare 2008 disponible en el laboratorio de cómputo del UNAMems de la FI, UNAM.

La principal característica de nuestro conmutador MEMS que este simulador nos permite conocer es el voltaje necesario para tener la suficiente fuerza electrostática que logre la contracción de la viga, es decir, su voltaje de actuación. Además podemos obtener el esfuerzo físico de la viga en las regiones críticas, la capacitancia entre los diferentes conductores del modelo 3D diseñado y observar la animación de la conmutación de nuestro dispositivo, esto para observar la elasticidad de la viga durante su desplazamiento [9].

Partiendo del modelo 3D de nuestro dispositivo se definen las áreas y volúmenes de interés en la simulación. El simulador CoventorWare analiza todas las regiones seleccionadas por medio de un mallado de superficie o “mesh” de cada región, aplicando el método de los elementos finitos. El cual es un método numérico para la aproximación de soluciones para ecuaciones diferenciales en derivadas parciales. El método consiste en dividir el modelo en una serie de subdominios, los cuales no se intersecan entre sí, logrando con esto discretizar el conmutador. Dentro de cada elemento finito se distinguen una serie de puntos representativos llamados nodos. El conjunto de nodos forma una malla considerando sus relaciones de adyacencia. De acuerdo con estas relaciones se asigna el valor a un conjunto de variables incógnitas definidas en cada nodo, denominadas grados de libertad, para formar el sistema de ecuaciones lineales. Por lo que el número de ecuaciones de dicho sistema será proporcional al número de nodos [9].

Coventor Ware permite generar diferentes tipos de mallado sobre las regiones que se requieren analizar, pues el mallado depende de la geometría de las regiones y la exactitud que se requiera del cálculo. Como es de esperarse entre mayor sea el número de elementos y nodos, mayor será la densidad de la malla y mejor será la precisión de los resultados obtenidos, esto es, serán más cercanos a la realidad. Sin embargo hay que considerar el tiempo de simulación, pues si se genera un mallado demasiado fino, el tiempo de simulación será demasiado largo y muchas veces las simulaciones se abortan antes de concluir [9].

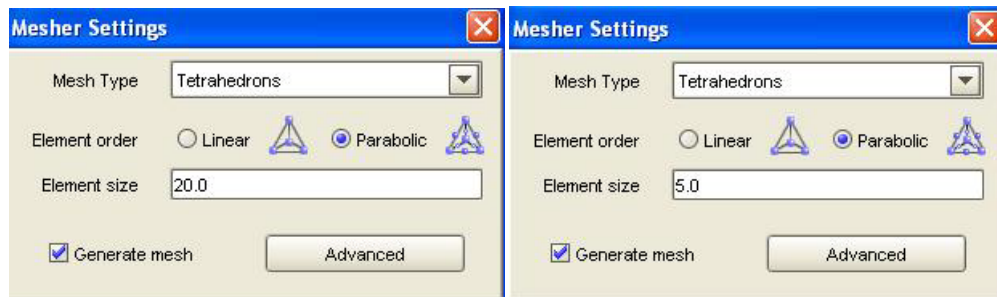


Figura 2.20: Mallado de simulación.

En la figura 2.20 se observan las características seleccionadas para las diferentes regiones incluidas en el mallado. Cabe mencionar que para el análisis electromecánico sólo se consideraron los conductores, por lo que se descarta el análisis de los materiales dieléctricos como el Sustrato Rogers o el BCB. Se utilizó la opción de tetraedros, la cual se selecciona cuando la geometría es compleja y no permite los otros tipos (Extruded, Manhattan o Mapped), pues al tener nuestro conmutador los brazos de soporte de la viga rotados 45°, no se logro la creación de la malla con los otros modos comentados. En principio, el modo tetraédrico se puede utilizar para cualquier geometría tridimensional. Sin embargo el tiempo de simulación es mucho mayor para este modo [9].

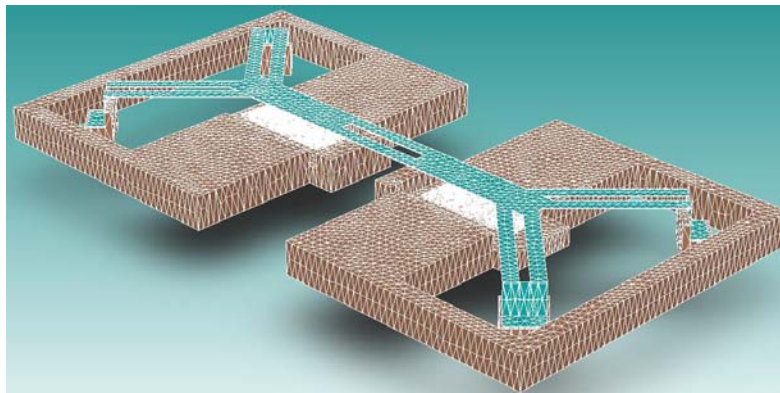


Figura 2.21: Mallado del modelo 3D del conmutador.

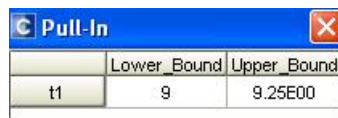
En la región compuesta por el electrodo se realizó un mallado mucho más fino pues esta región es donde se concentra la fuerza electrostática que permite la actuación del conmutador, dejando un tamaño de 5, mientras que para el resto del conmutador el tamaño se dejó en 20. El valor de este campo especifica un tamaño medio isotrópico para las caras modelo. En la figura 2.21 se muestra el modelo de nuestro conmutador una vez seleccionado el mallado a utilizar para su análisis electromecánico.

2.3.2 Resultados de Simulación en Coventor Ware 2008

Se presenta a continuación el resultado de la simulación del comportamiento electromecánico de nuestro conmutador MEMS. El primer, y más importante, resultado es el voltaje de actuación. Para entenderlo mejor habrá que analizar el funcionamiento del conmutador.

La carga eléctrica que la viga adquiere conforme aumenta el voltaje, induce a su vez una carga de signo contrario en los electrodos del conmutador. Esto produce una fuerza electrostática que ocasiona que la viga sea atraída hacia abajo, disminuyendo su altura, logrando con esto un aumento de la capacitancia entre viga y electrodo y con esto un aumento de la carga y el campo eléctrico, es decir más fuerza electrostática y por ende mayor desplazamiento [11].

Este comportamiento se mantiene lineal hasta un punto en el cual la viga entra en desequilibrio y tiende a colapsarse; realizando el contacto deseado entre los extremos metálicos del stub. Para obtener el voltaje de actuación necesario para lograr el colapso de la viga se realiza un proceso de iteraciones sucesivas hasta encontrar el voltaje de pull-in; el cual es aquella diferencia de potencial a la cual la viga entra en desequilibrio. Dicho voltaje de pull-in resultó de 9.25[V] en la simulación. Para los conmutadores de membrana modelados como actuadores electrostáticos de placas paralelas se considera que el voltaje de actuación es 1.3 veces el de pull-in [10], por lo que para garantizar la conmutación de nuestro switch es necesario aplicar alrededor de 12[V].



	Lower_Bound	Upper_Bound
t1	9	9.25E00

Figura 2.22: Voltaje de pull-in para nuestro conmutador [V].

En la figura 2.23 se observa el comportamiento de la carga tanto en los electrodos como en la viga; dichas cargas crecen linealmente hasta que la fuerza entre electrodo y viga llega al punto en el que se vence el pull-in del

conmutador. De la gráfica podemos concluir que la carga alcanzada por la viga en el momento de la deflexión, es de 1.8[pC] de carga positiva, mientras que en los electrodos se presenta una carga de 0.3[pC], con signo negativo, para un voltaje cercano a los 10 [v].

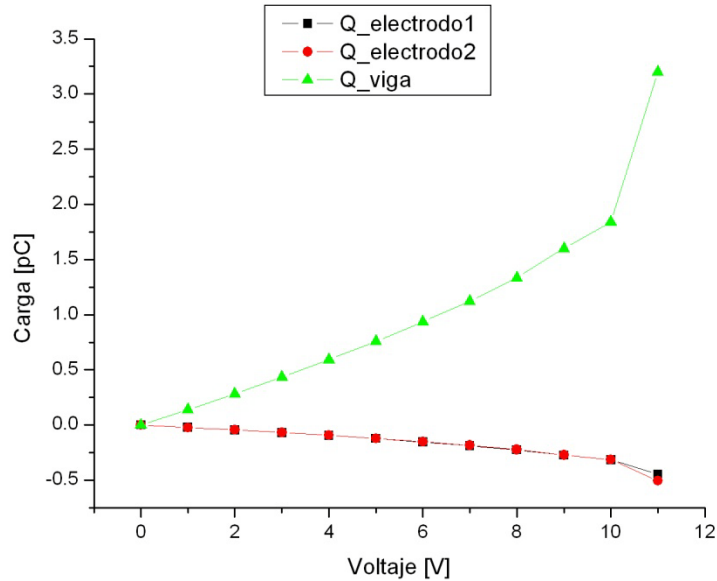


Figura 2.23: Comportamiento de la carga para nuestro conmutador.

En la tabla 2.1 se muestra el resultado de la simulación de la carga en cada conductor del conmutador, los valores se reportan en [pC]. La trayectoria de la simulación representa el voltaje de alimentación en la viga, el cual se inicia desde el estado apagado 0[v] y se va incrementando en 1[v] cada paso. En el último paso de la simulación, a los 11[v], se presenta un aumento súbito de la carga, sobre todo en la viga que es el conductor energizado; debido a que se supera el pull-in y se presenta el colapso de la viga.

Charge						
	t1	Q_electrodo1	Q_electrodo2	Q_cobre2	Q_aluminio	Q_cobre1
step_1	0	0	0	0	0	0
step_2	1	-2.097616E-02	-2.099029E-02	-4.891926E-02	1.398527E-01	-4.896695E-02
step_3	2	-4.327995E-02	-4.308414E-02	-9.87671E-02	2.841341E-01	-9.900293E-02
step_4	3	-6.762626E-02	-6.697883E-02	-1.501316E-01	4.354571E-01	-1.507184E-01
step_5	4	-9.390156E-02	-9.27199E-02	-2.030622E-01	5.937535E-01	-2.040699E-01
step_6	5	-1.22174E-01	-1.204687E-01	-2.577657E-01	7.596216E-01	-2.592132E-01
step_7	6	-1.52863E-01	-1.506499E-01	-3.149799E-01	9.355086E-01	-3.170158E-01
step_8	7	-1.866141E-01	-1.839714E-01	-3.758315E-01	1.124924E00	-3.785072E-01
step_9	8	-2.248144E-01	-2.219217E-01	-4.426015E-01	1.33544E00	-4.461029E-01
step_10	9	-2.731224E-01	-2.703927E-01	-5.25592E-01	1.600181E00	-5.310736E-01
step_11	10	-3.161213E-01	-3.129304E-01	-6.024959E-01	1.841215E00	-6.096678E-01
step_12	11	-4.452525E-01	-5.051691E-01	-1.343021E00	3.201932E00	-9.084891E-01

Tabla 2.1: Carga en conductores del conmutador.

Otro punto importante a evaluar de nuestro conmutador es su capacitancia, la cual consideramos como la existente entre los extremos metálicos del stub, es

decir entre los conductores cobre1 y cobre2 de nuestra simulación. En la figura 2.24 se muestra el resultado de la simulación en [pF] de este parámetro al aumentar el voltaje de actuación. Se observa que para el estado abierto, es decir para 0 [v], tenemos una capacitancia de 18.4 [fF]. Esta capacitancia aumenta poco a poco debido a la contracción de la viga al aumentar el voltaje. Llegando al pull-in aumenta más rápidamente, debido a que la viga comienza a colapsarse. Los resultados de la simulación se presentan hasta los 11[v] debido a el simulador no es capaz de expresar correctamente cuando se realiza el contacto entre la viga y los topes; lo que se genera un sistema inestable y los valores no son totalmente ciertos.

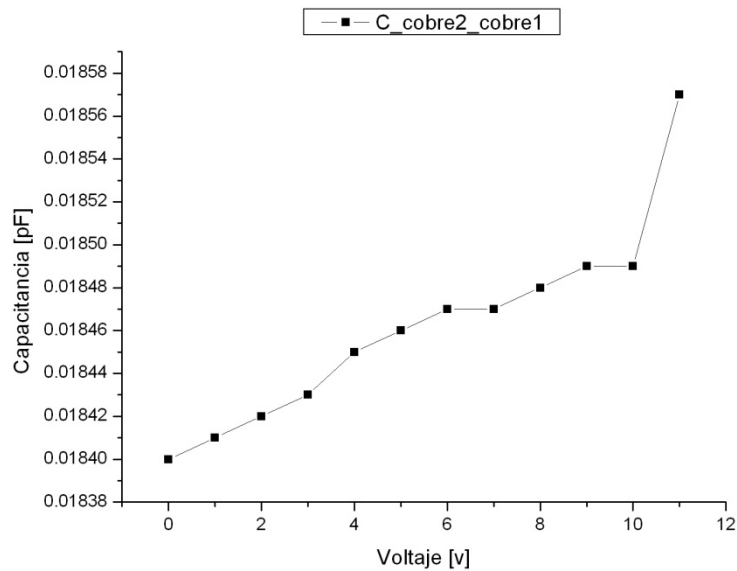


Figura 2.24: Capacitancia para el estado abierto y cerrado del conmutador.

Sin embargo, basado en el resultado de circuito abierto, podemos afirmar que superamos la condición de diseño, pues no debía sobrepasar los 20 [fF]. Mientras que para el estado cerrado, no es importante preocuparnos por el valor de la capacitancia, ya que al asegurar el contacto metal-metal entre la viga de aluminio y los extremos de cobre del stub, se percibe como un corto circuito, dejando a un lado el capacitor formado entre los metales.

En la figura 2.25 y la tabla 2.2 se muestran el desplazamiento que sufre la viga para cada uno de los valores del voltaje de actuación aplicado; donde el aumento en el voltaje es de 1 [v] por cada paso de la trayectoria. La viga sufre deflexiones paulatinas hasta alcanzar el voltaje de pull-in, después del cual la viga se colapsa por completo. El desplazamiento máximo de la viga es de 8 [μ m] en los topes, al centro puede ser un poco mayor debido a la flexibilidad de la viga. Se observa que el desplazamiento es constante con el aumento del voltaje hasta alcanzar los 10 [v] donde el desplazamiento aumenta considerablemente;

esto debido a que se supera el voltaje de pull-in y la viga tiende a colapsarse. Al consultar la tabla nos damos cuenta que para el ultimo paso graficado, 11[V], el desplazamiento es de casi los 8[μm], pero en el punto de mayor desplazamiento que es el centro de la viga. Para asegurar el contacto de la viga y los topes y el correcto funcionamiento del conmutador, consideramos que el voltaje mínimo de actuación es de 12 [V]. Este sigue siendo un valor bajo de voltaje, considerando que los sistemas comerciales de arreglos de fase tienen alimentación alrededor de 90[V]. Esto hace que la etapa de alimentación de nuestro diseño sea menos compleja y se reduzca costos.

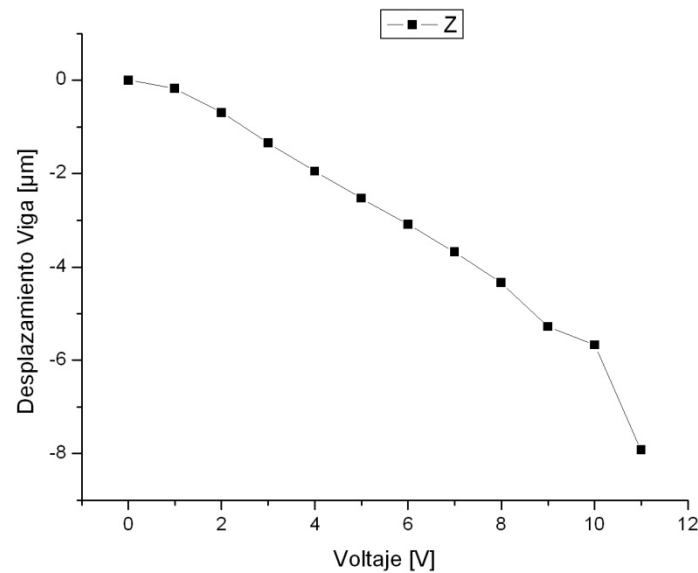


Figura 2.25: Desplazamiento de la viga.

Displacement									
	t1	Max	MaxX	MaxY	MaxZ	Min	MinX	MinY	MinZ
step_1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
step_2	1	1.736121E-01	9.124047E-05	6.579435E-05	4.792647E-06	0	-1.048817E-04	-6.491029E-05	-1.736121E-01
step_3	2	6.927701E-01	4.598967E-04	4.543734E-04	3.353211E-05	0	-6.02585E-04	-4.142264E-04	-6.927701E-01
step_4	3	1.343355E00	1.23088E-03	1.362473E-03	1.01034E-04	0	-1.600503E-03	-1.201257E-03	-1.343354E00
step_5	4	1.953748E00	2.288268E-03	2.658154E-03	1.974226E-04	0	-2.884455E-03	-2.347721E-03	-1.953747E00
step_6	5	2.526761E00	3.698847E-03	4.276015E-03	3.220086E-04	0	-4.343351E-03	-3.820034E-03	-2.526759E00
step_7	6	3.094218E00	5.551722E-03	6.254132E-03	4.771849E-04	0	-6.006827E-03	-5.638543E-03	-3.094216E00
step_8	7	3.680388E00	7.865424E-03	8.682555E-03	6.685408E-04	0	-7.933854E-03	-7.875227E-03	-3.680385E00
step_9	8	4.337665E00	1.0916E-02	1.183253E-02	9.173123E-04	0	-1.033714E-02	-1.075864E-02	-4.337659E00
step_10	9	5.276063E00	1.599613E-02	1.694168E-02	1.323555E-03	0	-1.473155E-02	-1.538096E-02	-5.276054E00
step_11	10	5.674947E00	1.886693E-02	1.997398E-02	1.363858E-03	0	-1.704512E-02	-1.784571E-02	-5.674935E00
step_12	11	7.919688E00	3.965078E-02	4.026188E-02	2.822006E-03	0	-3.604882E-02	-3.700813E-02	-7.919686E00

Tabla 2.2: Desplazamiento de la viga[m].

Finalmente en la figura 2.26 se muestra el modelo sólido de nuestro conmutador MEMS, en el cual se aprecia una gama de colores sobre la viga con el fin de identificar el desplazamiento sufrido por ella, mientras el voltaje de actuación es aplicado. En la primera imagen se observa el conmutador en estado abierto, cuando no se alimenta a la viga. Se observa que el conmutador esta inmóvil y no sufre ningún desplazamiento debido al peso de la viga.

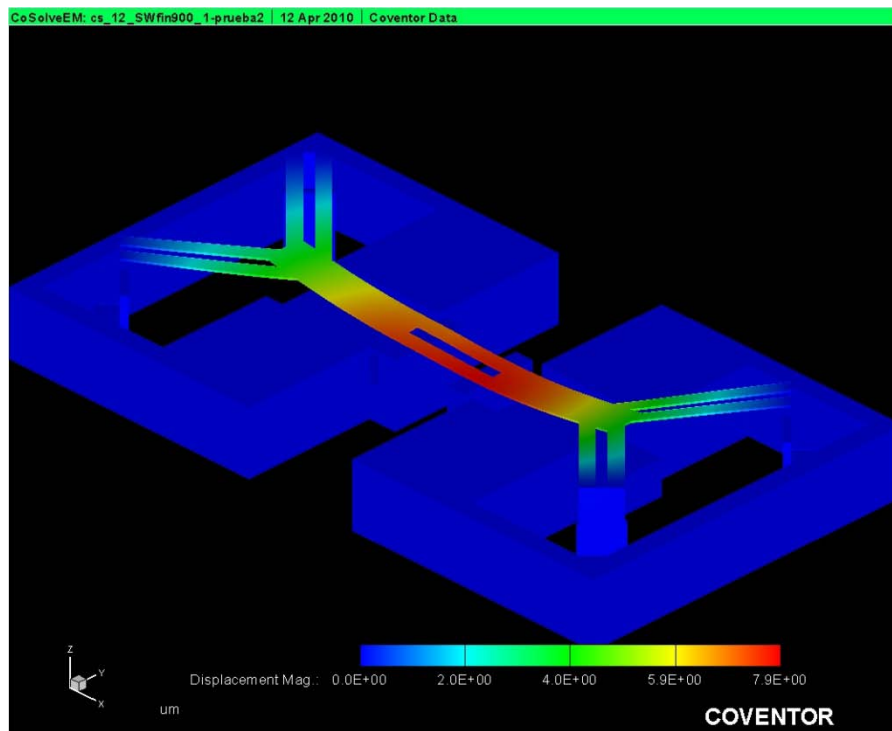
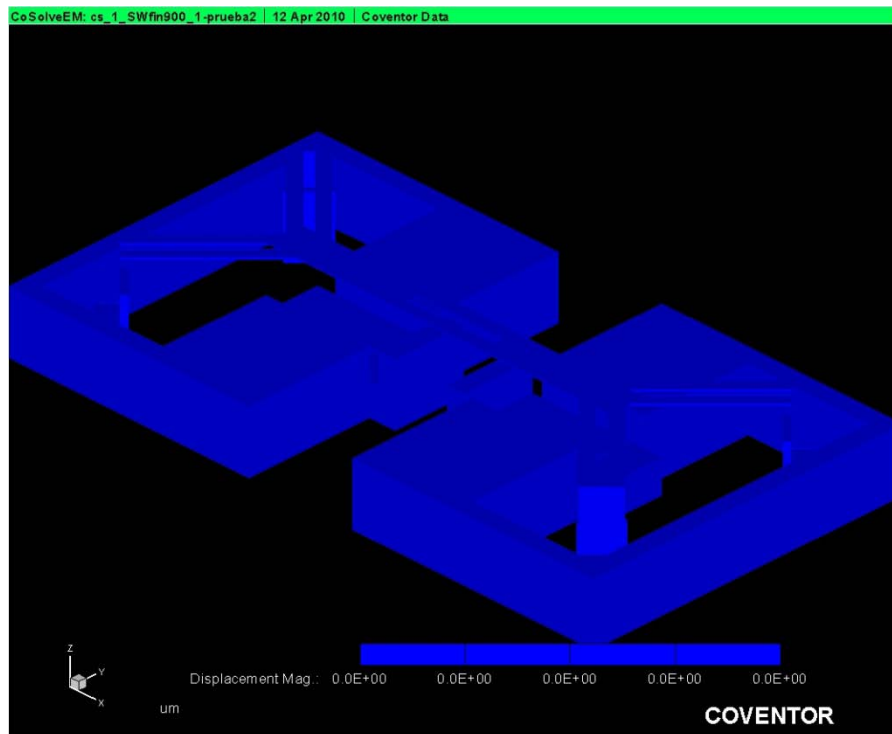


Figura 2.26: Comportamiento de nuestro conmutador.

En la segunda imagen se presenta la reacción del conmutador al voltaje de actuación de 11[V]. Podemos observar que el máximo desplazamiento es al centro y es de 7.9 [μm], por lo que el voltaje mínimo de actuación para el correcto funcionamiento será de 12[V]. Logrando con esto el cortocircuito de los extremos metálicos del stub, siendo este el objetivo de diseño.

Se observa que las anclas no sufren deformación alguna lo que nos permite suponer que el conmutador no perderá anclaje al realizar su función. Esto también es importante pues al tener firmes las anclas, la fuerza de restitución del conmutador es mayor y evitara que la viga se quede adherida al cobre al realizar la conmutación. El anclaje fue reforzado al realizar la separación en 4 puntos de soporte, además que el voltaje de actuación necesario para lograr la conmutación es menor.

2.4 Conclusiones

- Se diseñó un conmutador MEMS mediante materiales sencillos de adquirir y con los procesos de fabricación que ha desarrollado el equipo de RF y microondas del Centro UNAMems de la FI de la UNAM.
- Se utilizó un sustrato polimérico con metalización tipo Rogers RT/duroid 5880 pues está diseñado especialmente para aplicaciones en altas frecuencias. Además es ligero, flexible, de fácil corte, bajo costo y permite incluir la fabricación del desplazador de fase y el conmutador en un mismo proceso. Tiene una constante dieléctrica de 2.2 y una tangente de pérdidas ($\tan \delta=0.0009$).
- Para realizar el aislamiento de los electrodos de actuación se utilizó bisbenzocyclobutene (BCB) CYCLOTENE 4026-46, la cual es una resina polimérica fotosensible que cuenta con baja constante dieléctrica y bajas pérdidas en alta frecuencia. Su constante dieléctrica es de 2.65 y su factor de disipación es de 0.0008.
- El conmutador diseñado tiene 2 electrodos de actuación para disminuir el voltaje de actuación necesario para lograr la contracción de la viga y cuenta con 4 puntos de anclaje lo que le da mayor estabilidad y aumenta la fuerza de restitución del conmutador, evitando que la viga se quede adherida al cobre al realizar la conmutación.
- El diseño simétrico respecto a la ranura que conecta el anillo y el stub permite disminuir la capacitancia parasita del dispositivo pues se pueden considerar como dos capacitancias en serie lo que reduce su valor en conjunto.
- El voltaje de pull-in de nuestro conmutador es de 9.25[v], por lo que para garantizar la conmutación es necesario aplicar alrededor de 12[v].
- En la simulación electromecánica la capacitancia en estado abierto de nuestro conmutador es de 18.4[fF], superando la condición de diseño, pues no debía sobrepasar los 20[fF].

Bibliografía

1. A. E. Martynyuk, A. G. Martínez-López, J. I. Martínez López, "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No.12, December 2006.
2. F. de Dieuleveult, "Electrónica aplicada a las Altas Frecuencias", Ed PARANINFO Thomson Learning, Madrid 2000.
3. Beam Lead PIN diodes for Phased Arrays and Switches datasheet (www.hp.woodshot.com/hprfhelpproducts/diodes/wwwpin.htm).
4. CYCLOTENE Advanced Electronics Resins datasheet (<http://www.dow.com/cyclotene/prod/photo.htm>).
5. RT/duroid®5870/5880 High Frequency Laminates datasheet (www.rogerscorporation.com).
6. P.E. Garrou, R.H. Heistand, M.G. Dibbs, T.A. Mainal, C.E. Mohler, T.M. Stokich, P.H. Townsend, G.M. Adema, M.J. Berry, I. Turlik, "Rapid Thermal Curing of BCB Dielectric", *IEEE Trans on Comp. Hybrids and Manuf. Tech*, Vol. 16, no. 1, pp 46-52, Feb. 1996.
7. T. Shimoto, K. Matsui, K. Utsumi, "Cu/Photosensitive-BCB Thin-Film Multilayer Technology for High-Performance Multichip Modules", *IEEE Trans on Comp. Hybrids and Manuf. Tech. part B*, vo. 18, pp. 18-22, Feb. 2005.
8. CoventorWare DESIGNER "Reference MEMS and Microsystems Physical Design". Version 2008.
9. CoventorWare ANALYZER "Reference MEMS and Microsystems Design". Version 2008.
10. G. N. Nielson, G. Barbastathis. "Dynamic Pull-IN of Parallel-Plate and Torsional Electrostatic MEMS Actuators". *Journal of Microelectromechanical System*, Vol 15, No. 4, August 2006.
11. G. M. Rebeiz, J. B. Muldavin, "MEMS switches and switch circuits", *IEEE Microwave Magazine*, December 2001, pp. 59-71.
12. A. V. Chenakin, A. E. Martynyuk, V.I. Skachko. "A New Hybrid Technology For Millimeter-Wave Integrated Circuits". *IEEE MTT-S Digest*, Denver, CO, Jun 1997, pp. 921-924.

Capítulo 3

Circuito Equivalente del Conmutador MEMS

Después de haber definido el proceso de fabricación y obtenido el diseño del conmutador se realiza la simulación de sus características para evaluar el comportamiento electrodinámico, así como, extraer su modelo equivalente.

Usamos simuladores debido a la imposibilidad práctica de encontrar la solución analítica al comportamiento del dispositivo; pues es indispensable el uso de métodos numéricos como una alternativa práctica de cálculo.

Por lo tanto, utilizamos un software capaz de realizar simulaciones del comportamiento electromagnético del sistema. En especial para señales con frecuencia dentro de la banda de Súper Alta Frecuencia [3-30GHz].

La razón por lo que es necesario un circuito equivalente del conmutador diseñado es para introducirlo a la simulación del desplazador de fase en vez de introducir el modelo de los conmutadores con dimensiones reales. Debido a que si se intenta construir el modelo en 3D del desplazador tan a detalle el simulador no cuenta con la capacidad de procesamiento necesaria.

El mallado a utilizar para observar los nodos del conmutador es mucho más fino que el necesario para analizar al desplazador de fase. Esto hace que el tiempo de simulación sea demasiado y la capacidad del software queda desbordada; las simulaciones serían demasiado lentas y se abortarían antes de terminar. Este proceso se describe a detalle en el siguiente capítulo.

3.1 Características Electrodinámicas

En el capítulo anterior se observó que nuestro conmutador presenta menor capacitancia en estado abierto que la de los diodos p-i-n comparados.

Esto era de esperarse debido a que nuestro conmutador MEMS realiza su conmutación de manera mecánica hasta obtener un contacto metal-metal y tiene como capa dieléctrica al aire a diferencia del diodo que tiene silicio, lo que implica mayor cantidad de pérdidas para el estado abierto. Por lo tanto nuestro conmutador MEMS debe ser más estable, para cualquier frecuencia de RF.

Otra ventaja que presenta nuestro conmutador es que el diodo p-i-n siempre permanece en contacto con la superficie de la capa de cobre, mientras que nuestro conmutador solo lo hace cuando es actuado. Sin embargo, es necesario verificar el comportamiento de nuestro conmutador para su aplicación con señales a altas frecuencias.

Para conocer las características electrodinámicas de nuestro conmutador, fue necesario su análisis, tanto en estado abierto como en estado cerrado mediante un simulador electromagnético. Este simulador nos presenta la respuesta del dispositivo a la incidencia de una señal dada, a través de sus parámetros S, su carta Smith, su matriz de impedancias y admitancias, etc.

Para esto es necesario introducir el modelo del conmutador en 3D al simulador electromagnético, identificando los materiales empleados en su fabricación e introduciendo sus características técnicas, como su permitividad eléctrica, su permeabilidad magnética, su densidad, su conductividad eléctrica, etc.

Una vez obtenida la respuesta del conmutador se utilizó un simulador de diseño electrónico a alta frecuencia para encontrar el circuito equivalente del conmutador. Dicho circuito equivalente es necesario para hacer posible la simulación del desplazador de fase, como se explicará en el capítulo siguiente.

En la presentación de resultados de simulación alternaremos el uso de ambos simuladores para hacer más clara la descripción del proceso de obtención del circuito equivalente al conmutador.

3.1.1 Resultados de Simulación

Partiendo de la geometría del desplazador de fase reportado en [1]. El ancho se redujo a 300[μm] para garantizar su desempeño en las frecuencias de la banda de Super Alta Frecuencia. Además la longitud de la ranura se amplió a 900[μm]

para aumentar la longitud de los brazos de soporte de la viga y disminuir el voltaje de actuación como se comento anteriormente.

3.1.1.1 Ranura

Como primer paso se necesita conocer las características de la ranura sin ningún dispositivo de conmutación, es decir, sin diodo p-i-n o conmutador MEMS. Para esto se creo el modelo en 3D de la ranura de conexión entre el stub y el desplazador [1], colocando un puerto en el centro de la misma y conectando los extremos metálicos de cobre. En la figura 3.1 se muestra la colocación del puerto sobre la ranura.

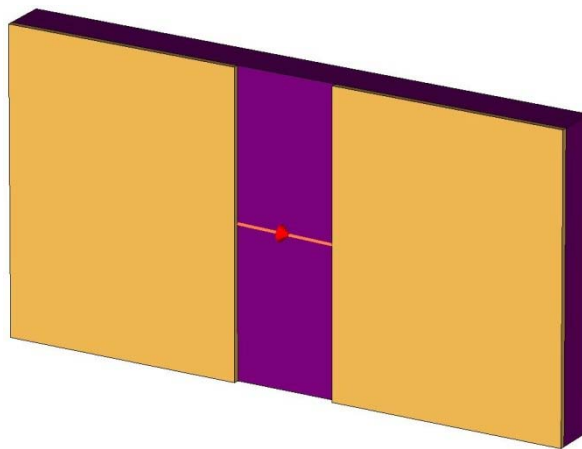


Figura 3.1: Ranura.

Al analizar la parte imaginaria de la matriz de impedancia, la cual se presenta en la figura 3.2, se observa que la respuesta es del tipo capacitiva siendo esto lo que se esperaba al tener dos placas de metal y un dieléctrico entre ellas [2].

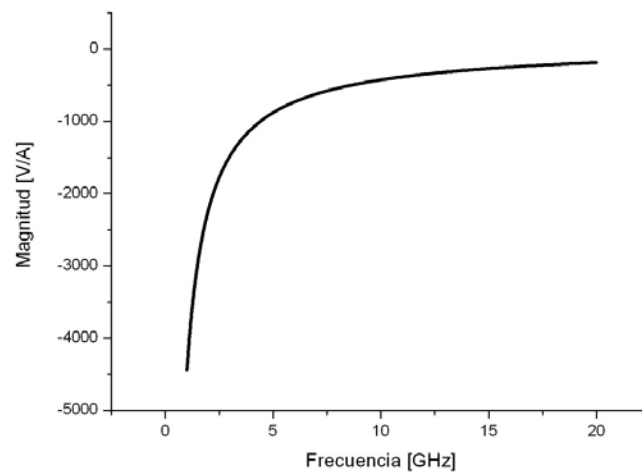


Figura 3.2: Parte Imaginaria de la Matriz de Impedancia para la ranura.

Se toma este comportamiento de la ranura y se busca obtener un circuito que tenga esta misma respuesta. Para esto se toman muestras de los resultados de la parte imaginaria de la matriz de impedancia desde 1 hasta 20 GHz.

Estos valores se consideran como puntos de comparación con los valores que arroja el simulador de diseño electrónico a alta frecuencia donde se construye el circuito equivalente. El circuito se optimiza hasta alcanzar que la respuesta en ambos simuladores se la misma.

En el simulador de diseño electrónico se colocan 2 líneas de transmisión, cada una con la mitad de la longitud de la ranura (450[μm]) y un puerto entre ellas para igualar las condiciones con los de la simulación anterior, tal como se muestra en la figura 3.3 a). Se toman dos parámetros de las líneas de transmisión como variables a optimizar hasta alcanzar la respuesta de la ranura. Estos fueron su permitividad efectiva y su impedancia característica.

Al utilizar la herramienta de optimización el simulador evaluara distintos valores de estas variables hasta que la respuesta sea similar a la de la parte imaginaria de la matriz de impedancia de la simulación anterior, tal como se muestra en la figura 3.3 b).

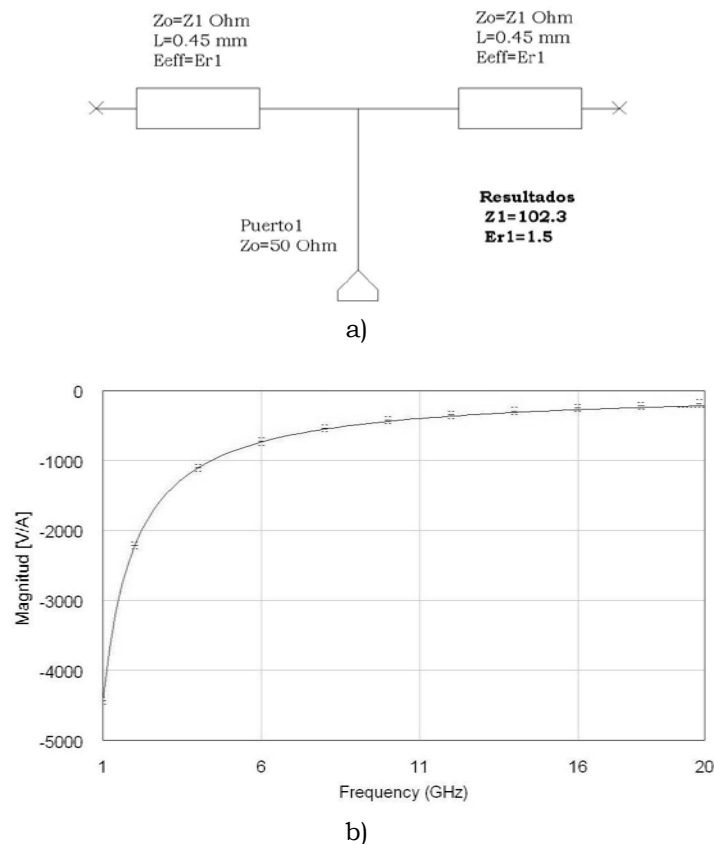


Figura 3.3: Obtención de parámetros de la ranura a) Circuito equivalente
b) Respuesta del circuito equivalente.

Los valores obtenidos son una impedancia de 102.3Ω y una permitividad de 1.5, como se muestra en la figura 3.3 a).

3.1.1.2 Salientes

Ahora hay que considerar que a la ranura se le adicionaron salientes para incrementar el área del electrodo, lo que aumenta la fuerza electrostática y disminuye el voltaje de actuación necesario para colapsar la viga [3].

Por lo tanto se modifica el modelo en 3D de la ranura de conexión y se adicionan los salientes para los topes. En la figura 3.4 se muestra la colocación de los salientes al modelo de la ranura, el puerto se coloca esta vez uniendo los dos salientes.

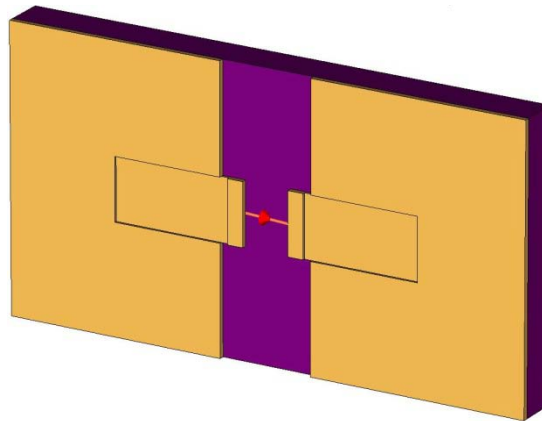


Figura 3.4: Ranura con salientes.

Se puede inferir que dichos salientes se comportaran como un capacitor en paralelo al modelo anterior; pues se trata de dos placas de metal en paralelo con la ranura anterior [2]. Por lo que se coloca un capacitor en paralelo en el circuito equivalente encontrado anteriormente, como se muestra en la figura 3.5 a).

Se toma como variable a optimizar el valor de capacitancia del elemento recién añadido. Se utiliza nuevamente la herramienta de optimización para encontrar el valor de capacitancia que realiza esta modificación en la respuesta del sistema. El valor de la capacitancia es de aproximadamente 1.12 [fF] .

En la figura 3.5 b) se observa la parte imaginaria de la matriz de impedancia para la línea ranurada con salientes. Es muy parecida a la respuesta anterior, sin embargo, la pequeña diferencia que se presenta es ocasionada por la inserción de los salientes.

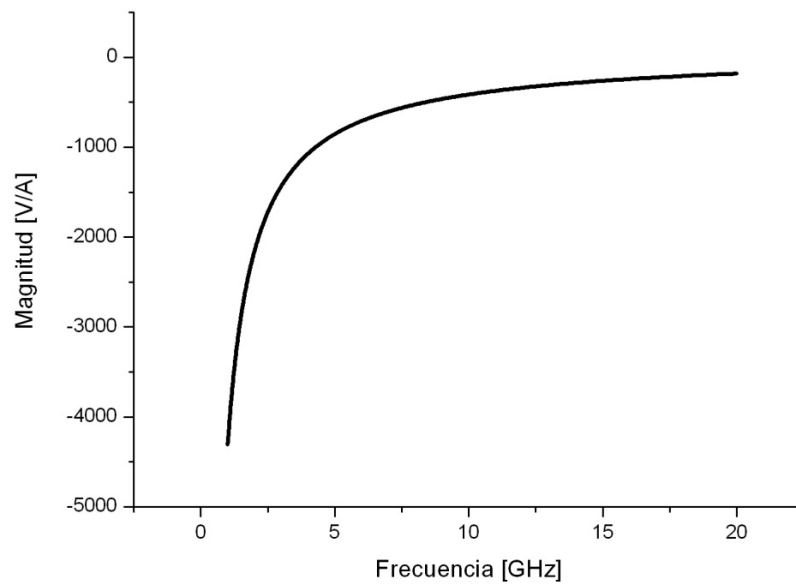
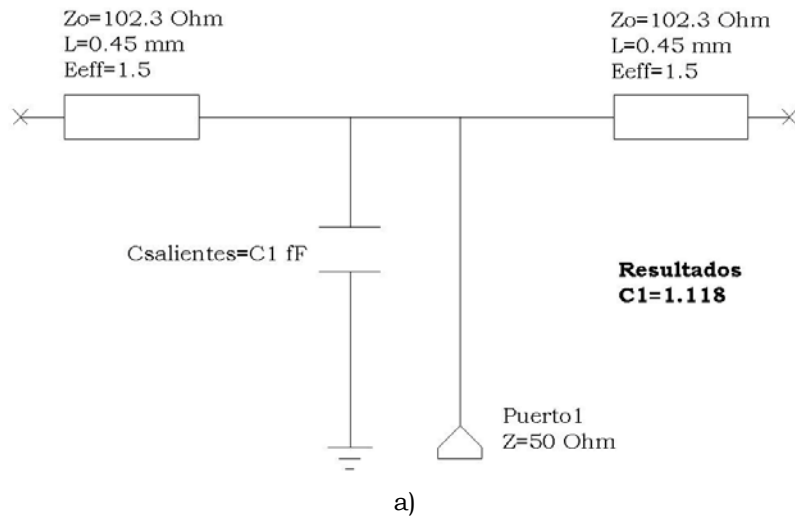


Figura 3.5: Obtención de parámetros de la ranura con salientes a) Circuito equivalente.
b) Parte Imaginaria de la Matriz de Impedancia.

3.1.1.3 Viga

El siguiente paso es considerar la viga metálica de nuestro conmutador sobre la ranura. Para esto se agrego al modelo 3D presentado en la figura 3.4, la viga con sus anclajes y las islas para evitar los cortocircuitos de DC; tal como se muestra en la figura 3.6.

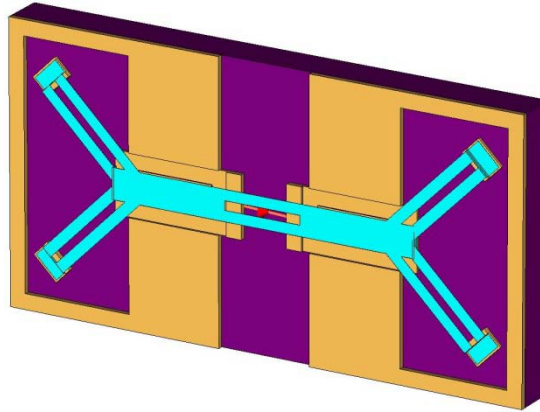
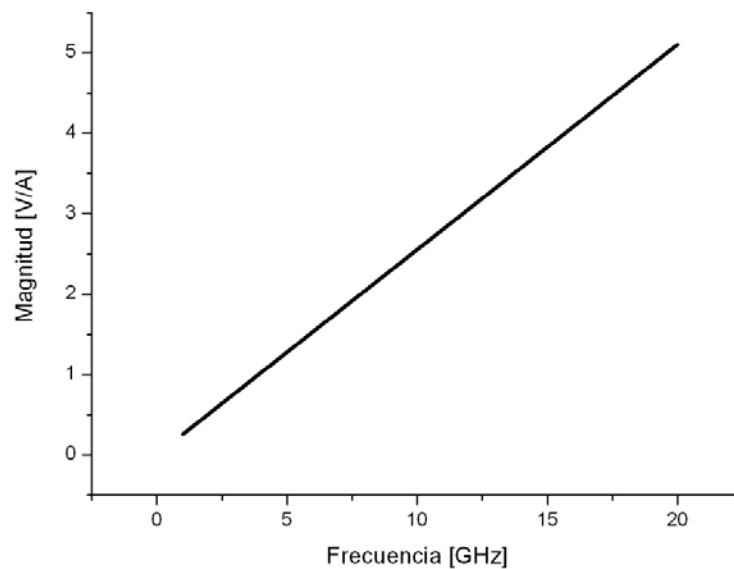


Figura 3.6: Conmutador MEMS.

Primero se busca encontrar el valor de la inductancia del conmutador cuando se encuentra actuado, es decir, cuando está en estado cerrado. Este es un modelo mucho más sencillo pues basta con cortocircuitar los extremos de los salientes con la viga para generar la respuesta. Su parte imaginaria de la matriz de impedancia se presenta en la figura 3.7 a).

Se puede observar que la respuesta es del tipo inductivo, ya que la parte imaginaria de la matriz de impedancia es una recta cuya pendiente esta dada por el valor de dicho inductor [2]. Por lo tanto, se coloca un inductor en paralelo en el circuito equivalente encontrado anteriormente, como se muestra en la figura 3.7 b). Se toma como variable a optimizar el valor de su inductancia. Se utiliza nuevamente la herramienta de optimización para encontrar el valor de inductancia que genera esta respuesta del sistema.



a)

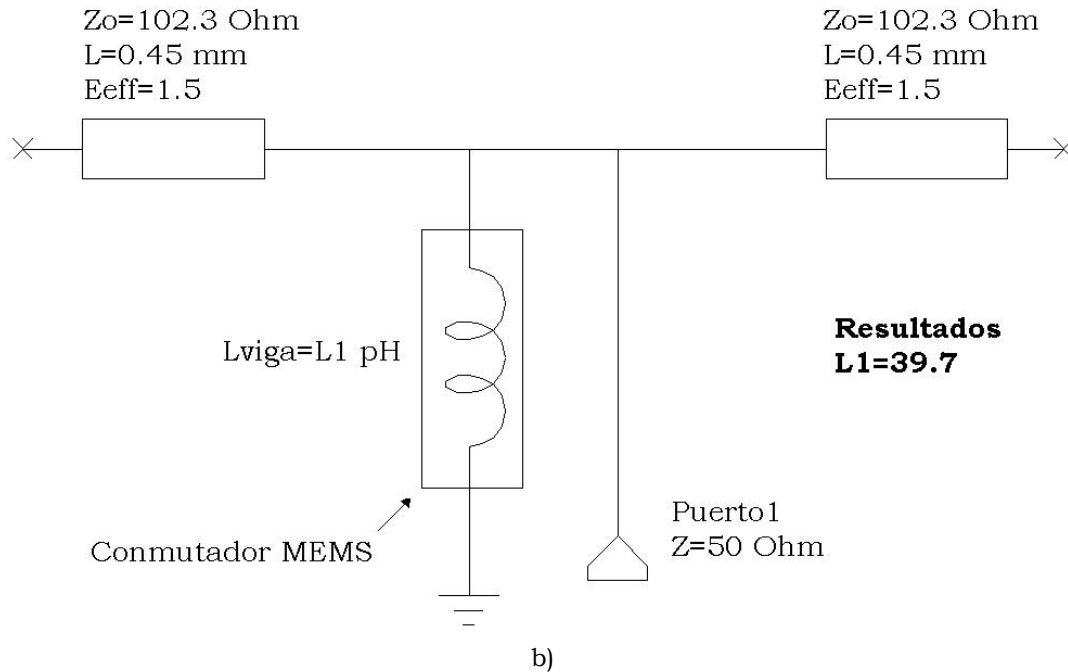


Figura 3.7: Obtención del circuito equivalente para el estado cerrado

a) Parte Imaginaria de la Matriz de Impedancia.

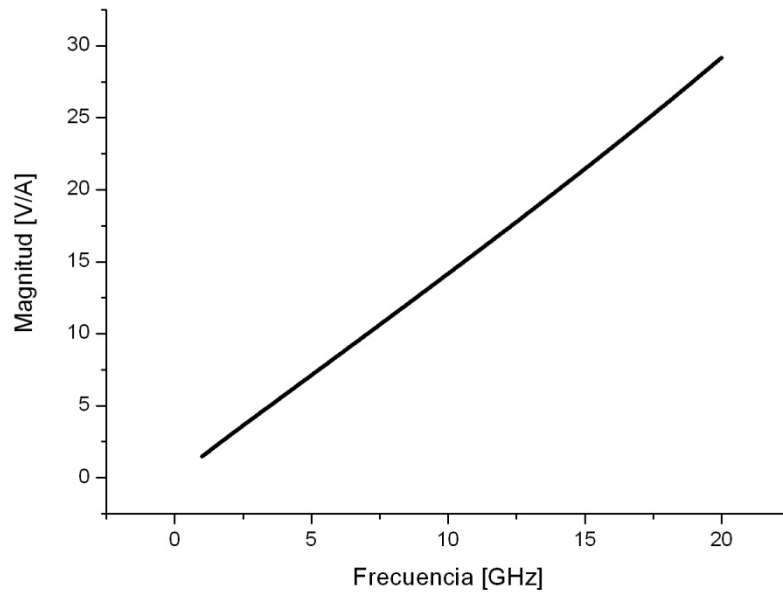
b) Circuito equivalente.

El valor de la inductancia fue de 39.7[pH], tal como se muestra en la figura 3.7 b). No es necesario considerar la capacitancia de las salientes debido a que el cortocircuito hace que el valor de la capacitancia que adicionan las salientes es despreciable. Siendo este el circuito equivalente a nuestro conmutador MEMS en estado cerrado.

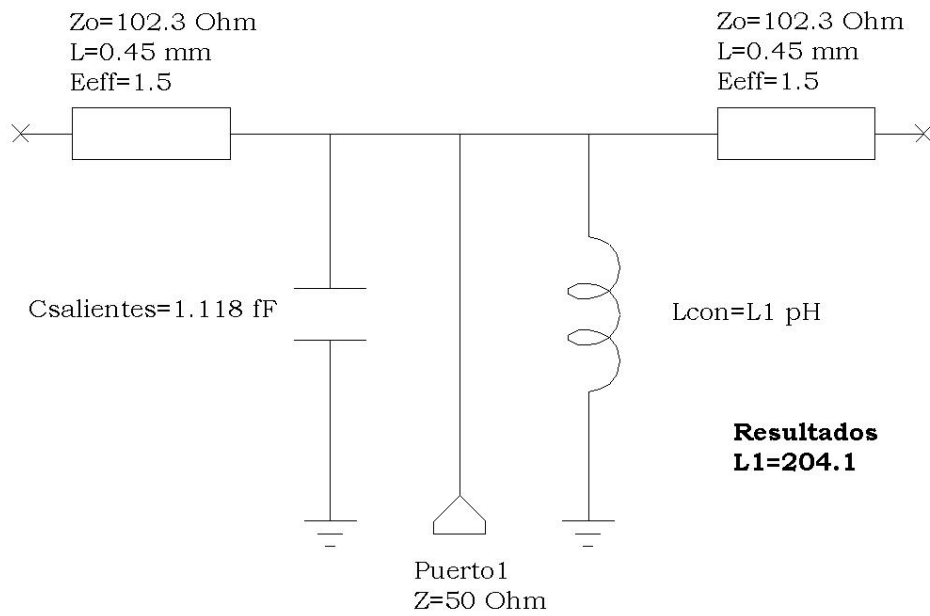
Ahora se busca el encontrar el valor de la inductancia del conmutador cuando no se encuentra actuado, es decir, cuando está en estado abierto. Así que se realizó un contacto metálico entre los extremos de la viga que están al borde de las islas, todavía sobre la superficie de cobre; y el cobre mismo.

Como se puede observar en la figura 3.8 a) la respuesta es inductiva pues nuevamente se cortocircuitan los extremos de la viga en ambos extremos de superficie de cobre. Por lo que se coloca un inductor en paralelo en el circuito equivalente encontrado anteriormente, como se muestra en la figura 3.8 b).

Se toma nuevamente como variable el valor de la inductancia del elemento recién añadido y se utiliza la herramienta de optimización para encontrar el valor de la inductancia que genera esta respuesta del sistema. El valor de la inductancia fue de 204.1[pH].



a)



b)

Figura 3.8: Obtención de la inductancia para el estado abierto a) Parte Imaginaria de la Matriz de Impedancia. b) Circuito equivalente.

El siguiente paso es encontrar la capacitancia que introduce la viga al sistema. Para esto se eliminan los contactos metálicos en los extremos de la viga y se simula la respuesta del conmutador en el puerto descrito anteriormente.

En la figura 3.9 a) se observa la parte imaginaria de la matriz de impedancia, la cual es menor en magnitud a la que presenta la ranura por sí sola. Se coloca un capacitor en el circuito equivalente, tal como se muestra en la figura 3.9 b).

Se toma como variable el valor de capacitancia de dicho elemento y se utiliza nuevamente la herramienta de optimización para encontrar el valor de capacitancia que hace que el sistema tenga una respuesta como la mostrada en 3.9 a).

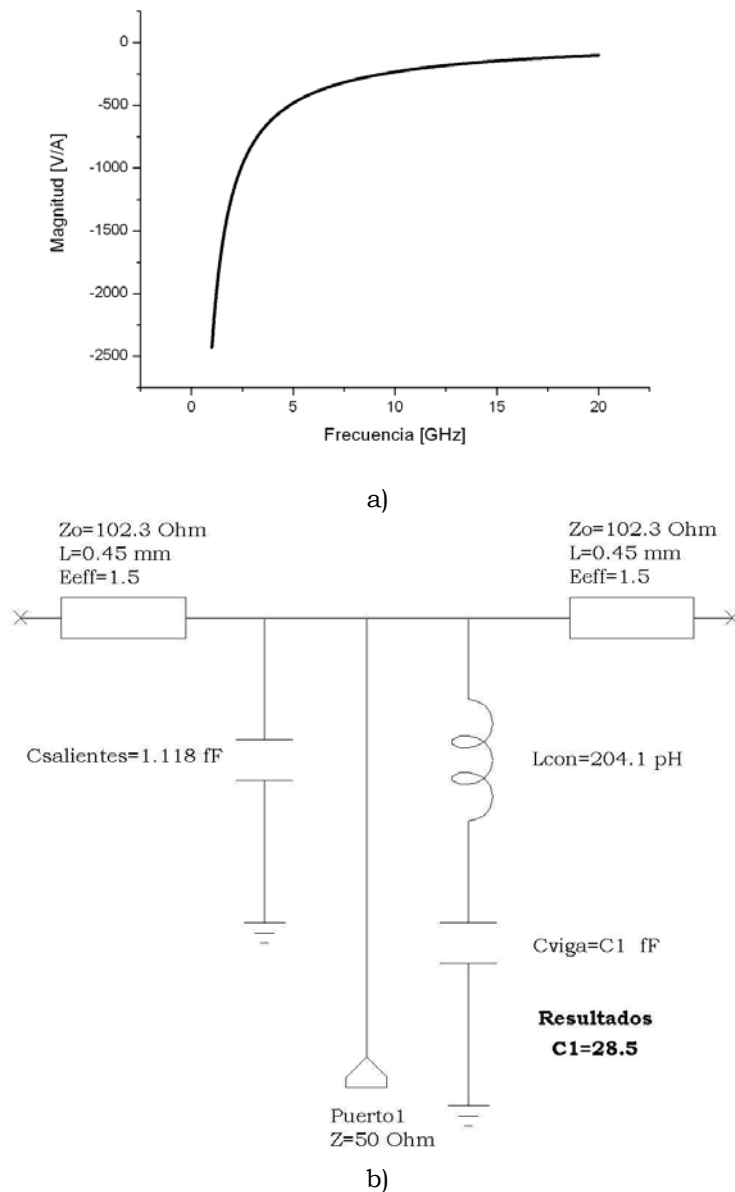


Figura 3.9: Obtención del circuito equivalente para el estado abierto
a) Parte Imaginaria de la Matriz de Impedancia. b) Circuito equivalente.

El valor obtenido es alrededor de 28.5[fF], el cual es la capacitancia que introduce la viga por efecto de ser una superficie metálica (aluminio) sobre otra (cobre) con un dieléctrico entre ellas (aire). En este valor están consideradas también las capacitancias parasitas entre las anclas de la viga y la superficie de cobre.

Por lo tanto el circuito presentado en la figura 3.9 b) es una buena aproximación del circuito equivalente de nuestro conmutador MEMS en estado abierto, es decir, cuando no está actuado y no realiza la conexión de los extremos metálicos del stub.

3.1.1.4 Pérdidas de inserción

Es importante considerar las pérdidas que tendrá la señal debido a la atenuación provocada por la impedancia del conmutador. Para esto se debe considerar la parte real de la matriz de impedancia [2].

Para tener una respuesta más cercana a la realidad se introdujo el parámetro de la tangente de pérdidas “tan δ ” para los materiales dieléctricos. Sin embargo al comparar la respuesta sin este parámetro se observó que es muy similar pues la mayor atenuación se sufre en la viga de aluminio.

Primero se analizó la parte real de la matriz de impedancia para el conmutador en estado cerrado, la cual se observa en la figura 3.10 a). Como se esperaba, al estar en corto circuito los extremos de la línea ranurada, las pérdidas son mínimas.

Consideramos el valor máximo de impedancia resistiva en la banda de operación del dispositivo (7-15 GHz) con el fin de predecir la mayor afectación en la señal al introducir el circuito equivalente del conmutador en la simulación del desplazador de fase. El valor considerado fue de 0.01Ω el cual se introduce en el circuito equivalente tal como se muestra en la figura 3.10b).

Después se analizó la parte real de la matriz de impedancia para el conmutador en estado abierto, la cual se observa en la figura 3.11 a). Como se esperaba, al estar el conmutador en estado abierto, los extremos de la línea ranurada no están conectados y las pérdidas aumentan por la afectación de la estructura de nuestro conmutador.

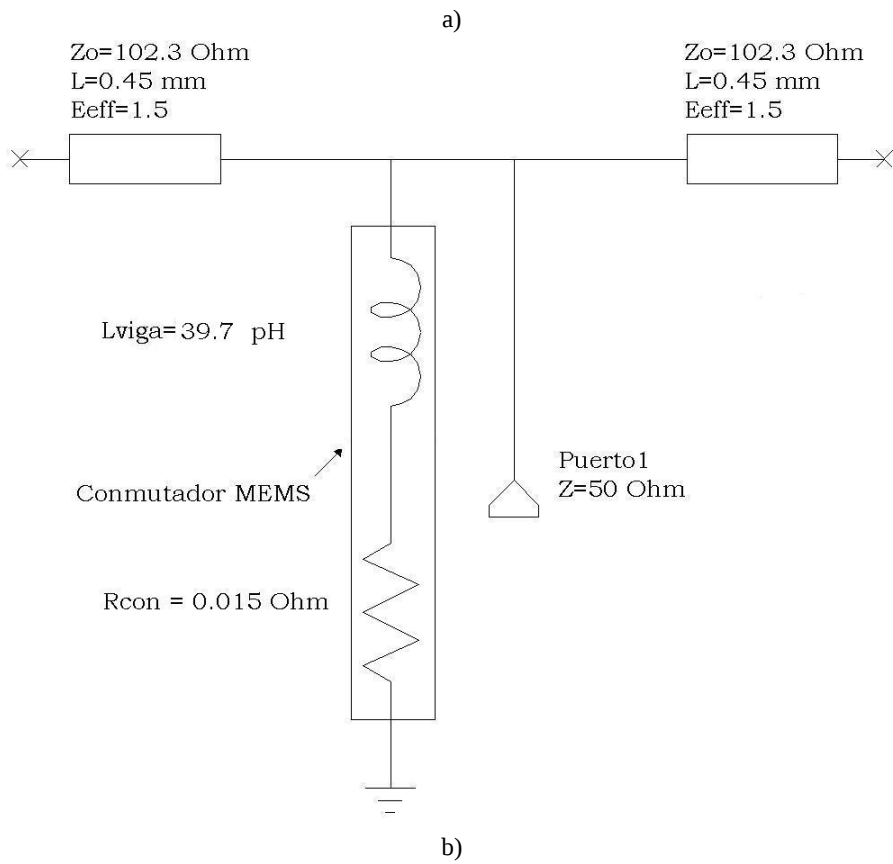
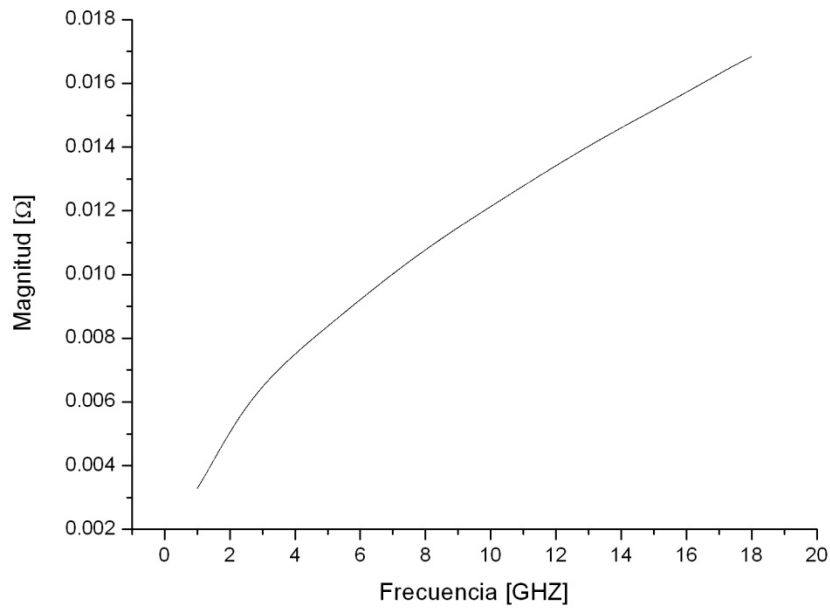
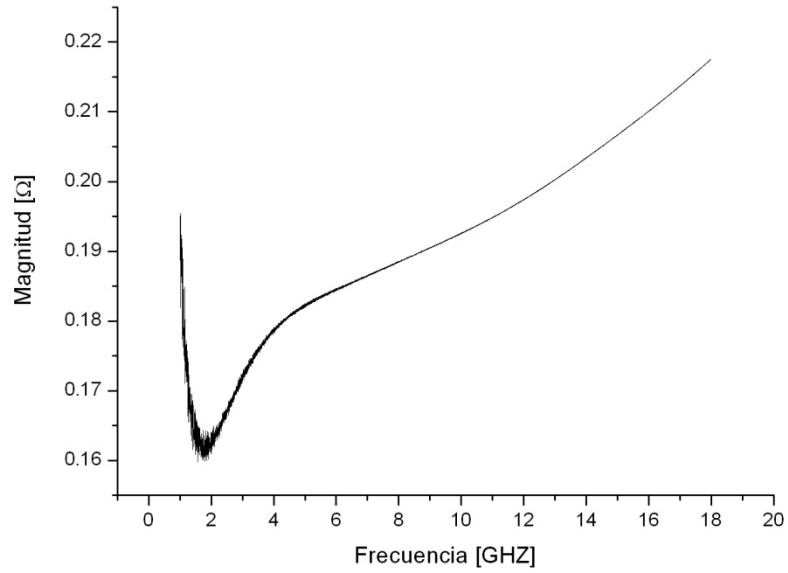
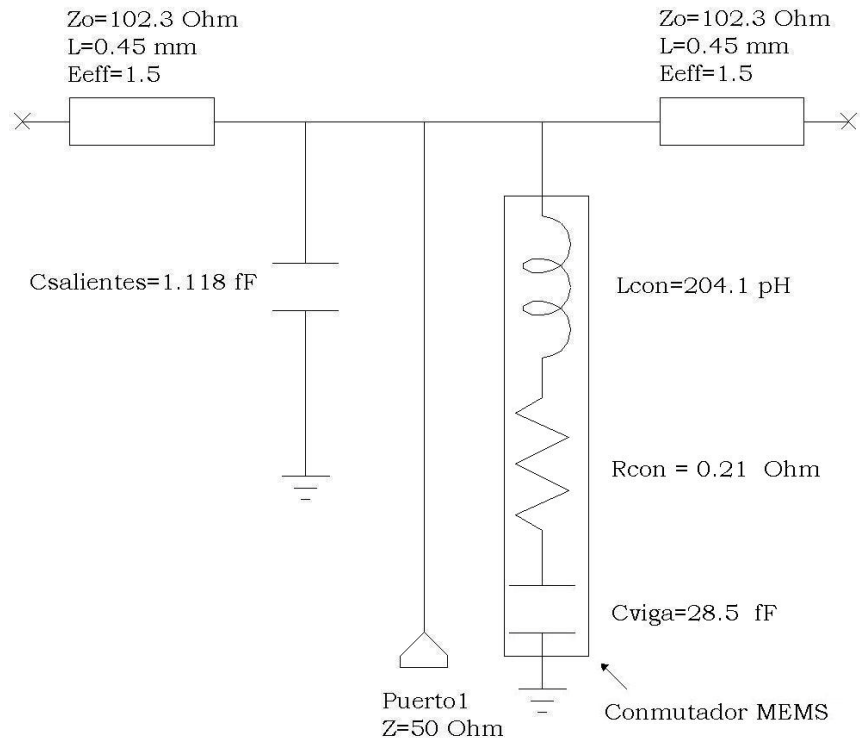


Figura 3.10: Consideración de pérdidas en los materiales para circuito equivalente del conmutador cerrado a) Parte real de la Matriz de Impedancia. b) Circuito equivalente.



a)



b)

Figura 3.11: Consideración de pérdidas en los materiales para circuito equivalente del conmutador abierto a) Parte real de la Matriz de Impedancia. b) Circuito equivalente.

Nuevamente consideramos el valor máximo de impedancia resistiva en la banda de operación del dispositivo con el fin de predecir la mayor afectación en la simulación del desplazador de fase. El valor considerado fue de 0.21Ω , el cual se introduce en el circuito equivalente tal como se muestra en la figura 3.11b).

Los circuitos para nuestro conmutador en estado abierto y cerrado mostrados en las figuras 3.10b) y 3.11b) son una buena aproximación del modelo equivalente de dichos sistemas. Con ellos será posible realizar la simulación del desplazador de fase sin desbordar la capacidad de cálculo del software de simulación.

3.2 Conclusiones

- Fue posible obtener los circuitos equivalentes de nuestro conmutador para sus estados abierto y cerrado, los cuales permitirán la simulación del desplazador de fase sin desbordar la capacidad de cálculo del software de simulación.
- La capacitancia en estado abierto, que es la que introduce la viga de nuestro conmutador, fue de 28.5 [fF], superando la obtenida mediante la simulación mecánica de nuestro dispositivo, la cual nos arrojó un valor de 18.4[fF]. Sin embargo aun se está por debajo de la de los diodos pin HPND-4028 (25-45fF) y HPND-4038 (45-65fF) [4]. Además al estar integrada la fabricación del conmutador con la del desplazador se dejan de presentar capacitancias parasitas como las ocasionadas al soldar los diodos al desplazador.
- Al introducir el parámetro de la tangente de perdidas $\tan \delta$ para los materiales dieléctricos se observó que la respuesta era muy similar a la anterior cuando no se consideraba, esto debido a que la mayor atenuación se sufre en la viga de aluminio.

Bibliografía

1. A. E. Martynyuk, A. G. Martínez-López, J. I. Martínez López, "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No.12, December 2006.
2. David M. Pozar, "Microwave Engineering", 3rd Ed., John Wiley & Sons Inc, USA, 2005.
3. Gabriel M. Rebeiz, Jeremy B. Muldavin, "MEMS switches and switch circuits". *IEEE Microwave Magazine*. December 2001, p59-71.
4. Beam Lead PIN diodes for Phased Arrays and Switches datasheet (www.hp.woodshot.com/hprfhelpp/products/diodes/wwwpin.htm).

Capítulo 4

Desplazador de fase con Conmutadores MEMS

Después de haber encontrado el circuito equivalente del conmutador se realiza el diseño del desplazador de fase. Para hacer más práctica su simulación se incorpora el circuito equivalente en lugar de realizar el conmutador en escala real. Nuevamente usamos un simulador capaz de presentar el comportamiento electromagnético del sistema debido a la imposibilidad práctica de encontrar la solución analítica al comportamiento del dispositivo.

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

4.1 Principio de Operación del Desplazador

Phelan investigó un principio para el desarrollo de los arreglos de fase denominado 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 de la espiral sobre su eje.

Tomando esta idea se han desarrollado, dentro del Área de Alta frecuencia del Departamento de Electrónica de la División de Ingeniería Eléctrica de la FI UNAM, diversas investigaciones sobre antenas de este tipo. Obteniendo los resultados reportados en [3] a [8]. El presente trabajo esta basado en los resultados obtenidos anteriormente.

De acuerdo con el principio de polarización de Fox [9], 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 (OPC) reflejada tendrá un adelanto o un atraso (dependiendo del sentido de rotación) de 2γ [3]. 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 [7].

Para el análisis del arreglo propuesto partiremos de una superficie periódica de aperturas anulares con cortes metálicos [10] 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 1.4. 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 cortes es uniforme en todas las celdas del arreglo y está determinada por el ángulo γ .

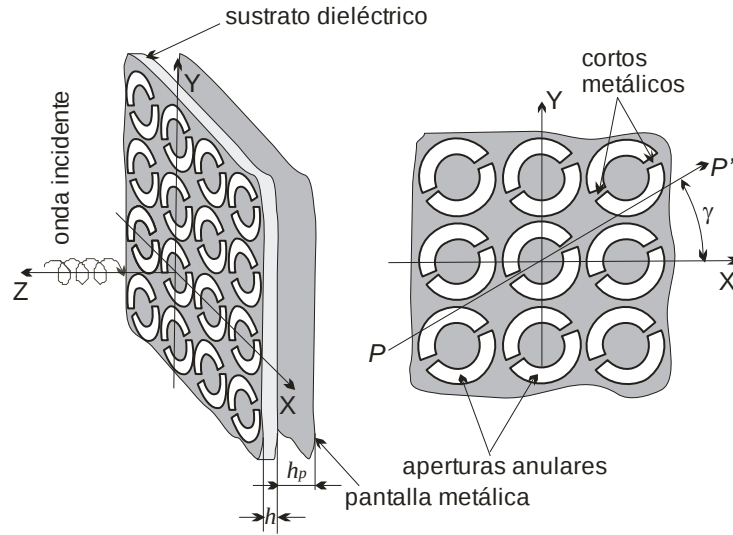


Fig. 4.1 Arreglo reflectivo de aperturas anulares con cortes ubicados uniformemente [10].

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

Si consideramos 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:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{jkz} \quad (4.1) \quad [3]$$

Donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, $\vec{a}_x$ y $\vec{a}_y$ son los vectores unitarios en las direcciones 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 OPC que se propagan en la dirección positiva de Z :

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{j2\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{-jkz} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{-jkz} \quad (4.2) \quad [3]$$

El primer término de la suma en 4.2 es una OPC 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 OPC 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:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (4.3) \quad [3]$$

Puede observarse 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 (λ) [7].

La estructura es transparente a la onda plana incidente en la frecuencia de resonancia. Esta característica de transparencia se cumple para la onda plana que incide normalmente al arreglo y cuyo plano de polarización es ortogonal a los cortos metálicos. Por lo que dicha componente pasará por la estructura periódica sin ser reflejada.

Ahora bien, 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 se obtendrá un coeficiente de reflexión de aproximadamente 1 para esta componente [3].

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 de aproximadamente -1. En otras palabras, se tiene una condición de corto circuito en el plano de la estructura [3].

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 OPC para un 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 da como resultado la presencia de cambios de fase distribuidos en orden lineal para formar un nuevo frente de fase plano de la señal reflejada. Así, esta onda puede ser redireccionada como se desee [3].

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 presenta el análisis para una superficie periódica de aperturas anulares con cortos metálicos. En los trabajos reportados en [3] a [8] se han sustituido los cortos metálicos con cargas reactivas y diodos p-i-n. El principio de operación es el mismo, sin embargo las frecuencias de resonancia cambian. Por lo que se debe sintonizar el diseño para cada caso.

El presente trabajo parte del desplazador descrito en [1], el cual se muestra en la figura 4.2. Sus dimensiones se reportan en la tabla 1.1. El objetivo es

sustituir los diodos p-i-n por el conmutador MEMS diseñado para controlar el paso de la señal de RF. Si el conmutador esta activado los extremos metálicos que rodean al stub se cortocircuitan eliminándolo y no se permite el paso de la señal de RF a través de él. Si el conmutador no esta activado, la señal de RF pasa libremente a través del stub. Al realizar el control sobre los conmutadores podemos activar o desactivar los stubs de tal manera que se tenga activado uno solo a la vez y se simule la rotación mecánica del elemento desplazador o diafragma.

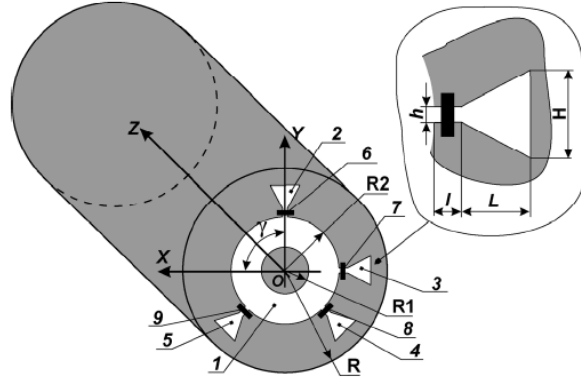


Figura 4.2: Diafragma del Desplazador de fase de 2 bits [1].

$R1$	$R2$	L	l	H	h	R
3.1 mm	7.1 mm	3.05 mm	0.6 mm	3.6 mm	0.4 mm	11.4 mm

Tabla 1.1: Dimensiones del Diafragma del Desplazador de fase de 2 bits [1].

Usamos un simulador capaz de presentar el comportamiento electromagnético del desplazador. Para hacer más práctica su simulación se incorpora el circuito equivalente del conmutador MEMS en lugar de realizarlo en escala real.

Para optimizar los tiempos de simulación se obtuvieron las frecuencias de corte para una guía de onda circular con radio $a=11.4$ mm considerando la ecuación 4.4. La cual está en función de la raíz número m de la función de Bessel de orden n , para el modo de propagación TE (P_{nm}) [11].

$$f_{cnm} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{P_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{P_{nm} C_0}{2\pi a} \quad (4.4) \quad [11]$$

Para la frecuencia de corte inferior se toma $P_{nm} = P_{11}=1.841$ [11], con lo cual la frecuencia de corte es de 7.7 GHz. Para la frecuencia de corte superior se toma $P_{nm} = P_{21}= 3.054$ [11], con lo cual la frecuencia de corte es de 12.8 GHz.

Para evitar que las simulaciones tarden demasiado se considera el intervalo alrededor de 5% arriba de la frecuencia de corte superior. Esto debido a que en

dicha frecuencia la respuesta presenta oscilaciones que entorpecen y retrasan su simulación. Por lo tanto se maneja el intervalo de 8-15.5 GHz para todas las simulaciones.

El diafragma se comporta como un filtro electromagnético pasivo. La estructura es transparente para las frecuencias que se encuentran dentro de su banda de paso. La fuerte concentración de campo en los stubs a la frecuencia de resonancia determina una respuesta paso banda haciendo que la estructura sea transparente para la onda incidente a dicha frecuencia. Los anchos de banda son definidos normalmente en el nivel de -1dB para reflexión y -0.5 dB para transmisión [10].

4.2.1 Desplazador de Fase con un stub

El primer paso fue recrear la estructura basada en [1], mostrada en la figura 4.2, en el simulador considerando las dimensiones de la tabla 1.1. Se introdujo el circuito equivalente del conmutador MEMS en estado abierto, se modificaron las dimensiones de la ranura de conexión entre el anillo y el stub; y se colocaron puertos para medir la respuesta a la entrada y salida de la guía de onda. Se simuló para un solo stub colocado en posición horizontal.

La figura 4.3 presenta los coeficientes de reflexión para los dos modos ortogonales de polarización lineal cuyos vectores de intensidad de campo eléctrico son paralelo y perpendicular al eje X de la figura 4.2.

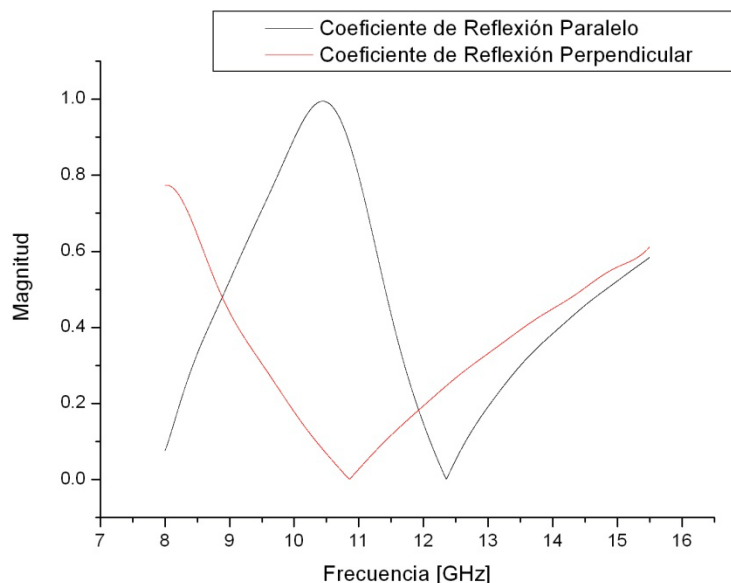


Figura 4.3: Coeficientes de reflexión para diafragma con 1 stub con dimensiones de [1].

Se observa que al introducir nuestro conmutador la frecuencia de resonancia no es la misma para estos coeficientes. Es necesario sintonizar el sistema de tal manera que los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular presenten su máximo y mínimo, respectivamente, a la misma frecuencia.

En la figura 4.4 a) se presenta la frecuencia a la que el coeficiente de reflexión paralelo es máximo, es decir, a los 10.44 GHz. La frecuencia a la que el coeficiente de reflexión perpendicular es mínimo es a los 10.84 GHz, tal como se muestra en la figura 4.4 b).

Este cambio en las frecuencias se debe a la modificación en las dimensiones de la ranura de conexión entre anillo y stub; y principalmente a la inserción del conmutador MEMS en lugar del iodo p-i-n.

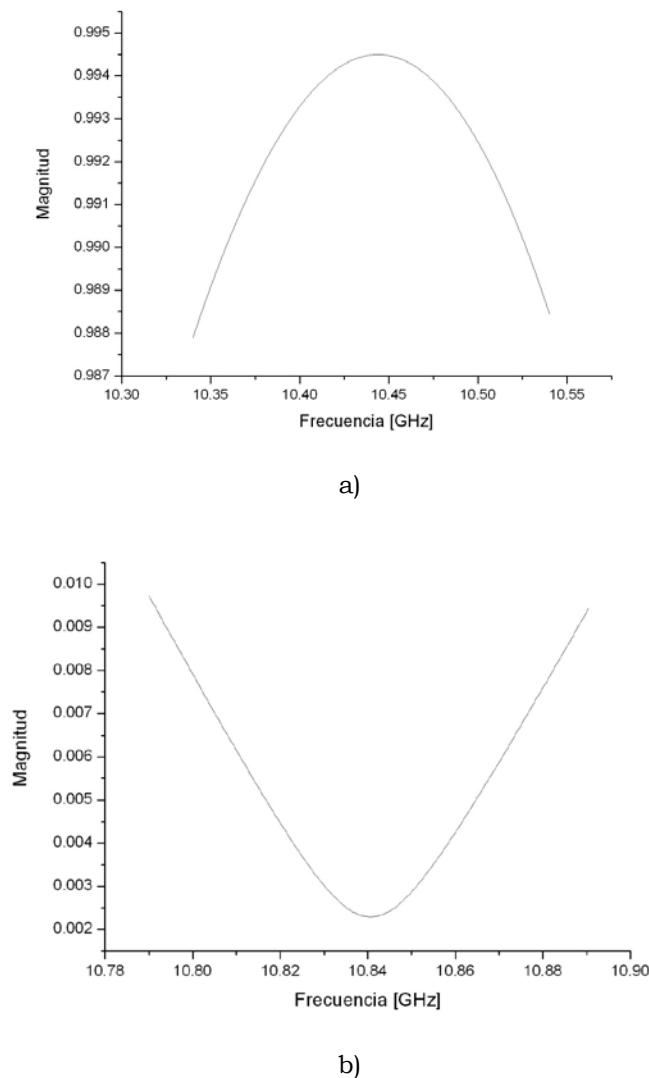


Figura 4.4: Coeficientes de reflexión para diafragma con 1 stub a) Paralelo
b) Perpendicular.

La frecuencia del coeficiente de reflexión perpendicular no es conveniente modificarla pues depende de la geometría del anillo. Sin embargo, la frecuencia del coeficiente de reflexión paralelo depende de la geometría del stub, la cual modificamos hasta sintonizar las frecuencias de resonancia.

De las dimensiones mostradas en la figura 4.2 no es posible modificar la longitud (l) ni el ancho (h) de la ranura de conexión entre el anillo y el stub, debido a que están dadas por el conmutador MEMS diseñado. Así que solo podíamos elegir entre la longitud (L) y la altura (H) del stub. En trabajos anteriores se modificó su longitud, así, que se decidió utilizar la altura como parámetro de ajuste.

Se procedió a modificar la altura (H) del stub hasta lograr que el máximo del coeficiente de reflexión paralelo se presente a los 10.844GHz. Los resultados obtenidos se presentan en la tabla 1.2. La altura (H) óptima fue de 2.86 mm.

Altura (H) [mm]	3.6	3.5	3.4	3.2	3	2.8	2.84	2.88	2.86
Max($S_{1(1)1(1)}$) [GHz]	10.44	10.49	10.55	10.62	10.73	10.81	10.83	10.853	10.844

Tabla 1.2: Frecuencia de resonancia para el $S_{1(1)1(1)}$.

El coeficiente de reflexión paralelo para una altura (H) de 2.86 mm se presenta en la figura 4.5. Se logró que su frecuencia de resonancia se igualara con la del coeficiente de reflexión perpendicular en 10.844 GHz. Esta frecuencia será considerada como frecuencia de operación del sistema y servirá para calcular la distancia h_p a la cual debe colocarse la pantalla metálica detrás del diafragma para que se cumpla con el principio de cambio de fase de Fox.

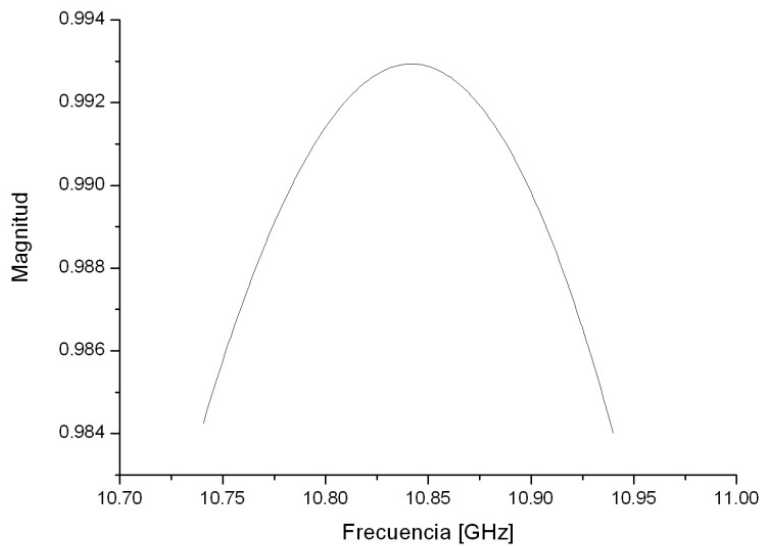


Figura 4.5: Coeficiente de reflexión paralelo para una altura (H) de 2.86mm.

En la figura 4.6 se presenta la respuesta obtenida del diafragma diseñado después de realizar los ajustes en las dimensiones del mismo para sintonizar las frecuencias de resonancia de los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular.

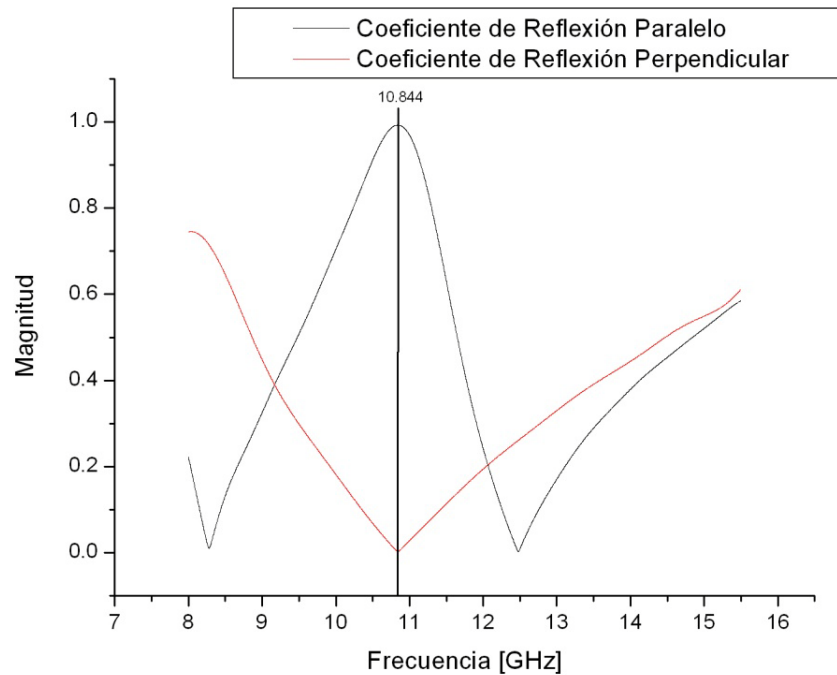


Figura 4.6: Coeficientes de reflexión para diafragma con 1 stub con dimensiones finales.

Las dimensiones finales del diafragma diseñado con base a la figura 4.2 se presentan en la tabla 1.3.

$R1$	$R2$	L	l	H	h	R
3.1 mm	7.1 mm	3.55 mm	0.9 mm	2.86 mm	0.3 mm	11.4 mm

Tabla 1.3: Dimensiones finales del diafragma diseñado.

4.2.2 Desplazador de Fase de 1 bit

Partiendo del diafragma con 1 stub simulado en el punto anterior se colocó una pantalla metálica detrás del diafragma a una distancia de $\lambda_g/4$ de la estructura con el fin de completar el desplazador de fase y que este cumpla con el principio de cambio de fase de Fox al satisfacer la ecuación 4.3.

Para encontrar dicha distancia consideramos la ecuación 4.5 donde λ_g es la longitud de onda en la guía y se puede definir como la distancia entre dos puntos de igual fase en ausencia de reflexiones.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\sqrt{k^2 - k_c^2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{(\omega\sqrt{\mu\epsilon})^2 - \left(\frac{P'_{nm}}{a}\right)^2}} \quad (4.5) \quad [11]$$

Considerando la frecuencia de resonancia de 10.844 GHz, $\omega = 2\pi f$, el radio de la guía de $a = 11.4$ mm, $P'_{nm} = P'_{11} = 1.841$ [11], la permitividad eléctrica y permeabilidad magnética en el vacío; la distancia $\lambda_g/4$ es de 9.82 mm. Por lo tanto se colocó una pantalla de conductor perfecto a esta distancia detrás del diafragma diseñado. Tal como se muestra en la figura 4.7.

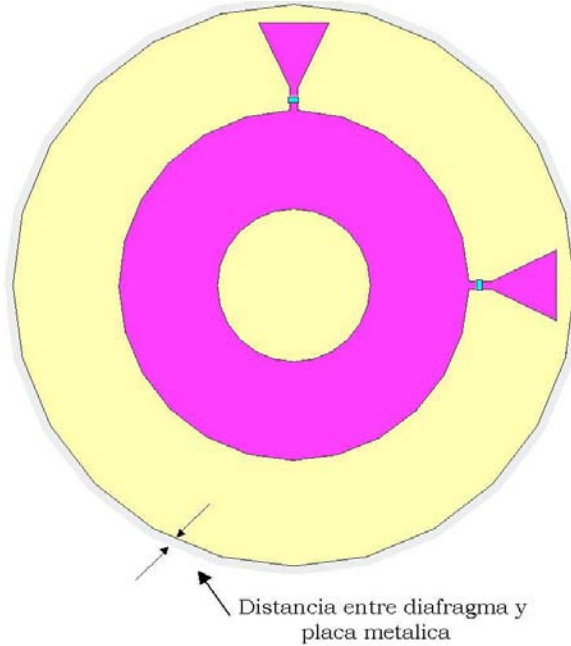


Figura 4.7: Desplazador de Fase de 1 bit.

Este desplazador de fase es de 1 bit debido a que puede representar dos estados, es decir, γ puede tener dos valores 0° y 90° para la fase de la onda controlada de la ecuación 4.2.

Cada fase de dicha señal puede ser interpretada como un estado lógico del sistema, por lo tanto al poder representar solo dos estados, es análogo a tener un sistema con un bit de capacidad de información.

Para controlar la fase de señal es necesario habilitar o deshabilitar los stubs mediante los conmutadores MEMS.

Para observar el comportamiento del desplazador se habilita el stub colocado a 0° , mientras el stub colocado a 90° debe deshabilitarse cortocircuitando sus extremos al activar el conmutador. Con esto garantizamos que la onda controlada de la ecuación 4.2 tenga una fase de 0° y se tenga un estado lógico dado. Para obtener el otro estado lógico habría que invertir la habilitación de los stubs, es decir, habilitar el stub colocado a 90° , mientras el stub colocado a 0° debe deshabilitarse. Esto simularía la rotación mecánica del stub 90° y con esto la fase de la onda controlada será de 2γ o 180° .

Para efectos de la simulación esto se realiza sustituyendo al conmutador MEMS por sus circuitos equivalentes en estado abierto o cerrado según sea el caso.

En esta ocasión solo se colocó un puerto de medición a la entrada de la guía de onda circular pues la pantalla metálica refleja las señales impidiendo que pasen al final de la guía. Se hizo incidir una OPC con dos modos de polarización ortogonales entre sí, uno horizontal y el otro vertical.

Los coeficientes de reflexión para los dos modos ortogonales de polarización lineal cuyos vectores de intensidad de campo eléctrico son paralelo y perpendicular al eje X se muestran en la figura 4.8.

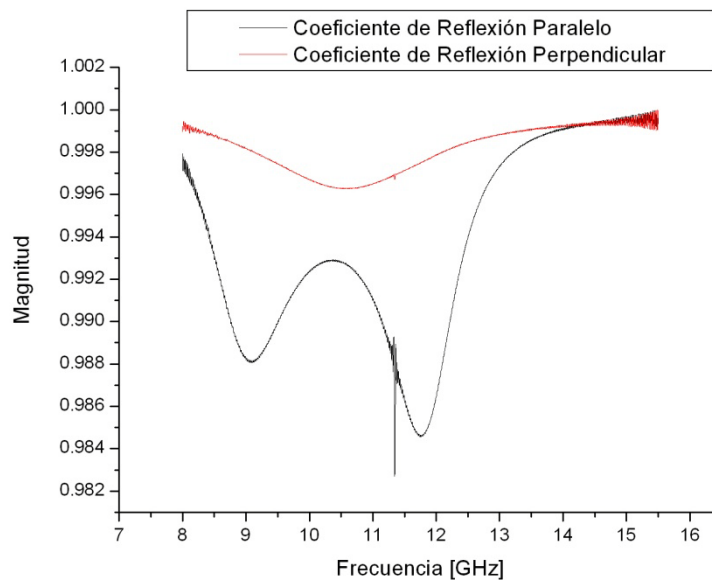


Figura 4.8: Coeficientes de reflexión para desplazador de 1 bit.

Nuestro interés se centra en el comportamiento de las ondas controlada y no controlada de la señal mostrada en la ecuación 4.2. Para observarlo es necesario manipular los parámetros S de la respuesta obtenida del desplazador de fase de 1bit, tomando en cuenta las siguientes consideraciones:

$$z = re^{j\theta} = r(\cos \theta + j\sin \theta) \Rightarrow r = |S_{11}| \text{ y } \theta = \arg(S_{11})$$

Considerando que la amplitud de la onda controlada, según la ecuación 4.2, esta relacionada con respecto a la amplitud de la onda incidente E_o por:

$$\frac{\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}}{2} \quad (4.6)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \Gamma_{\parallel} &= (r_{\parallel} \cos \theta_{\parallel}, r_{\parallel} \sin \theta_{\parallel}) = (a, b) \Rightarrow r_{\parallel} = |S_{1(1)1(1)}| \text{ y } \theta_{\parallel} = \arg(S_{1(1)1(1)}) \\ \Gamma_{\perp} &= (r_{\perp} \cos \theta_{\perp}, r_{\perp} \sin \theta_{\perp}) = (c, d) \Rightarrow r_{\perp} = |S_{1(2)1(2)}| \text{ y } \theta_{\perp} = \arg(S_{1(2)1(2)}) \end{aligned}$$

Sustituyendo en 4.6 se tiene que:

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

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

$$R = \sqrt{\left(\frac{a - c}{2}\right)^2 + \left(\frac{b - d}{2}\right)^2} \text{ y } \vartheta = \tan^{-1}\left(\frac{\frac{b - d}{2}}{\frac{a - c}{2}}\right)$$

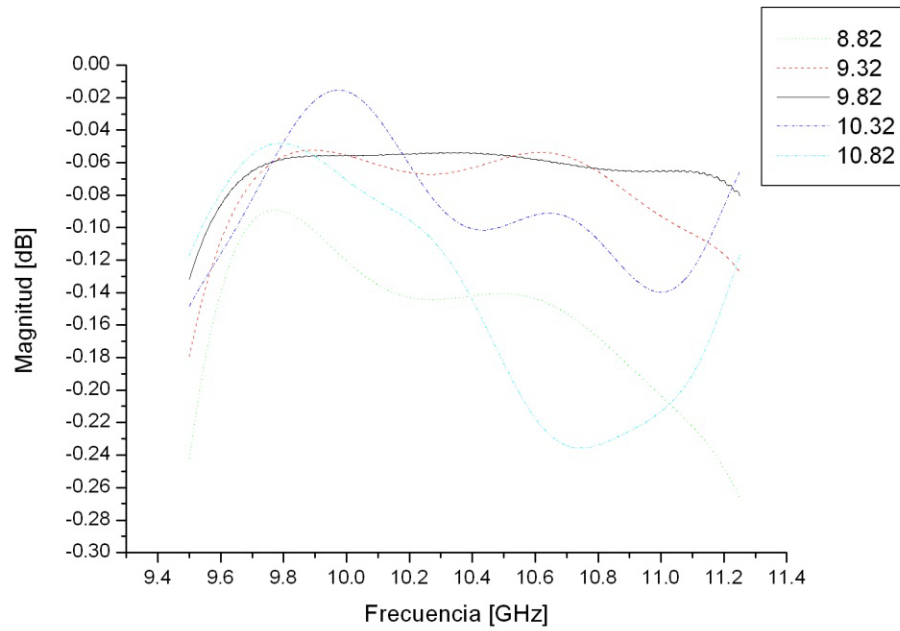
Para conocer el ancho de banda del desplazador de fase es necesario graficar la onda controlada a partir de 4.6 considerando la magnitud en decibels, esto es:

$$R[dB] = 10 \log R$$

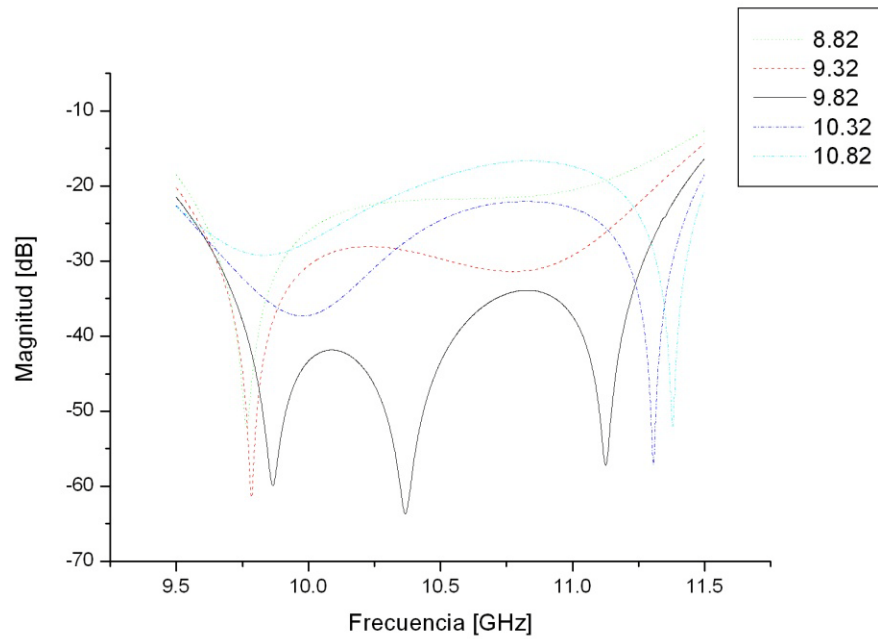
Considerando lo anterior se operaron los coeficientes de reflexión como números imaginarios y se obtuvieron las magnitudes de las ondas controlada y no controlada. Para obtener la onda no controlada de la ecuación 4.2 simplemente se cambia el signo de la ecuación 4.6, pues en lugar de restar los coeficientes de reflexión es necesario sumarlos.

Para verificar que la distancia entre la placa metálica y el diafragma $\lambda_g/4$ es la optima para el correcto funcionamiento del desplazador se realizo la simulación del comportamiento al variar dicha distancia. Partimos de la distancia $\lambda_g/4 = 9.82\text{mm}$ y se desplazó la placa en ambos sentidos en dos ocasiones considerando intervalos de $500\mu\text{m}$.

En la figura 4.9 se observa la magnitud en dB de las ondas controlada y no controlada para cada distancia de la placa metálica colocada detrás del diafragma.



a)



b)

Figura 4.9: Magnitud en dB para desplazador de fase de 1bit con diferentes distancias de separación de la placa a) Onda Controlada b) Onda no Controlada.

Podemos observar en la figura 4.9a) como la magnitud de la onda controlada para la distancia $\lambda_g/4 = 9.82\text{mm}$ presenta un comportamiento mas plano en todo el intervalo de frecuencia de operación que para el resto de las distancias entre placa y diafragma. Para dicha distancia el comportamiento de la onda controlada es uniforme en la banda de frecuencia mientras que para las demás distancias se presentan variaciones de magnitud considerable.

La magnitud de la onda controlada para 9.82mm es mayor que para el resto de las distancias, esta cercana a los -0.06dB. Recordando que una magnitud de 0 dB es el ideal a alcanzar donde la magnitud de la onda incidente es la misma que la de la onda reflejada.

En la figura 4.9b) se observa que el comportamiento de la onda no controlada es mucho mejor para 9.82mm. El nivel de la onda no controlada para esta distancia es siempre menor a los -34dB para el intervalo de frecuencia de 9.70 a 11.22 GHz mientras que para las demás distancias nunca se alcanzan estos niveles de cancelación de la onda no controlada.

Otro punto a evaluar es la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular. Esto es importante pues recordemos que se intenta cancelar la onda no controlada de la ecuación 4.2 y esto es posible solo cuando las magnitudes de dichos coeficientes sean iguales y la diferencia de fase es igual a 180° . Como se analizó en la ecuación 4.3.

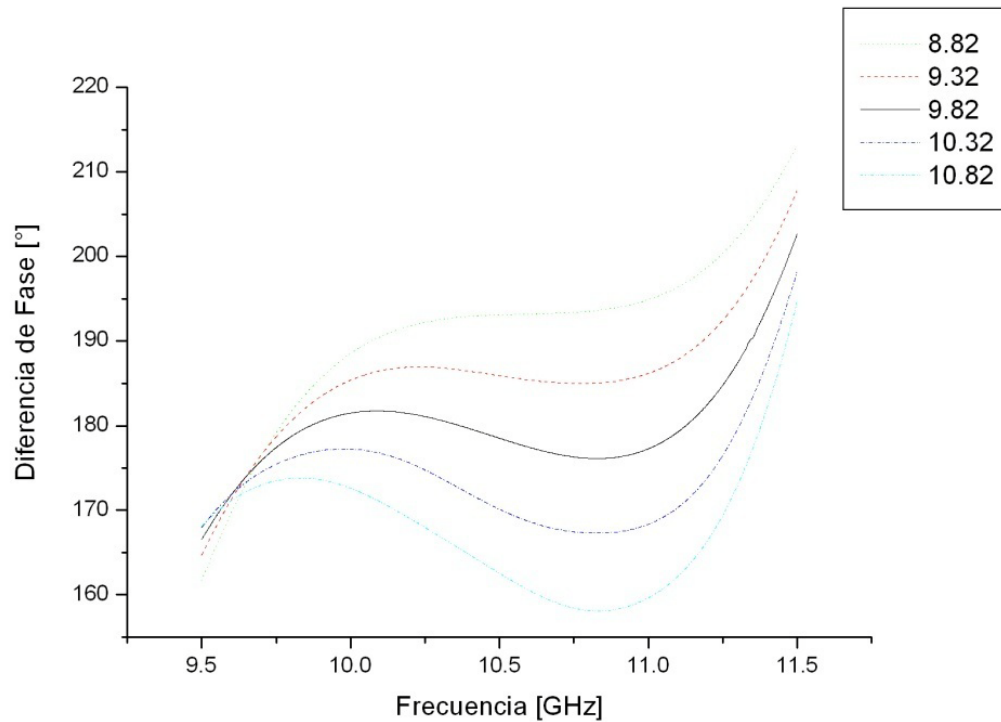
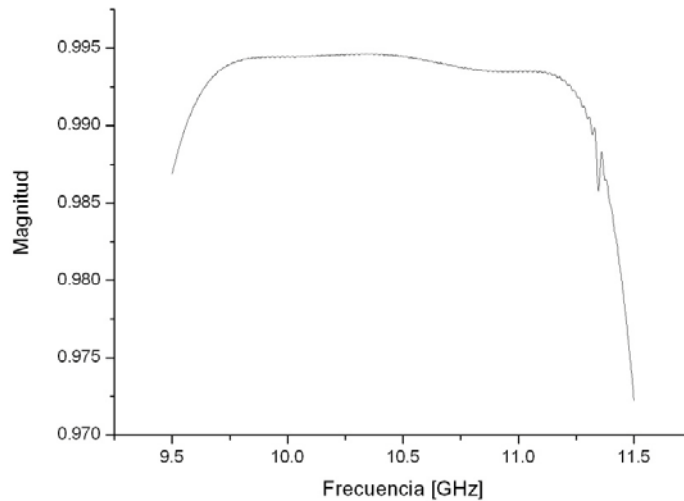


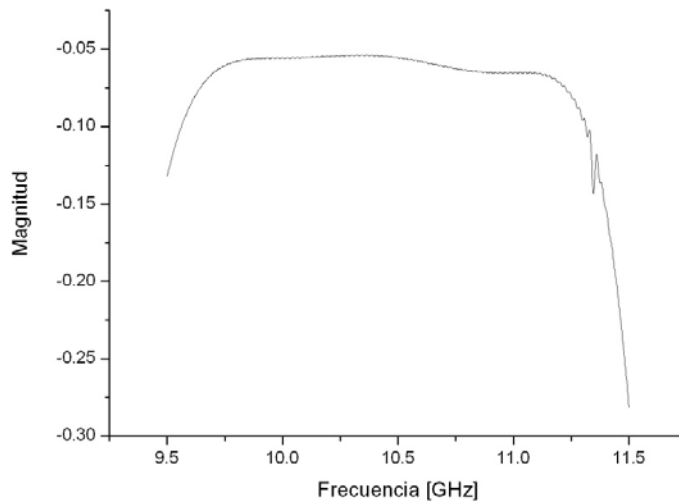
Figura 4.10: Diferencia de Fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular para desplazador de fase de 1bit a diferentes distancias de separación de la placa.

En la figura 4.10 se presenta la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular para cada distancia de la placa metálica colocada detrás del diafragma. Se observa que la diferencia de fase más cercana a los 180° se presenta cuando la distancia es de 9.82mm.

Al analizar los resultados se confirma que la distancia óptima es $\lambda_g/4$. Por lo que a continuación se presentan más a detalle los resultados obtenidos a esta distancia. En la Figura 4.11 se presenta la magnitud de la onda controlada para el desplazador de fase de 1 bit.



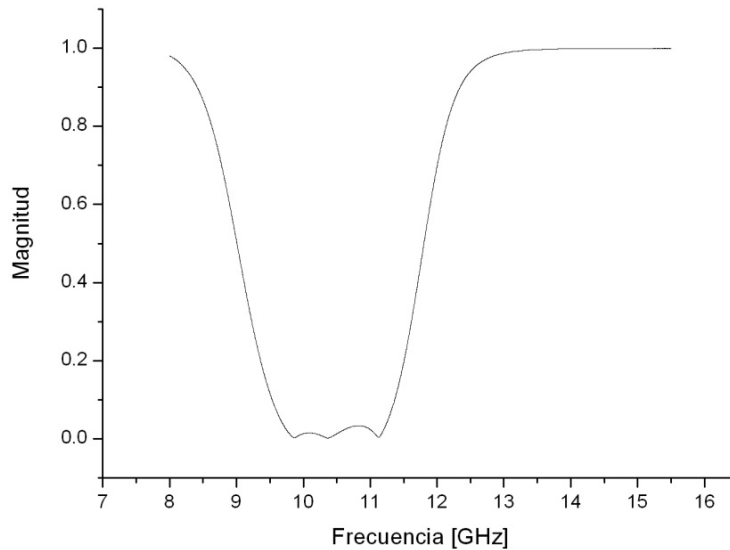
a)



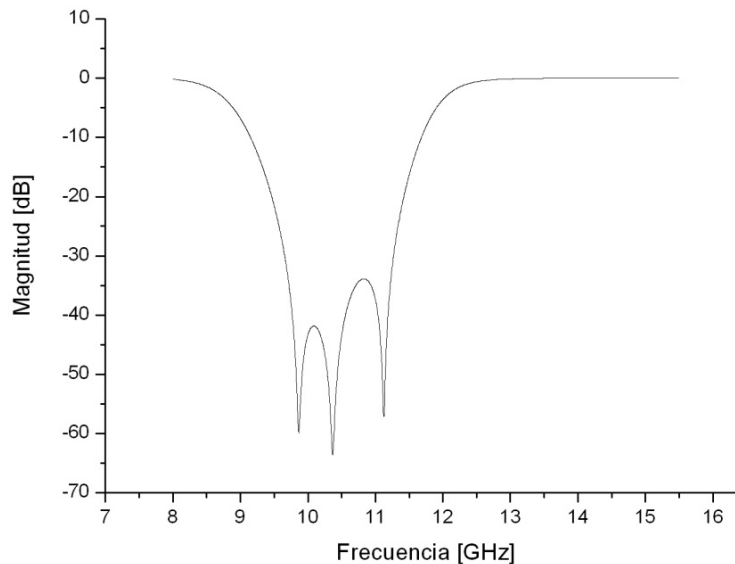
b)

Figura 4.11: Magnitud de la onda controlada para desplazador de 1bit a) En Amplitud
b) En dB.

En estas graficas podemos observar la buena respuesta que tiene nuestro desplazador de fase. Su ancho de banda esta dado por el intervalo de frecuencias a las cuales el nivel de la onda controlada es mayor a -0.5dB . Las frecuencias donde el nivel es igual a -0.5dB son 9.25 y 11.60 GHz por lo que el ancho de banda del desplazador es de 2.35 GHz.



a)



b)

Figura 4.12: Magnitud de la onda no controlada para desplazador de 1bit a) En Amplitud
b) En dB.

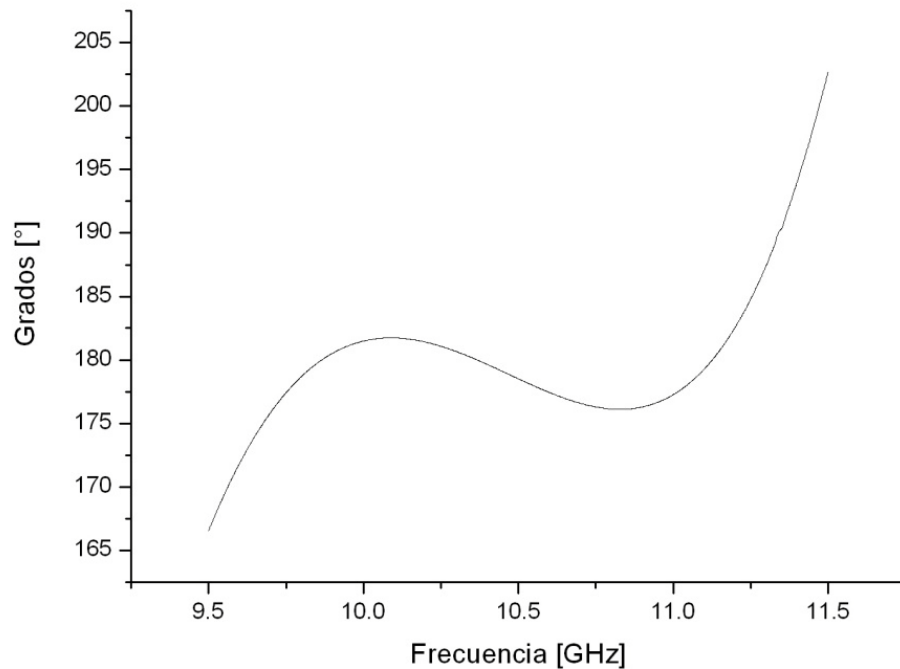
Las pérdidas de inserción fueron menores a 0.1dB en el rango de 9.53 a 11.31 GHz y en la figura 4.11 b) se observa que para el mejor de los casos es de alrededor de 0.053dB a la frecuencia de 10.34 GHz.

En la figura 4.12 se presenta la magnitud de la onda no controlada para el desplazador de fase de 1 bit. Nuevamente observamos un muy buen comportamiento del desplazador pues la onda no controlada tiene un nivel menor a -30 dB en el intervalo de 9.65 a 11.27 GHz.

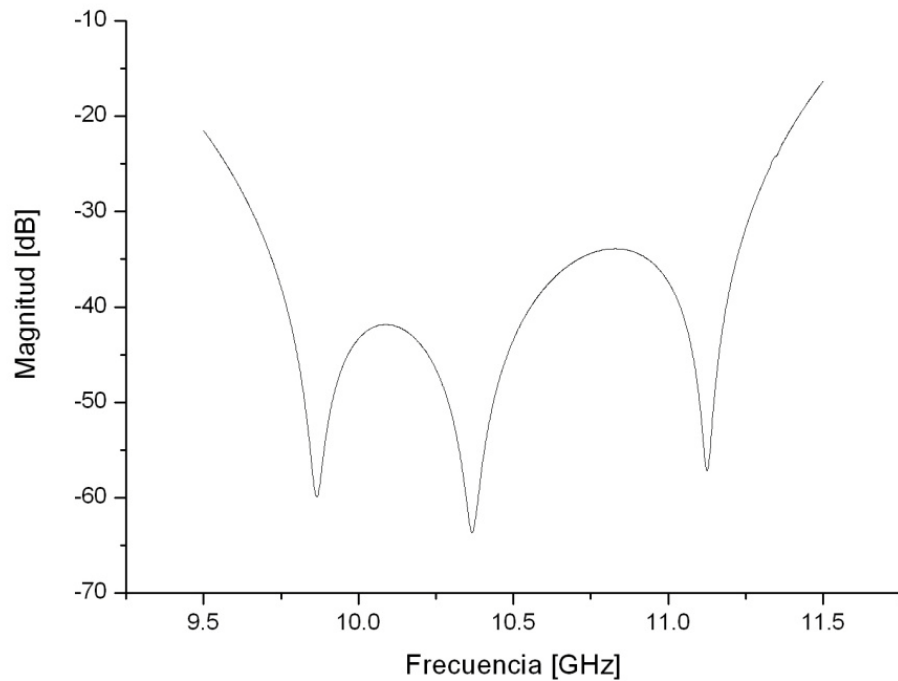
Se analizó con mayor detenimiento el comportamiento de la onda no controlada con respecto a la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular.

En la figura 4.13 a) se presenta dicha diferencia de fase para la distancia de 9.82mm. Se muestra el intervalo de frecuencias donde la diferencia de fase es más cercana a los 180° deseados. En la figura 4.13 b) se presenta la magnitud en dB de la onda no controlada para este mismo intervalo de frecuencia.

En estas graficas se observa que a las frecuencias donde la diferencia de fase es 180° (9.86, 10.36 y 11.12 GHz) se presentan niveles inferiores a -57dB, con lo que podemos considerar que a estas frecuencias la onda no controlada esta cancelada por completo.



a)



b)

Figura 4.13: a) Diferencia de Fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular para desplazador de 1 bit. b) Magnitud en dB de la onda no controlada.

También podemos observar que el intervalo de frecuencia donde el nivel de la onda no controlada es menor a los -30dB es aproximadamente aquel donde la diferencia de fase no supera los $\pm 5^\circ$ con respecto a 180° .

4.2.3 Desplazador de Fase de 2 bit

Este desplazador de fase es de 2 bit debido a que puede representar cuatro estados, es decir, γ puede tener 4 valores 0° , 90° , 225° y 315° para la fase de la onda controlada de la ecuación 4.2. Tal como se muestra en la figura 4.14.

Como se comento en el punto anterior, cada fase de la onda controlada puede ser interpretada como un estado lógico del sistema, por lo tanto al poder representar cuatro diferentes estados esta vez, el sistema tiene dos bit de capacidad de información.

Esta vez es necesario habilitar un stub y deshabilitar los tres restantes para simular la rotación mecánica del stub y con esto la fase de la onda controlada sea de 2γ .

Al final se tiene un desfaseamiento de 90° entre las fases de la onda controlada. Es decir dicha la onda puede tener 4 diferentes fases, (0° , 90° , 180° y 270°) por lo que puede representar cuatro diferentes estados lógicos del sistema.

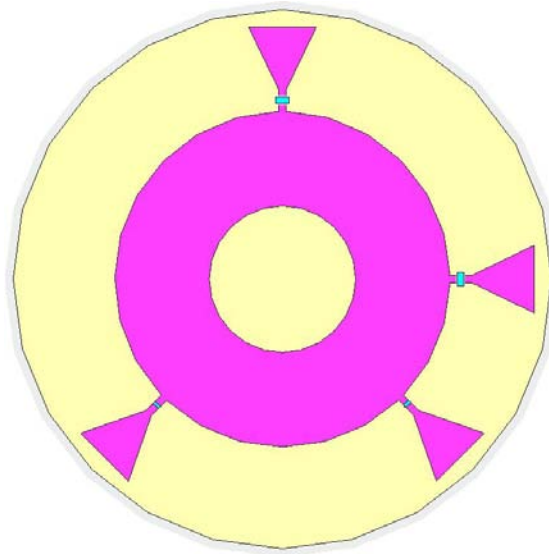


Figura 4.14: Desplazador de Fase de 2 bit.

Para la simulación se habilitó el stub colocado a 0° , mientras los demás stubs se deshabilitaron, sustituyendo al conmutador MEMS por sus circuitos equivalentes en estado abierto o cerrado según sea el caso.

Nuevamente se hizo incidir una OPC con dos modos de polarización ortogonales entre sí y se colocó un puerto de medición a la entrada de la guía de onda circular. Los coeficientes de reflexión para los dos modos ortogonales de

polarización lineal cuyos vectores de intensidad de campo eléctrico son paralelo y perpendicular al eje X se muestran en la figura 4.15.

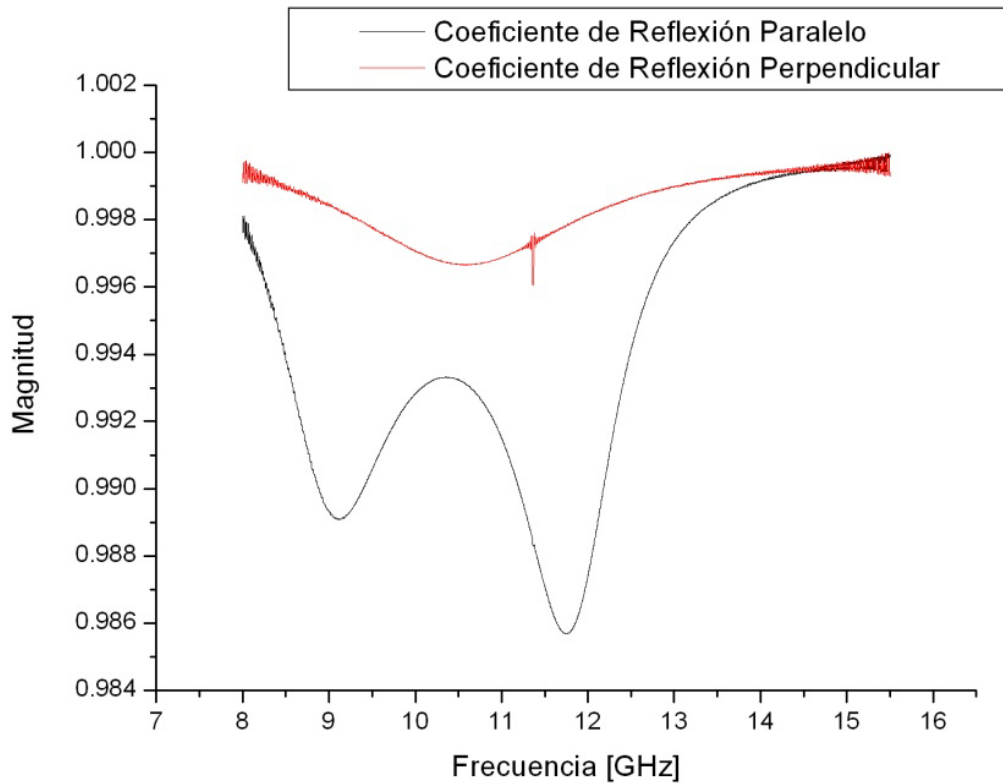
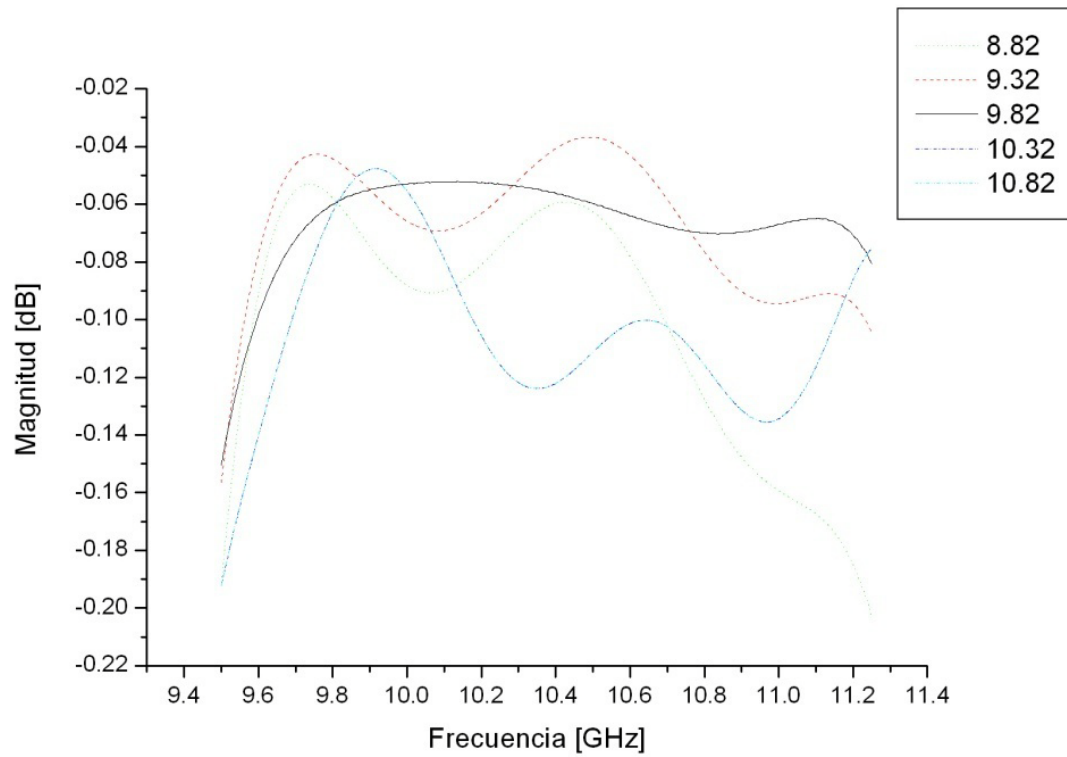


Figura 4.15: Coeficientes de reflexión para desplazador de 2 bit.

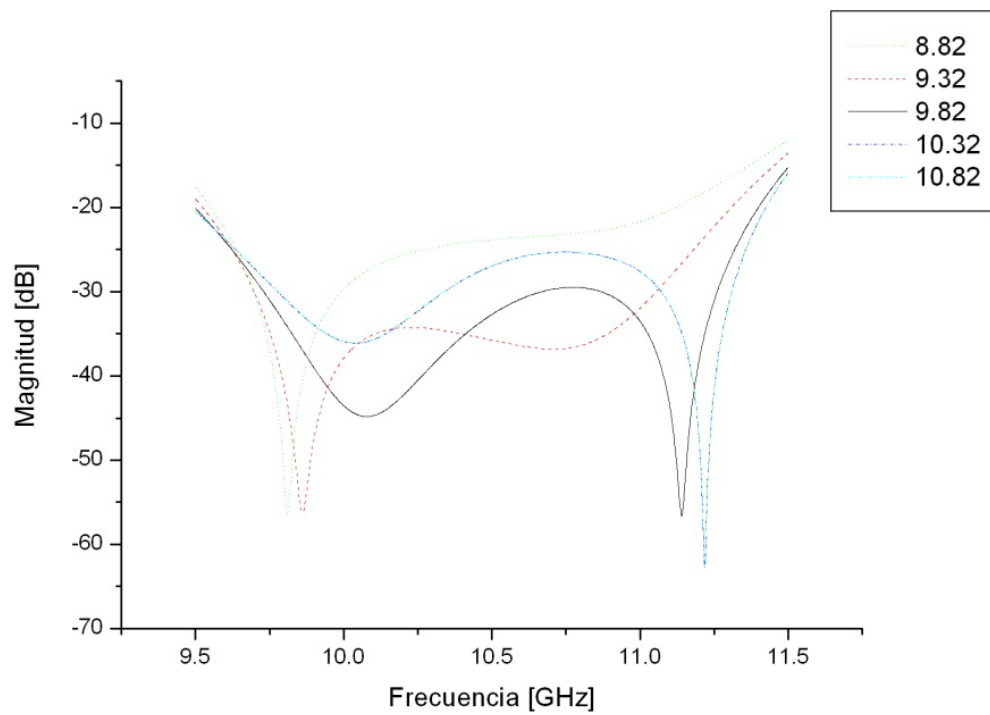
Se calcularon la magnitud y la fase de las ondas controlada y no controlada del mismo modo que en el punto anterior. También se repitió la optimización de la distancia a la cual debe colocarse la pantalla metálica detrás del diafragma partiendo de 9.82mm con desplazamientos en ambos sentidos considerando nuevamente intervalos de 500 μ m.

En la figura 4.16 se observa la magnitud en dB de las ondas controlada y no controlada para cada distancia de la placa metálica colocada detrás del diafragma.

En la figura 4.16 a) se observa como la magnitud de la onda controlada para 9.82mm presenta un comportamiento mas plano. Para el resto de las distancias se observan variaciones considerables. Para 9.82mm la magnitud de la onda controlada se mantiene alrededor de los -0.06dB.



a)



b)

Figura 4.16: Magnitud en DB de las ondas para desplazador de 2bit con diferentes distancias de separación de la placa a) Onda Controlada b) Onda no Controlada.

En la figura 4.16b) se observa que el comportamiento de la onda no controlada. El nivel de la onda no controlada para las distancia de 9.32 y 9.82mm son menores a los -30dB pero sin alcanzar los niveles de cancelación observados para el desplazador de 1 bit. Para las demás distancias la onda no controlada es de mayor amplitud.

En la figura 4.17 se presenta la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular para cada distancia de la placa metálica colocada detrás del diafragma. Se observa que la diferencia de fase esta cercana a los 180° cuando la distancia esta entre 9.32 y 9.82mm.

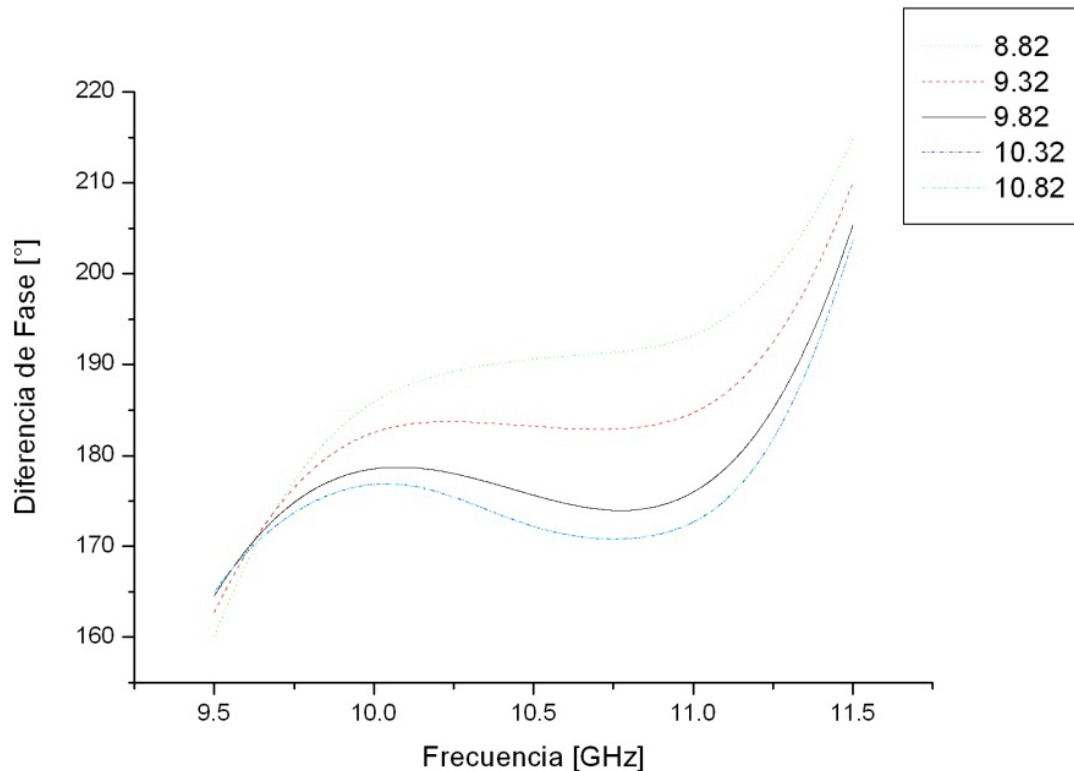
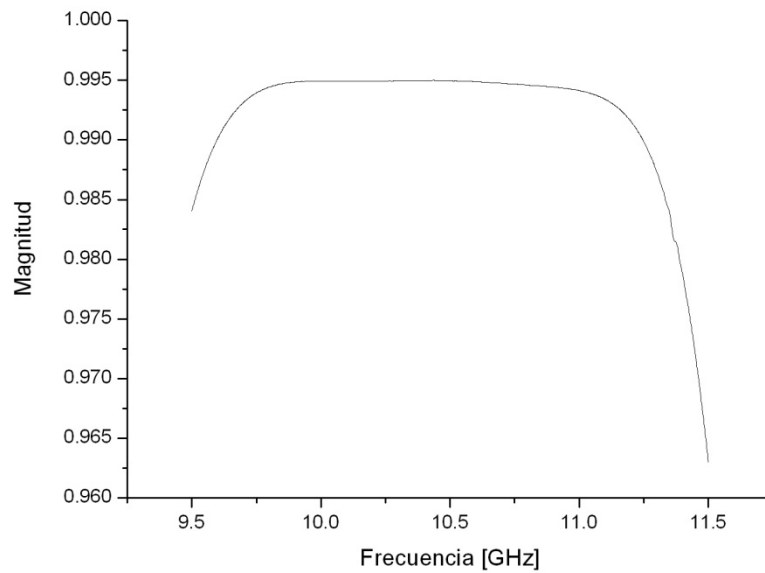
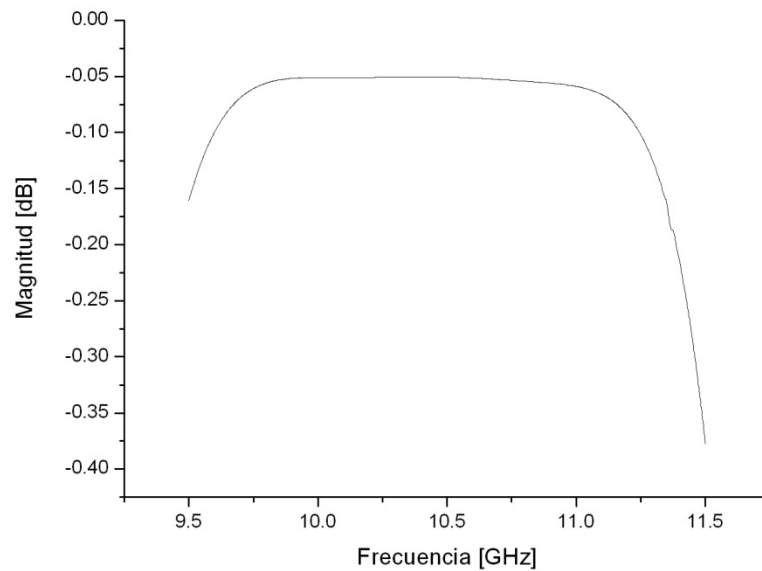


Figura 4.17: Diferencia de Fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular para desplazador de fase de 2bit a diferentes distancias de separación de la placa.

Por lo tanto se volvió a realizar la optimización de la distancia entre la pantalla metálica y el diafragma partiendo de 9.32mm hasta 9.82mm con intervalos de $100\mu\text{m}$. Al analizar los resultados se concluyó que la distancia óptima es 9.52mm. Por lo que a continuación se presentan más a detalle los resultados obtenidos a esta distancia. En la Figura 4.17 se presenta la magnitud de la onda controlada para el desplazador de fase de 2 bit.



a)



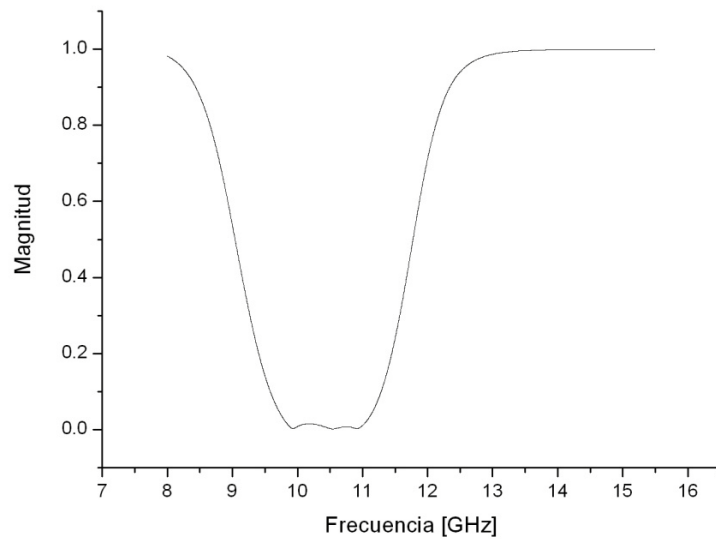
b)

Figura 4.17: Onda controlada para desplazador de 2bit a) En Amplitud b) En dB.

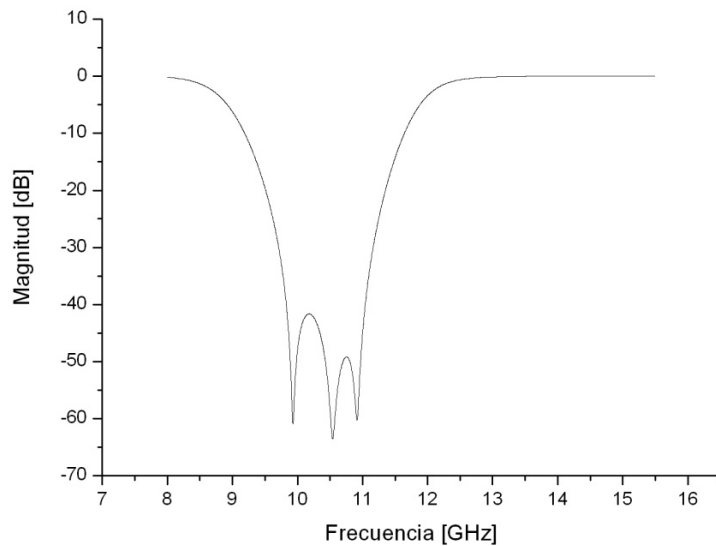
En estas graficas podemos observar la buena respuesta que tiene nuestro desplazador de fase. Su ancho de banda esta dado por el intervalo de frecuencias a las cuales el nivel de la onda controlada es mayor a -0.5dB. Las frecuencias donde el nivel es igual a -0.5dB son 9.30 y 11.55 GHz por lo que el ancho de banda del desplazador es de 2.25 GHz.

Las pérdidas de inserción fueron menores a 0.1dB en el rango de 9.60 a 11.24 GHz y en la figura 4.11 b) se observa que para el mejor de los casos es de alrededor de 0.050 dB a la frecuencia de 10.43 GHz.

En la figura 4.18 se presenta la magnitud de la onda no controlada para el desplazador de fase de 2bit. Nuevamente observamos buen comportamiento del desplazador pues la onda no controlada tiene niveles por debajo de -30 dB en el intervalo de 9.71 a 11.16 GHz.



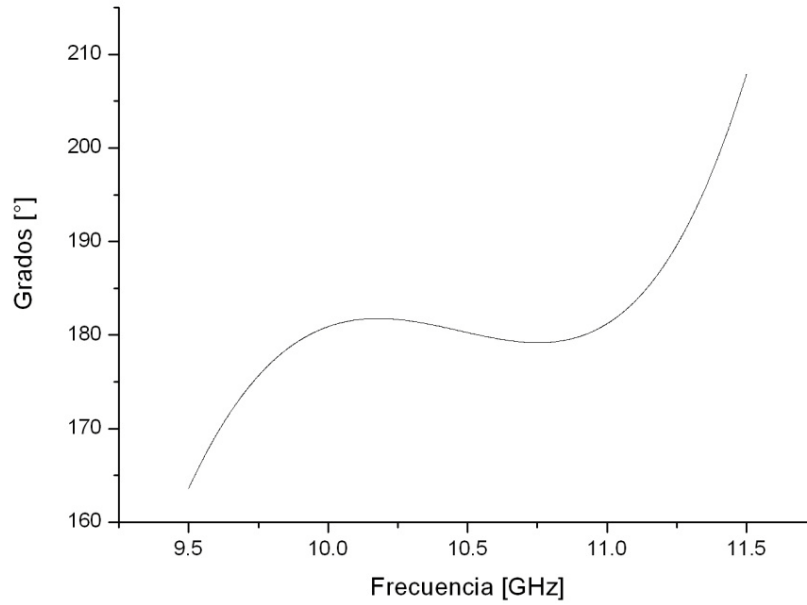
a)



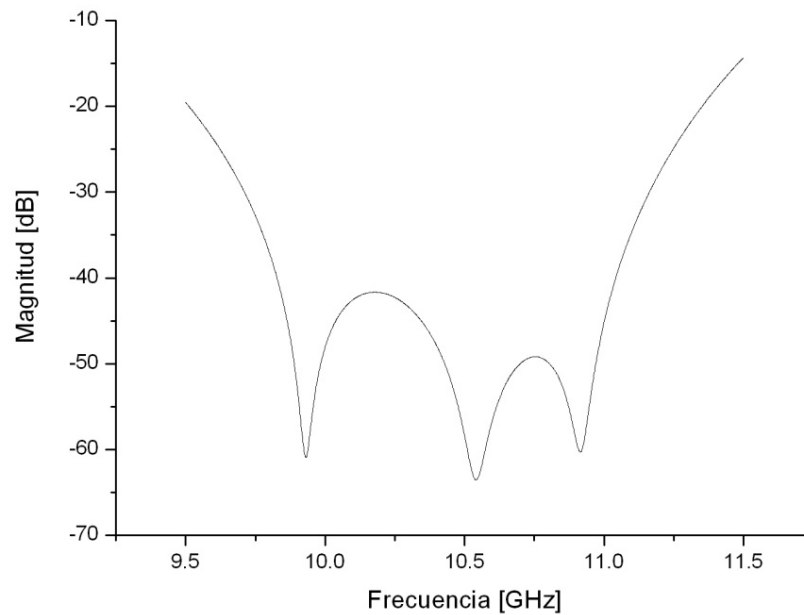
b)

Figura 4.18: Magnitud de la onda No controlada a) En Amplitud b) En Decibels.

Del mismo modo se analizó con mayor detenimiento el comportamiento de la onda no controlada con respecto a la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular.



a)



b)

Figura 4.19: a) Diferencia de Fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular para desplazador de 2bit. b) Magnitud en dB de la onda no controlada.

En la figura 4.19 a) se presenta la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular para la distancia de 9.52mm. Se muestra el intervalo de frecuencias donde la diferencia de fase es más cercana a los 180° deseados. En la figura 4.13 b) se presenta la magnitud en dB de la onda no controlada para este mismo intervalo de frecuencia.

Nuevamente se observa como a las frecuencias donde la diferencia de fase es 180° (9.93, 10.54 y 10.91 GHz) se presentan niveles inferiores a -60dB, con lo que podemos considerar que a estas frecuencias la onda no controlada esta cancelada por completo.

Se mantiene la relación entre la magnitud de la onda no controlada y la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular, donde el intervalo de frecuencia donde el nivel de la onda no controlada es menor a los -30dB es aproximadamente aquel donde la diferencia de fase no supera los $\pm 5^\circ$ con respecto a 180° .

Al comparar nuestros resultados con los reportados en [1] observamos que se obtuvieron mejoras en varios aspectos. Para el desplazador de fase en [1] las perdidas de inserción fueron menores de 0.5 dB en la banda de frecuencia de 9.75 a 11.5 GHz por lo que su ancho de banda es de 1.75 GHz. Para nuestro diseño las perdidas de inserción fueron menores a 0.5dB para la banda de 9.30 a 11.55 GHz por lo que su ancho de banda es de 2.25 GHz.

El desplazador de fase en [1] reporta un error de fase máximo de 11° en la banda de 9.75 a 11.25 GHz. Para nuestro diseño el error de fase es de 5° para la banda de 9.72 a 11.55 GHz.

La magnitud de la onda controlada para el desplazador de fase en [1] es de alrededor de -0.3 dB y presenta oscilaciones. Nuestro diseño tiene una magnitud de la onda controlada de alrededor de -0.06 dB y presenta una respuesta casi plana.

4.3 Conclusiones

- El desplazador fue diseñado para utilizarse en un arreglo reflectivo del tipo espirafase, el cual debe cumplir con el principio de cambio de fase de Fox.
- El utilizar el circuito equivalente de nuestro conmutador permitió la simulación del desplazador de fase sin desbordar la capacidad de cálculo del software de simulación.
- Fue necesaria la adecuación de las dimensiones del stub para que los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular presenten su máximo y mínimo, respectivamente, a la misma frecuencia. La altura del stub (H) se disminuyó hasta los 2.86 mm y la frecuencia resultante fue de 10.44 GHz.
- 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 la frecuencia de 10.44 GHz, la distancia fue de 9.82 mm y se utilizó en el desplazador de 1 bit. Para el desplazador de 2 bits dicha distancia se ajustó para mejorar la respuesta quedando en 9.52mm.
- El ancho de banda para los desplazadores de fase de diseñados, considerando una atenuación de 0.5dB de la onda controlada, fue de 2.35 GHz para el de 1 bit y de 2.25 GHz para el de 2 bits.
- Las pérdidas de inserción fueron menores a 0.1dB en la banda de 9.53 a 11.31 GHz para el desplazador de 1 bit y en la banda de 9.60 a 11.24 GHz para el desplazador de 2 bits.
- A las frecuencias donde la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular es 180° se presentan niveles de la onda no controlada inferiores a -57dB, por lo que podemos considerar que a estas frecuencias la magnitud de la onda no controlada es despreciable.
- La banda de frecuencia donde el nivel de la onda no controlada es menor a los -30dB es aquella donde el error de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular no supera los $\pm 5^\circ$ con respecto a la fase ideal de 180° .

Bibliografía

1. A. E. Martynyuk, A. G. Martínez López, J. I. Martínez López, "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No.12, December 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. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, 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.
4. A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, N. A. Martynyuk, "Reflective passive phased array with open polarization phase shifters", *IEEE International Symposium on Phased Array Systems Technology*, Oct 2003, pp. 482-487.
5. A. E. Martynyuk, J. Rodriguez Zamudio, "Polarization phase shifters and spiraphase-type phased arrays", *MSMW'07 Symposium Proceedings*, June 2007, pp. 684-686.
6. A. E. Martynyuk, J. Rodriguez Cuevas, O. Romero Aroche, J. I. Martinez Lopez, "Mathematical model for spiraphase-type infinite reflective array based on slot ring resonators with pin diode switches", *Int. Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, July 2008, pp. 302-304.
7. A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, J. Rodriguez Cuevas, Y. Sydoruk, "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.
8. A. E. Martynyuk, Y. K. Sydoruk, "Low-Loss Phase Shifters for Ka Band Phase Array". *IEEE*. 2000.
9. A. Fox, "An adjustable waveguide phase changer," *PIRE*, vol. 35, No. 12, pp. 1489-1498, Dic. 1947.
10. J. I. Martínez López, "Análisis electrodinámico de arreglos de fase reflectivos basados en aperturas anulares", Tesis Doctorado, UNAM, Febrero 2005, Cap 1 y 3.
11. David M. Pozar, "Microwave Engineering", 3rd Ed., John Wiley & Sons Inc, USA, 2005.

CONCLUSIONES

Se cumplió el objetivo de diseñar un conmutador MEMS para sustituir al diodo p-i-n y ser integrado al proceso de fabricación de un desplazador de fase para la banda de súper alta frecuencia (SHF) basado en el principio de cambio de fase de Fox.

Los trabajos observados en el área están basados en líneas de transmisión, las cuales presentan pérdidas significativas por lo que es necesario buscar otras opciones, como la alimentación espacial de los arreglos reflectivos, que eliminen las pérdidas en las redes de alimentación de señal.

Se diseñó un conmutador para un desplazador de fase digital del tipo pasivo para integrarse en un arreglo del tipo reflectivo. El elemento elegido para que realizar la conmutación fue un interruptor MEMS debido a que reduce las pérdidas de inserción y permite que la fabricación se realice mediante un proceso de manufactura planar. Integrando la fabricación del desplazador de fase y del elemento de conmutación en un solo proceso. Esto reduce considerablemente el costo de fabricación.

Otra de las razones por la que se eligió el conmutador MEMS sobre el diodo p-i-n es su casi nulo consumo de potencia. Los diodos p-i-n consumen entre 10 y 30 mW. Por lo que al considerar los miles de ellos que se necesitan en una antena de arreglo de fase promedio, el gran consumo de potencia se convierte en un problema.

El diseño del conmutador MEMS se realizó considerando los materiales y los procesos de fabricación que ha desarrollado el equipo de RF y microondas del Centro UNAMems de la FI de la UNAM. La tecnología actual de fabricación se basa en deposición de materiales y ataques fotolitográficos para la creación de las estructuras.

Se utilizó un sustrato polimérico con metalización tipo Rogers RT/duroid 5880 diseñado especialmente para aplicaciones en altas frecuencias, con una constante dieléctrica de 2.2 y una tangente de pérdidas ($\tan\delta=0.0009$). Para el aislamiento de los electrodos de actuación se utilizó benzocyclobutene (BCB) 4026-46, una resina polimérica fotosensible con constante dieléctrica de 2.65 y factor de disipación de 0.0008.

El conmutador MEMS se diseñó con 2 electrodos de actuación para disminuir el voltaje de actuación y con 4 puntos de anclaje para dar mayor

estabilidad y aumenta la fuerza de restitución del conmutador, evitando que la viga se quede adherida al cobre al realizar la conmutación. El diseño simétrico del conmutador reduce su capacitancia al poder considerar al conmutador como dos capacitancias en serie.

El voltaje de pull-in del conmutador fue de 9.25[V], por lo que para garantizar la conmutación es necesario aplicar alrededor de 12[V]. En la simulación electromecánica en Coventor Ware 2008 la capacitancia en estado abierto de nuestro conmutador fue de 18.4[fF].

Se obtuvieron los circuitos equivalentes de nuestro conmutador para sus estados abierto y cerrado, los cuales permitieron la simulación del desplazador de fase sin desbordar la capacidad de cálculo del software de simulación.

Partiendo del desplazador de fase reportado en el artículo “2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits” se diseñó un desplazador de fase de tipo reflectivo que realice el cambio de fase mediante la simulación del movimiento mecánico de un diafragma de control, basado en el principio de Fox.

Se optimizaron sus dimensiones y la distancia entre el diafragma de control y la pantalla metálica hasta obtener la mejor respuesta posible; minimizando las pérdidas inserción y cancelando la onda no controlada de la señal reflejada.

A las frecuencias donde la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular es 180° se presentan niveles de la onda no controlada inferiores a -57dB, por lo que podemos considerar que a estas frecuencias la magnitud de la onda no controlada es despreciable, comprobando el Principio de Fox.

La banda de frecuencia donde el nivel de la onda no controlada es menor a los -30dB es aquella donde el error de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular no supera los $\pm 5^\circ$ con respecto a la fase ideal de 180° .

Al comparar nuestros resultados con los reportados observamos que se obtuvieron mejoras significativas. Se aumento el ancho de banda de 1.75 GHz a 2.25 GHz. Se redujo el error de fase de 11° a 5° para la banda de 9.72 a 11.55 GHz. La magnitud de la onda controlada aumento de -0.3 dB a -0.06 dB y presenta una respuesta mas estable.