



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA  
DE MÉXICO**

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**CONMUTADOR MEMS RESONANTE  
PARA LA BANDA X**

**TESIS**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:**

**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

**PRESENTA:**

**GUILLERMO ABRAHAM  
CARRIZOSA BOCANEGRA**



**DIRECTOR DE TESIS:  
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK**

CIUDAD UNIVERSITARIA

2007



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



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

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

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

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

## ***Agradecimientos:***

*A la Universidad Nacional Autónoma de México, a la Facultad de Ingeniería, a todos los profesores con los que tuve la oportunidad de tomar clase, a compañeros y amigos, a mi familia en especial a mis padres: Benjamín Carrizosa y María de la Luz Bocanegra, a los miembros del jurado por sus comentarios y aportaciones en este trabajo.*

*Y un agradecimiento especial al Dr. Oleksandr Martynyuk por la paciencia, el apoyo y demás enseñanzas durante el desarrollo de este trabajo.*

# Índice

<b>Introducción General y Objetivos</b>	1
<b>1. Introducción a la aplicación de los MEMS en los Desplazadores de Fase</b>	2
1.1. Arreglos de Fase	2
1.2. Desplazadores de Fase	3
1.3. Procesos de Deposición para fabricación de películas delgadas para MEMS	7
1.3.1. CVD (Chemical Vapor Deposition)	7
1.3.2. Electrodeposición	8
1.3.3. PVD	9
1.3.4. Evaporación	9
1.3.5. Deposición de Películas (sputtering)	10
1.3.6. Moldeado (casting)	11
1.3.7. Procesos de Atacado (etching processes)	12
1.3.8. Wet etching	12
1.3.9. Dry etching	13
1.3.10. Fotolitografía	14
1.4. El caso de los Desplazadores de Fase basados en MEMS de RF	15
1.5. Conclusiones	16
<b>2. Estado del Arte de los MEMS</b>	17
2.1. Interruptores Básicos	17
2.2. Comparación de interruptores en serie y en paralelo	18
2.3. Ejemplos de interruptores	19
2.4. Redes de Desplazamiento de Fase	23
2.5. Conclusiones	27
<b>3. Desplazador de Fase basado en diodos p-i-n</b>	28
3.1. Descripción del desplazador de fase	28
3.2. Diseño de la sección de control	31
3.3. Conclusiones	33
<b>4. Conmutador Resonante basado en MEMS</b>	34
4.1. Diseño del interruptor	34
4.1.1. Descripción del diseño	41
4.2. Simulación Electromecánica	48
4.3. Factor de Calidad de Conmutación	59
4.3.1. Factor de Calidad de Conmutación del Interruptor propuesto	60
4.4. Conclusiones	76
<b>5. Conclusión general</b>	78
<b>Referencias</b>	80

# Introducción General y Objetivos

En el ámbito tecnológico es común escuchar sobre nuevos dispositivos, aplicaciones, etc. que contribuyen al desarrollo de la sociedad, tal es el caso de las telecomunicaciones. En esta área el crecimiento ha sido enorme en las últimas décadas, diversas aplicaciones han surgido y mejorado. Con las investigaciones recientes se han propuesto mejoras a ciertos sistemas de comunicaciones utilizando unos dispositivos de RF relativamente nuevos llamados MEMS (Micro Electro Mechanical Systems), dadas algunas ventajas sobre otros dispositivos que venían desempeñando funciones importantes en los sistemas de comunicaciones.

En este trabajo se investigará el funcionamiento, se realizará una breve descripción de la fabricación y aplicaciones de los dispositivos MEMS y se presentarán las ventajas que representan éstos con respecto a otros dispositivos en las aplicaciones para RF. Se presentarán algunos ejemplos de interruptores y sus características, y se realizará la descripción y presentación de los resultados de algunos desplazadores de fase basados en líneas conmutadas y líneas distribuidas. Posteriormente se describirá el trabajo realizado sobre un desplazador de fase cuyo funcionamiento se basa en los dispositivos conmutables llamados diodos p-i-n y finalmente se planteará el diseño de un conmutador resonante basado en MEMS.

## Objetivo de la tesis

El objetivo de este trabajo es presentar el diseño de un conmutador resonante para RF; específicamente para la banda X (8-12 [GHz]) basado en MEMS dadas sus ventajas sobre otros dispositivos. El diseño se realizará con ayuda de software especializado que permitirá observar un modelo a escala del dispositivo. Con las simulaciones del funcionamiento del conmutador observaremos las características del mismo o datos con los que se puedan determinar sus características y así decidir si será posible su fabricación e implementación en alguna aplicación mencionada en las siguientes páginas.

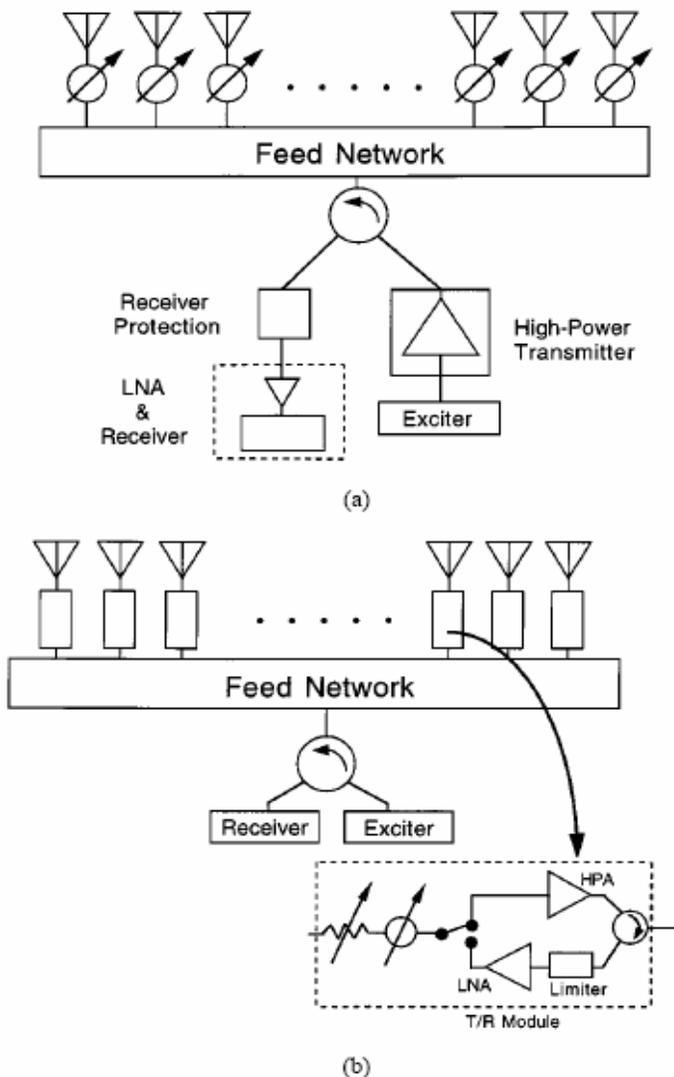
Como se mencionó, la tecnología basada en MEMS es relativamente nueva pero con grandes ventajas, de ahí la importancia que tiene conocerla más a fondo y trabajar sobre ella. Se han realizado algunas investigaciones previas que han permitido un mayor conocimiento en este campo, por lo que este trabajo también permitirá ampliar la visión de esta tecnología y tal vez sea considerado para investigaciones futuras y la búsqueda de nuevas opciones que puedan mejorar el desarrollo de MEMS para RF.

# 1. Introducción a la aplicación de los MEMS en los Desplazadores de Fase

En este capítulo se presenta un aspecto general de los arreglos de fase, desplazadores de fase y una breve introducción a los Micro Sistemas Electromecánicos (MEMS), así como a algunos procesos de fabricación de los mismos.

## 1.1 Arreglos de fase.

La tecnología de arreglos de fase; también llamados arreglos de escaneo electrónico ESA's de su acrónimo en inglés (Electronically Scanned Arrays) tiene un gran número de aplicaciones.



**Figura 1.1 (a) Arreglo lineal pasivo con desplazadores de fase para cada elemento, (b) Arreglo activo con módulos de transmisión/recepción en cada elemento. [1]**

Dicha tecnología ha recibido especial atención en aplicaciones militares, en la industria aérea y ha sido utilizada extensamente en sistemas de radares desde los años 60. Las características que han permitido que esta tecnología sea utilizada para dicho propósito recaen en la habilidad que se tiene de formar múltiples haces simultáneos, hacer un escaneo en cualquier ángulo dentro de su línea de vista, formar haces tan delgados con forma de un lápiz para mejorar la capacidad de seguimiento de los objetivos, y formar nulos para mitigar o hacer menos perjudiciales señales que puedan interferir. Actualmente estas tareas son realizadas haciendo uso de platos parabólicos que se pueden girar.

Generalmente existen dos tipos de arreglos de fase, estos son: arreglos de fase pasivos y arreglos de fase activos. Los arreglos de fase pasivos utilizan un transmisor y receptor central, pero tienen la capacidad de realizar el cambio de fase en cada elemento radiante.

En los arreglos activos la amplificación de alta potencia para la transmisión y la amplificación de bajo ruido en la recepción están distribuidas, así como la realización del cambio de fase depende de cada elemento radiante. Los arreglos activos proporcionan mayor capacidad del sistema y mayor confiabilidad aunque hace aproximadamente 15 años eran caros y complejos en su realización.

## 1.2 Desplazadores de fase

El elemento principal de un arreglo de fase es el desplazador de fase RF, por ejemplo para escanear un lóbulo con un ángulo inclinado se requiere una diferencia de fase entre los elementos del arreglo, es conveniente cuantizar la diferencia de fase entre elementos de  $360^\circ$ , por ejemplo un desplazador de fase de 4 bits tendrá  $2^4 = 16$  incrementos de fase de  $22.5^\circ$ . Los 16 incrementos se pueden realizar conectando en cascada 4 desplazadores de fase con diferencias de incrementos de fase de  $22.5^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  y  $180^\circ$ , y entonces realizar la conmutación de cada diferencia de fase para lograr el desplazamiento de fase requerido.

Los parámetros importantes a considerar en el diseño de desplazadores de fase son las pérdidas por inserción, la variación de la amplitud parásita que acompaña el cambio de fase, tiempos de conmutación, capacidad para el manejo de la potencia y la potencia requerida para lograr el cambio de fase. También es importante considerar el tamaño y peso del arreglo y sus circuitos de control. Estos desplazadores de fase están basados en conmutadores o interruptores realizados con materiales de ferrita, diodos p-i-n o transistores de efecto de campo (FET) y MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) para RF.

En lo que se refiere a desplazadores de fase hechos de ferrita, existen por ejemplo el de rotación suprimida (Reggia-Spencer), en estos desplazadores se ven modificados sus parámetros cuando hay cambios en la temperatura y como consecuencia existe dispersión de frecuencia, así como complicadas relaciones entre el control de corriente y el cambio de fase que dependen del material. Las técnicas de construcción de los mismos son tediosas y caras.

Para el caso de los desplazadores de fase hechos con diodos p-i-n se describe a continuación, los diodos son pequeños en comparación con la longitud de onda de operación, y se comportan como una resistencia casi nula por la que pasa una corriente cuando éstos son polarizados en directa. El cambio de fase es resultado tanto de la reactancia capacitiva propia del diodo como del reenrutamiento de las corrientes de microondas que pasan a través de los circuitos que contienen a los diodos. Para mantener bajas pérdidas; dada la variación de la resistencia del propio diodo p-i-n debida a cambios en la polarización, se evita que se realicen los cambios de fase cuando el diodo se activa en directa o en inversa. Para reducir la resistencia aproximadamente a  $1 [\Omega]$  cuando el diodo está polarizado en directa se aplica una magnitud de corriente y de voltaje suficiente para la polarización y para el caso de polarización inversa se aplica una magnitud suficiente de corriente y voltaje de manera que presente una resistencia de  $1 [k\Omega]$  ó mayor y que el diodo se comporte como un circuito abierto.

El interés que se presenta por la utilización de arreglos de fase totalmente activos en aplicaciones de radar y el progreso que se obtuvo en la realización de circuitos integrados de GaAs (arseniuro de galio), abrió la posibilidad de que la realización de los desplazadores de fase se basará en el uso de transistores de efecto de campo (FET's) de GaAs. Los desplazadores de fase de estado sólido proporcionan una buena solución plana en frecuencias en el rango de microondas y han sido extensamente utilizados en los arreglos de fase. Una cantidad de potencia de DC moderada (3-10 [mW] por diodo) es consumida por los desplazadores de fase basados en diodos p-i-n, lo que resulta en diseños relativamente eficientes, especialmente para la banda X. Los desplazadores de fase basados en FET's consumen muy poca potencia de DC y se pueden integrar en el mismo chip con amplificadores de bajo ruido de media potencia, lo anterior reduce el costo de ensamble de los sistemas de arreglos de fase. Sin embargo, estos dispositivos introducen muchas pérdidas por inserción en la salida, de 4 a 6 [dB] entre 12 y 18 [GHz] y de 8 a 9 [dB] a 35 [GHz] para diseños de 4 bits.

Como se mencionó antes, también existen desplazadores de fase basados en una tecnología relativamente nueva, desplazadores de fase MEMS o MicroElectroMechanicalSystems para RF que de manera paulatina están reemplazando tanto a los desplazadores implementados con diodos p-i-n como a los implementados con FET's, así como éstos reemplazaron a sus predecesores los desplazadores fabricados con materiales de ferrita.

Hablemos un poco acerca de estos dispositivos, los MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) se han desarrollado desde los años 70 para sensores de presión y temperatura, acelerómetros, cromatógrafos de gas y otros dispositivos de sensado. Los interruptores MEMS para aplicaciones de baja frecuencia se desarrollaron de manera casi secreta a principios de los años 80 y permanecieron en el laboratorio por un largo tiempo. Éstos son básicamente dispositivos en miniatura que utilizan un movimiento mecánico para lograr un estado de corto circuito o circuito abierto en una línea de transmisión. Entre 1990 y 1991 con el apoyo de DARPA por sus siglas en inglés (Defense Advanced Research Projects Agency), el Dr. Larry Larson del laboratorio de investigación de Hughes en California desarrolló el primer interruptor MEMS (y varactor) que fue diseñado específicamente para aplicaciones de microondas [2]. Los resultados iniciales del Dr. Larson crearon interés entre los grupos de investigadores del gobierno de EE.UU., y para el año de 1995 Rockwell Science Center y Texas Instruments ya habían desarrollado un interruptor MEMS para RF. Para el año 2001 más de 30 compañías se encontraban trabajando en esta área, incluyendo los gigantes de la electrónica de consumo como Motorola, Analog Devices, Samsung, Omron, NEC y ST-Microelectronics.

Como se mencionó los MEMS requieren un movimiento mecánico, las fuerzas para lograrlo se obtienen realizando diseños electrostáticos, magnetostáticos, piezoeléctricos o térmicos. En la siguiente tabla se muestra una comparación entre interruptores electrostáticos basados en MEMS e interruptores basados en transistores y diodos p-i-n de Arseniuro de Galio (GaAs). Es difícil hacer una comparación precisa sobre un amplio rango de niveles de potencia debido a que por el tamaño de los interruptores basados en diodos y transistores puede incrementarse la potencia y éstos pueden seguir funcionando mejor que los interruptores basados en MEMS en aplicaciones de alta potencia.

Pero esto tiene un efecto sustancial en el aislamiento del interruptor, las pérdidas por inserción, tiempo de conmutación y consumo de potencia. Pero sigue siendo evidente que los interruptores MEMS presentan un mejor desempeño para aplicaciones de baja a media potencia.

Parámetro	MEMS para RF	PIN	FET
Voltaje [V]	20-80	± 3-5	3-5
Corriente [mA]	0	3-20	0
Consumo de Potencia <sup>a</sup> [mW]	0.05-0.1	5-100	0.05-0.1
Tiempo de conmutación	1-300 μs	1-100 ns	1-100 ns
Capacitancia en estado abierto (en serie) [fF]	1-6	40-80	70-140
R <sub>s</sub> (serie) [Ω]	0.5-2	2-4	4-6
Relación de capacitancias <sup>b</sup>	40-500 <sup>b</sup>	10	-
Frecuencia de corte [THz]	20-80	1-4	0.5-2
Aislamiento (1-10 [GHz])	Muy alto	Alto	Medio
Aislamiento (10-40 [GHz])	Muy alto	Medio	Bajo
Aislamiento (60-100 [GHz])	Alto	Medio	Ninguno
Pérdidas (1-100 [GHz]) [dB]	0.05-0.2	0.3-1.2	0.4-2.5
Manejo de Potencia [W]	<1	<10	<10
<sup>a</sup> Incluye el voltaje del circuito que incrementa el voltaje			
<sup>b</sup> Sólo interruptor capacitivo. Se logran relaciones de 500 con dieléctricos con alta $\epsilon_r$			

**Tabla 1.1** Comparación del funcionamiento de interruptores basados en FET's, Diodos p-i-n y MEMS[3]

Los desplazadores de fase basados en MEMS presentan un número de ventajas con respecto a los otros desplazadores, pero como cualquier dispositivo al tener buenos atributos tiene grandes limitaciones o desventajas con respecto a los desplazadores de fase implementados con diodos p-i-n y con los implementados con FET's debido a que es una tecnología relativamente nueva.

Para que el desplazador de fase logre el cambio de fase requerido se necesita que el conmutador basado en MEMS realice un movimiento mecánico para lograr ya sea un circuito corto o circuito abierto en la línea de transmisión de RF. Y como se mencionó en renglones anteriores, las fuerzas requeridas para lograr el movimiento mecánico se pueden obtener utilizando diseños electrostáticos, magnetostáticos, piezoeléctricos o térmicos. Hasta la fecha sólo se han demostrado diseños de conmutadores de tipo electrostático en el intervalo de 0.1-100 [GHz] con alta confiabilidad. De manera resumida las ventajas de los conmutadores MEMS con respecto a los diodos p-i-n o FET's son las siguientes:

- Los conmutadores MEMS requieren de una actuación electrostática o voltaje de actuación de 20-80 [V] pero no consumen ninguna corriente, lo que repercute en una baja disipación de aproximadamente de 10 a 100 [nW] por ciclo de conmutación.

- Los conmutadores MEMS para RF en serie son fabricados con espacios de aire (air gaps), y por lo tanto tienen una capacitancia muy baja (2-4 [fF]) en el estado apagado, esto resulta en un alto aislamiento (high isolation) en el intervalo de 0.1 a 40 [GHz].
- Los conmutadores MEMS para RF tienen pérdidas por inserción de -0.1 [dB] hasta 40 [GHz].
- Los conmutadores MEMS son dispositivos muy lineales por lo que no generan altos productos de intermodulación.
- Los conmutadores MEMS para RF son fabricados utilizando técnicas como micromaquinado de superficie (en inglés surface micromachining) y pueden ser construidos en cuarzo y otros materiales como los utilizados para la realización de circuitos integrados.

Sin embargo los conmutadores MEMS presentan algunas desventajas como:

- El tiempo de conmutación de la mayoría de los MEMS está entre 2-40 [ $\mu s$ ]. Algunos sistemas de comunicación y radares requieren menor tiempo de conmutación.
- La mayoría de los conmutadores MEMS no pueden manejar potencias mayores a 50 [mW]
- Los conmutadores MEMS electrostáticos requieren de 20 a 80 [V] para que operen de manera confiable, por lo que para el caso de un sistema de comunicaciones portable se necesitaría un chip que eleve el voltaje.
- La confiabilidad de conmutadores MEMS es que tengan de 0.1 a 10 billones de ciclos. Sin embargo muchos sistemas requieren conmutadores con 20-200 billones de ciclos.
- Los conmutadores MEMS necesitan ser empaquetados en ambientes inertes (nitrógeno, argón, etc.) y con muy poca humedad, por lo que requieren sellos herméticos o casi herméticos. Los costos de empaquetamiento son relativamente altos, y la técnica de empaquetado por sí misma puede afectar la confiabilidad del dispositivo.

Los dispositivos MEMS pueden ser fabricados de diferentes maneras tomando como base los procesos de la tecnología clásica de integración de circuitos y se pueden implementar utilizando un gran número de materiales y técnicas de manufactura, la opción dependerá del dispositivo que se creará y la aplicación para la cual servirá. A continuación se describen algunos de estos materiales:

**Silicio.** Este material es el más empleado en la fabricación de circuitos integrados utilizados en los aparatos electrónicos actuales. Lo que hace que el silicio sea atractivo en varias aplicaciones con MEMS es su bajo costo por la escala, está disponible para procesos de alta precisión y gran funcionalidad electrónica. Pero la desventaja que presenta el silicio al ser utilizado en la fabricación de MEMS para RF es que existan altas pérdidas por inserción, lo que obliga a utilizar otros materiales más confiables.

Metales.\_ Algunos metales pueden utilizarse para la creación de MEMS. Los metales pueden ser depositados por procesos de electroplateado, evaporación y deposición de películas. Los metales que pueden ser utilizados son: oro, níquel, aluminio, cromo, titanio, tungsteno, platino y plata.

### **1.3 Procesos de deposición para fabricación de películas delgadas para MEMS**

Uno de los bloques básicos de construcción en la fabricación de MEMS implica el depósito de películas delgadas. La película delgada puede ser atacada por algún proceso químico o físico posteriormente. Las técnicas de deposición pueden clasificarse en dos grupos, dentro de cada grupo pueden existir más procesos dado que la tecnología avanza rápidamente:

#### 1. Depósitos por medio de una reacción química:

- CVD (Chemical Vapor Deposition)
- Electrodeposición (Electrodeposition)
- Epitaxy
- Oxidación Térmica

Estos procesos crean materiales sólidos por medio de las reacciones químicas de composiciones de gases o líquidos o 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.

#### 2. Depósitos por medio de reacciones físicas:

- PVD (Physical Vapor Deposition)
- Moldeado (Casting)

Lo que tienen en común estos procesos es que el material depositado se mueve físicamente hacia el sustrato. En otras palabras, no existe reacción química que forma el material en el sustrato.

A continuación se describen a grandes rasgos algunos de los procesos mencionados anteriormente:

#### **1.3.1 CVD (Chemical Vapor Deposition)**

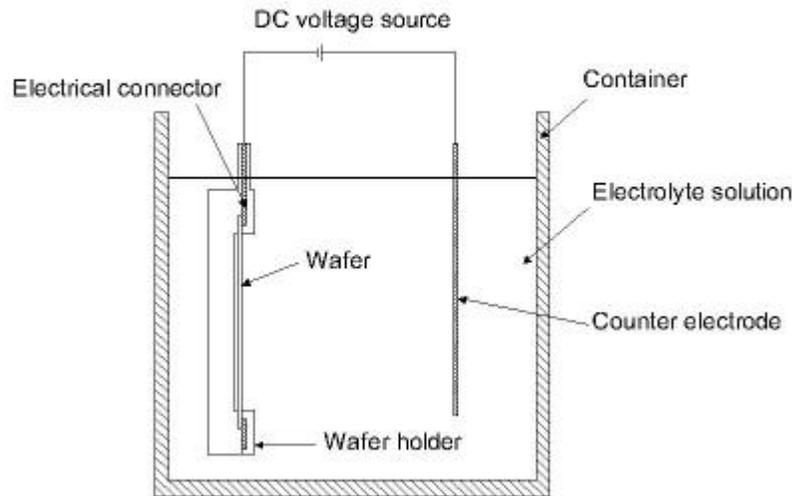
En este proceso, el sustrato es colocado dentro de un reactor que proporciona una gran cantidad de gases. El principio fundamental de este proceso es que la reacción química se lleve a cabo entre los gases proporcionados. El producto de esta reacción es un material sólido. Las dos técnicas más importantes 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. Los problemas con estos procesos son las altas temperaturas de deposición (más de 600 °C) y el relativamente bajo rango de deposición. El proceso PECVD puede operar a temperaturas más bajas (debajo de 300 °C) gracias a la energía extra proporcionada a las moléculas de gas por el plasma en el reactor.

Sin embargo la calidad de las películas tiende a ser inferior a la calidad obtenida por procesos que se llevan a cabo a más altas temperaturas. Además la mayoría de los sistemas de deposición PECVD sólo pueden depositar el material en un lado de los wafers y sólo de uno a cuatro wafers a la vez. Los sistemas LPCVD depositan películas en ambos lados y por lo menos 25 wafers 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.

### **1.3.2 Electrodeposición**

Proceso conocido también como “electroplateado” (electroplating) y está enfocado solamente a materiales eléctricamente conductivos. Hay dos técnicas para depositar los materiales Electroplateado y plateado sin potencial eléctrico (Electroless plating). En el proceso de electroplateado el sustrato es colocado en una solución líquida (electrolito). Cuando se aplica una diferencia de potencial entre un área conductora del sustrato y un electrodo (usualmente platino) en el líquido, una reacción química de oxidación – reducción se lleva a cabo 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 electroless 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 proceso es deseable ya que no requiere ningún potencial eléctrico externo ni contacto con el sustrato durante el proceso. Desgraciadamente es más difícil de controlar en lo que concierne al grosor de la película y a la uniformidad. Los procesos de electrodeposición son buenos si se desean hacer películas de metales como cobre, oro y níquel. Las películas pueden hacerse de cualquier grosor que esté entre 1[ $\mu\text{m}$ ] a 100 [ $\mu\text{m}$ ]. La deposición es mejor controlada cuando se utiliza un potencial eléctrico externo, sin embargo, se requiere contacto eléctrico con el sustrato mientras está inmerso en el líquido. En cualquier proceso, la superficie del sustrato debe contener una pequeña capa conductora antes de que la deposición se realice.



**Fig. 1.2** Proceso típico de electrodeposición [4]

### 1.3.3 PVD

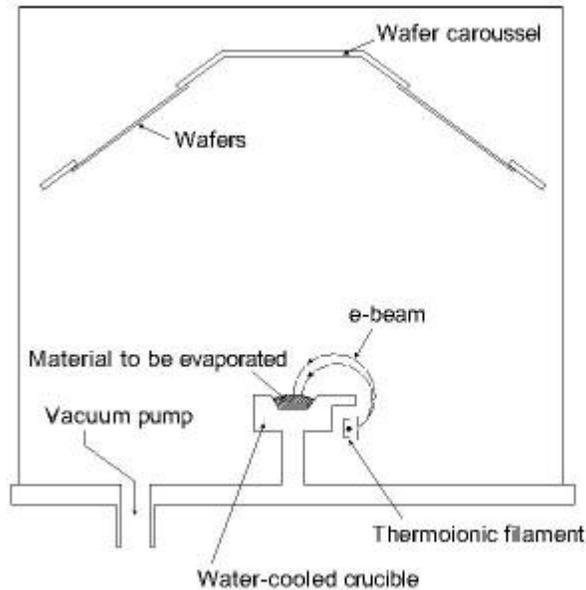
Cubre un gran número de técnicas de deposición, donde el material es liberado de una fuente y transferido al sustrato. Las técnicas importantes en este proceso son la evaporación y la deposición de películas (sputtering). PVD contiene las tecnologías estándar para la deposición de metales. Es más común para metales que CVD, ya que puede desarrollarse con menos riesgo y menor costo en lo que concierne a los materiales. La calidad de las películas es inferior a CVD, que se traduce en mayor resistividad para los metales y para los aisladores más defectos.

La elección del método de deposición (evaporación vs. sputtering) puede en muchos casos ser arbitraria, y depende de que tecnología esté disponible para cada material en ese momento.

### 1.3.4 Evaporación

En la evaporación el sustrato es colocado dentro de una cámara de vacío, en donde un bloque (fuente) del material a ser depositado también es colocado. El material fuente se calienta hasta el punto en el que hierve y se evapora. El vacío se requiere para que permita que las moléculas se evaporen libremente en la cámara y posteriormente se condense en las superficies del sustrato. El principio es el mismo para todas las técnicas de evaporación, que son evaporación por medio de un haz de electrones (e-beam) y evaporación resistiva, cada una con un método diferente de calentamiento. En la evaporación e-beam, un haz de electrones es disparado contra el material fuente provocando calentamiento del mismo y por consecuencia su evaporación. En la evaporación resistiva, un bote de tungsteno, que contiene el material fuente, se calienta por medio de la generación de una alta corriente para hacer que el material se evapore. Hay restricciones para el uso de algún método de

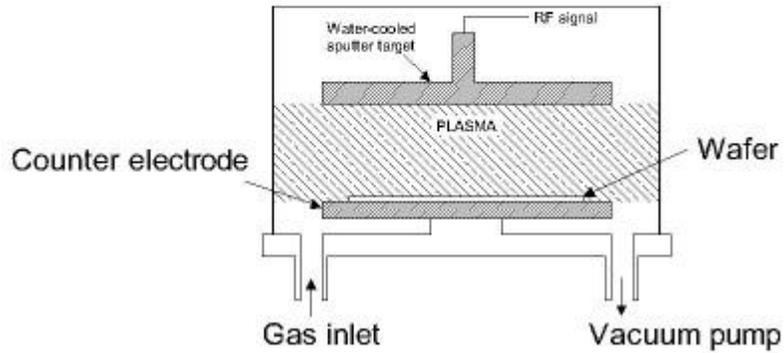
evaporación en específico (por ejemplo el aluminio no se evapora fácilmente utilizando evaporación resistiva), ya que depende de las propiedades del material en la fase de transición.



**Fig 1.3** Sistema típico de evaporación tipo e-beam para materiales [4]

### 1.3.5 Deposición de películas (sputtering)

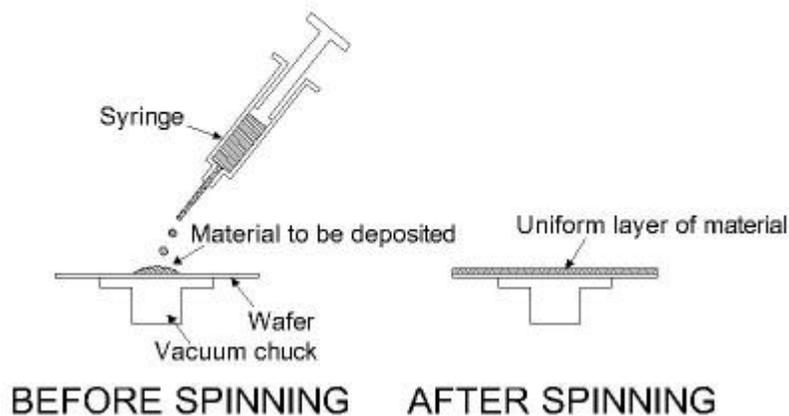
En esta técnica el material se libera de una fuente a una temperatura mucho menor a la de evaporación del mismo. El sustrato se coloca en una cámara de vacío con el material fuente, llamado objetivo, un gas inerte (como el Argón) se introduce a baja presión. Se ioniza el gas, los iones se aceleran hacia 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 el caso de la evaporación, el principio básico de sputtering es igual para todas las técnicas de sputtering. Las diferencias se deben a la forma en que se hace el bombardeo sobre el objetivo.



**Fig. 1.4** Sistema de RF para deposición de películas [4]

### 1.3.6 Moldeado (casting)

En este proceso el material a ser depositado se disuelve de forma líquida 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 se trata con polímeros, que pueden disolverse fácilmente en solventes orgánicos, y es la forma común de aplicar fotoresinas en sustratos (en fotolitografía). El grosor que se puede moldear en un sustrato puede ser de decenas de micrómetros.



**Fig. 1.5** El proceso spin casting usado como fotoresina en fotolitografía [4]

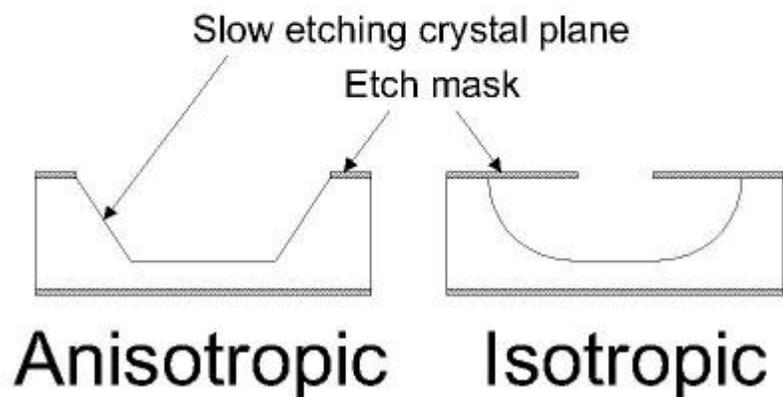
### 1.3.7 Procesos de atacado (Etching Processes)

Para poder formar un MEMS funcional sobre un sustrato, es necesario atacar las películas delgadas previamente depositadas y/o el propio sustrato. En general, existen dos clases de procesos de desecho:

1. Atacado húmedo (wet etching) donde el material se disuelve cuando se sumerge a una solución química.
2. Atacado seco (dry etching) donde el material es disuelto utilizando iones reactivos o una sustancia para atacar el material en fase de vapor.

### 1.3.8 Wet etching

Es la técnica de atacado más simple. Lo único que requiere es un contenedor con una solución líquida que disolverá el material en cuestión. Desgraciadamente, existen complicaciones dado que requiere una máscara para poder atacar de manera selectiva el material. Se debe encontrar una máscara que no se disuelva o que por lo menos no sea atacada de la misma forma que el material que se quiere atacar. Algunos materiales cristalinos, como el silicio, son atacados anisotrópicamente por ciertos químicos. El atacado anisotrópico a diferencia del atacado isotrópico significa que el ataque al material se da en diferentes rangos y en diferentes direcciones del mismo.



**Fig. 1.6** Diferencia entre wet etching anisotrópico e isotrópico [4]

### 1.3.9 Dry etching

Esta técnica se puede dividir en tres clases llamadas RIE (reactive ion etching), sputter etching, etching en fase de vapor. En el caso de RIE, el sustrato es colocado dentro de un reactor y se introducen varios gases. Se agrega un plasma con la mezcla de gases utilizando una fuente de RF, rompiendo las moléculas del gas formando iones. Los iones se aceleran y reaccionan en la superficie del material que está siendo atacado y forma un material gaseoso. Esto es conocido como la parte química de RIE. Existe una parte física que es parecida al proceso de deposición de películas (sputtering). Si los iones tienen la energía suficiente, pueden sacar átomos del material para que sean atacados sin una reacción química. Es una tarea 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 la parte física altamente anisotrópica la combinación formará 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 micrómetros de profundidad con paredes casi verticales. El ataque llamado sputter etching es como RIE 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 (vapor phase etching), es un método seco que se puede realizar con un equipo más simple que el que requiere RIE. En este proceso el wafer 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 de gas. Se debe tener cuidado en este proceso para no tener productos extra en la reacción química que se condensan en la superficie e interfieran con el proceso de ataque.

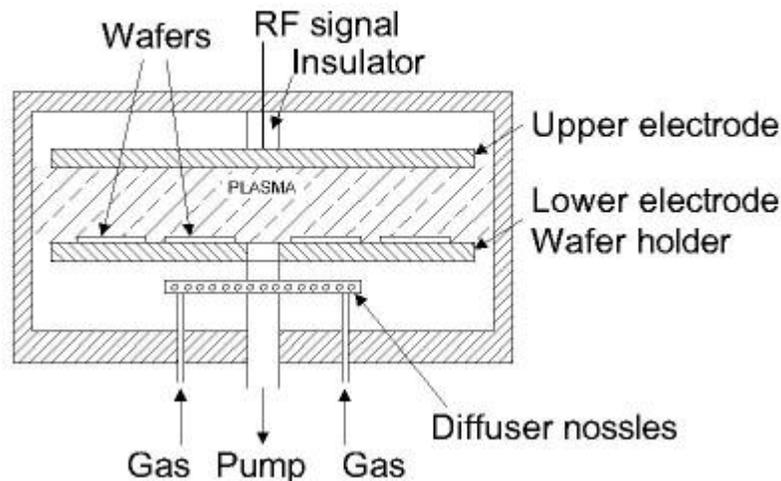


Fig. 1.7 Sistema de platos paralelos utilizado para reactive ion etching [4]

### 1.3.10 Fotolitografía

Litografía en el contexto de los MEMS es la transferencia de un patrón de una fotomáscara (también llamada retícula) a la superficie de un sustrato. La fotolitografía involucra los siguientes pasos:

- Preparación del sustrato
- Aplicación de la fotoresina
- Soft baking
- Exposición
- “Hard baking”
- Etching

Además de otros tratamientos químicos (agentes adelgazadores, “edge-bead renewal”) en varios pasos repetidos inicialmente en un sustrato vacío. Un proceso de litografía típico basado en silicio, se empezaría depositando una capa de un material conductor de varios nanómetros de espesor sobre el sustrato. Una capa de fotoresina (es un material que se endurece cuando se expone a la luz (por lo regular ultravioleta)) se aplica sobre la capa de metal. La capa de fotoresina se endurece selectivamente aplicando la luz a partes específicas. Para tal propósito se utiliza un plato transparente con patrones marcados en él; llamado “photomask” o “shadowmask”, junto con una fuente luminosa para poder iluminar partes específicas de la fotoresina. Algunos tipos de fotoresina trabajan bien debajo del rango de luz ultravioleta, en cambio otros tipos son diseñados para tener mayor sensibilidad a frecuencias específicas de la luz ultravioleta. Es posible utilizar otros tipos de fotoresina que son sensibles a los Rayos-X y otros que son sensibles a la exposición de un haz de electrones. Existen fotoresinas “positivas” y “negativas”, en las “positivas” el área marcada es la que se protege y permanece durante el proceso, en las “negativas” el área marcada es la que no permanece, después del desarrollo anterior, la fotoresina se hornea antes de someterla a una etapa de ataque químico que removerá el metal que se encuentra debajo de la fotoresina. Finalmente, la fotoresina endurecida se desecha utilizando un proceso químico diferente, y lo que permanece es una capa de metal de la misma forma que la máscara. Se utiliza la litografía porque permite mucho control sobre la forma y el tamaño de los objetos que se crean, además de que se pueden crear patrones sobre una superficie simultáneamente. Las desventajas que presenta es que se debe tener un sustrato para comenzar, no es muy efectiva para crear formas que no son planas, y requiere de condiciones de operación extremadamente limpias.

Estos procesos han sido extendidos de manera que se logren estructuras tridimensionales por ejemplo la técnica de Micromaquinamiento Volumétrico, Micromaquinamiento Superficial además de otras técnicas como fusion bonding y LIGA la cual es un procedimiento de fabricación formado por los procesos de litografía, electroformación (electroforming), y moldeado (molding).

La técnica más importante para los MEMS de RF es Micromaquinamiento Superficial, ésta consiste en depositar y agregar por medio de litografía películas delgadas siguiendo un patrón, usualmente sobre sustratos de Silicio. En términos generales, se intenta que una o más películas (release films) permanezcan fijas en un punto y flotando sobre una parte del

substrato, de forma que puedan realizar el movimiento mecánico característico de los MEMS. Para lograr esto se depositan una o más películas de “sacrificio” debajo de las películas que se mantendrán (released films o películas liberadas), entonces la película o películas de sacrificio serán removidas en los pasos finales del proceso por medio de solventes electivos. Existe gran variedad de materiales utilizados en las capas de sacrificio, algunos metales como oro, aluminio, etc., cerámicas ( $\text{SiO}_2$  y  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) y plásticos (fotoresina, polymethyl methacrylate (PMMA), etc.). Dependiendo de los detalles del proceso de fabricación y de los materiales utilizados en este, la capa que permanece (release) y la capa de sacrificio pueden ser depositadas por evaporación, sputtering, elctrodeposición y otros métodos. La técnica Micromaquinamiento Superficial ha sido utilizada desde hace algún tiempo, en esta técnica existe el proceso llamado RIE mencionado con anterioridad.

#### **1.4 El caso de los desplazadores de fase basados en MEMS de RF**

Los desplazadores de fase basados en interruptores MEMS tienen bajas pérdidas en cualquier frecuencia, especialmente de 8 a 120 [GHz], el promedio de pérdida de los desplazadores de fase MEMS de 3 bits es de  $-0.9$  [dB] en frecuencias de 10 a 14 [GHz], lo que representa una mejora de 3 a 4 [dB] en comparación con diseños utilizando interruptores basados en FET's. Esto se puede traducir en una mejora de 6 a 8 [dB] en un radar o en un sistema de telecomunicaciones. Las mejoras son buenas para sistemas que trabajan en las siguientes bandas, banda Ka (35 [GHz]), banda V (60 [GHz]) o banda W (77 [GHz], 94 [GHz])

Esto significa que se puede eliminar una etapa de amplificación (o dos) en una cadena de transmisión /recepción (T/R), así se reduce la potencia de DC de 20–100 [mW] por elemento en el rango de frecuencias desde la banda X hasta la banda V. Para aplicaciones espaciales, aéreas e incluso dispositivos portátiles de baja potencia para telecomunicaciones y radares, la reducción de potencia de DC es importante.

Los desplazadores RF MEMS también se pueden utilizar para eliminar de 50 a 75% de los módulos T/R en grandes arreglos de fase. El número exacto depende de la potencia de transmisión en el rango requerido para el radar por ejemplo, y el requerimiento del sistema de comunicaciones de ganancia sobre ruido (G/T) Para los desplazadores de fase con bajas pérdidas es posible alimentar de dos a cuatro elementos de un solo módulo de T/R, por lo que se reduce la complejidad del sistema.

Los interruptores MEMS tienen una capacitancia muy baja en estado abierto lo que permite un buen funcionamiento en una amplia banda de frecuencias comparándolos con los interruptores implementados con dispositivos de estado sólido. Además estos interruptores pueden ser fabricados directamente con la antena en cerámica o substratos de vidrio por lo que resultan en arreglos de fase de bajo costo. El tiempo de conmutación de los interruptores MEMS se encuentra en el orden de 1 a 20 [ $\mu\text{s}$ ], lo que les permite ser utilizados en la mayoría de los sistemas excepto en algunas aplicaciones aéreas. El tiempo de vida de estos interruptores se encuentra en el orden de varios billones de ciclos, se debe mejorar este tiempo de vida a 100 billones de ciclos antes de ser utilizado en satélites y plataformas aéreas sin embargo de 1 a 10 billones de ciclos es suficiente para aplicaciones

en terminales terrestres de sistemas de comunicaciones satelitales con alta tasa de transmisión de datos, radares y sistemas de misiles.

### **1.5 Conclusiones**

Se presentó de manera breve el funcionamiento de los arreglos de fase, el elemento principal de un arreglo es el desplazador de fase. El desplazador de fase está formado por dispositivos conmutables que pueden ser desde conmutadores basados en materiales de ferrita hasta conmutadores basados en MEMS. Al revisar la literatura disponible se observan las ventajas que hay al utilizar conmutadores basados en MEMS a diferencia de los conmutadores basados en dispositivos de estado sólido, por ejemplo las pérdidas por inserción de los conmutadores MEMS son en promedio de 0.05-0.2 [dB], los conmutadores basados en diodos p-i-n presentan pérdidas en promedio de 0.3-1.2 [dB] y los conmutadores basados en FET's presentan pérdidas en promedio de 0.4-2.5 [dB], en las frecuencias de 1-100 [GHz]. También los dispositivos MEMS consumen menor potencia de DC y presentan un alto aislamiento en estado abierto. Como todo dispositivo si presenta ventajas tiene su contraparte pero a pesar de tener ciertas desventajas los dispositivos MEMS pueden ser considerados para la sustitución de los otros dispositivos conmutables dependiendo de la aplicación. También se presentó de manera breve el proceso de fabricación, técnicas similares a los procesos de fabricación de circuitos integrados, este proceso puede realizarse a través de varios pasos y técnicas diferentes debido al gran avance tecnológico. Finalmente se presenta el caso de los desplazadores MEMS, las ventajas son similares a lo que ya se mencionó debido a que los desplazadores basan su funcionamiento en interruptores y se han presentado las ventajas de estos interruptores.

En el siguiente capítulo se presentará el estado del arte de los interruptores y desplazadores de fase basados en MEMS.

## 2. Estado del arte de los MEMS

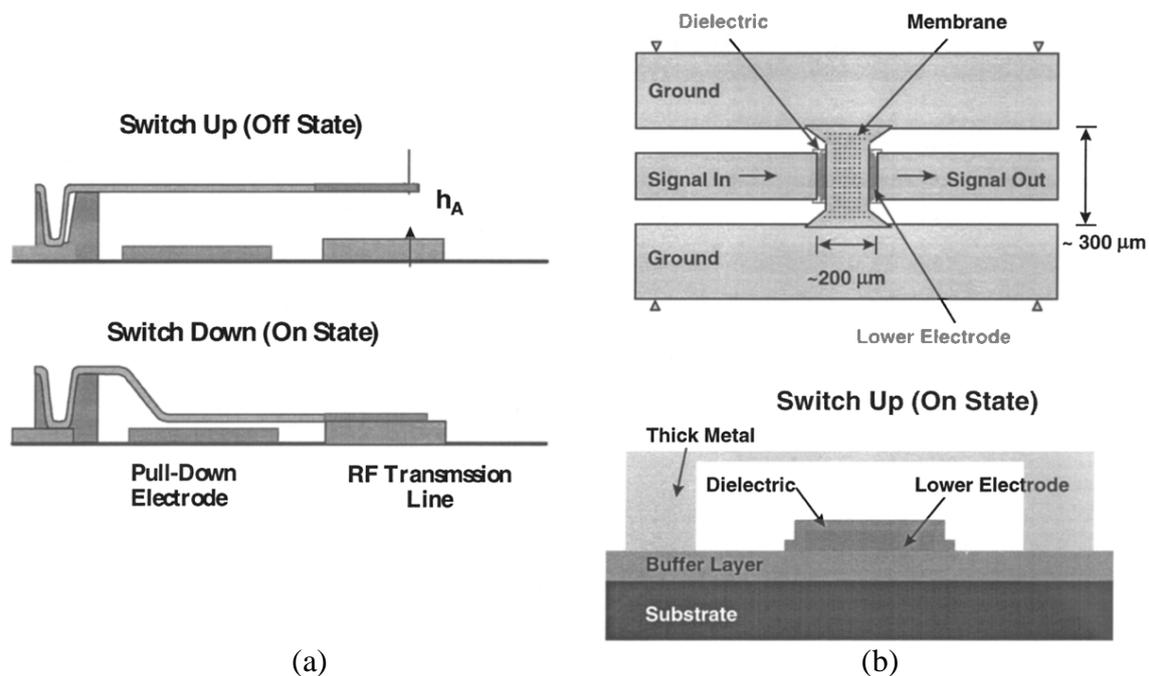
En este capítulo se presentará el estado del arte de los interruptores y desplazadores de fase basados en MEMS, también se describirán diseños presentados por algunos grupos de investigadores así como los resultados de estos diseños.

### 2.1 Interruptores Básicos

Un interruptor basado en MEMS se puede establecer en una categoría dependiendo de sus características, éstas son:

- La configuración del circuito de RF del que forma parte;
- Su estructura metálica;
- La forma en que hace contacto.

Las dos configuraciones más comunes SPDT (single pole double throw); es decir un puerto de entrada con dos puertos de salida, son en conexión en serie o en paralelo. Las estructuras metálicas más usuales son el cantilever o el puente de aire (air bridge) Estas estructuras son presentadas en la figura 2.1. Y las formas de contacto a las que se recurren en su fabricación son la resistiva (contacto entre metal-metal) y la capacitiva (metal-dieléctrico-metal) Cada tipo de interruptor tiene ventajas con respecto a los otros ya sea en su manufactura o funcionamiento, la idea es encontrar el interruptor que más convenga considerando la estructura del dispositivo en conjunto; es decir, dependiendo de la aplicación en la que éste será utilizado.



**Figura 2.1** Diagramas funcionales de dos estructuras comunes de interruptores MEMS para RF

(a) Cantilever. (b) Puente de aire (Air bridge). [5]

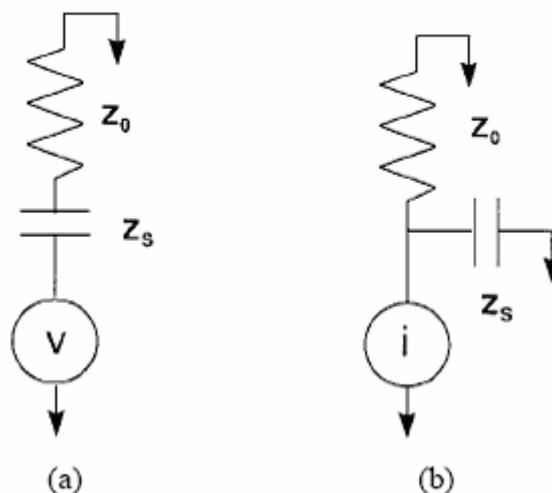
Cualquier interruptor se asume como binario y digital en el sentido que puede tomar dos posibles estados de actuación, en estado “encendido”, el interruptor es configurado para conectar el puerto entrada con el puerto de salida, mientras que en el estado “apagado” se configura para desconectar estos dos puertos.

Los parámetros utilizados para caracterizar un dispositivo de RF en general y en consecuencia aplicables para el conmutador basado en MEMS son:

- 1) Las pérdidas por inserción en el estado de “encendido”
- 2) El aislamiento (isolation) en el estado de “apagado”
- 3) Y las pérdidas por regreso (return loss) en ambos estados

## 2.2 Comparación de interruptores en serie y en paralelo

La gran diferencia que presentan las configuraciones en serie y en paralelo de los interruptores en cuestión de aislamiento se puede explicar de manera cualitativa, al menos en bajas frecuencias con los circuitos equivalentes de la siguiente figura (2.7).



**Figura 2.7** Diagramas de los circuitos equivalentes para (a) interruptor MEMS configurado en serie y (b) interruptor MEMS configurado en paralelo. [5]

En estos circuitos la impedancia  $Z_s$  es la impedancia del interruptor en estado “apagado” y  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea de transmisión en la que el interruptor esta embebido.

Para ambas configuraciones la impedancia en el estado apagado es:

$$Z_s \approx \frac{1}{j\omega C_s} \dots(2.1)$$

Donde  $C_s$  es relativamente pequeña para el interruptor en serie y alta para el interruptor en paralelo. Por definición, el aislamiento  $I$  es la potencia de la fuente dividida entre la potencia entregada hacia la carga:

$$I = \frac{1}{|S_{21}|} \dots(2.2)$$

Donde  $S_{21}$  es un parámetro de dispersión, (coeficiente de transmisión de 1 a 2) Para el modelo en serie de la figura 2.7(a) del análisis del circuito se obtiene:

$$I = \frac{(\omega Z_0 C_s)^2}{[1 + (\omega Z_0 C_s)^2]} \dots (2.3)$$

Para el interruptor en paralelo (figura 2.7(b)) se tiene:

$$I = \frac{1}{[1 + (\omega Z_0 C_s)^2]} \dots (2.4)$$

Ambas expresiones son consistentes para el comportamiento en baja frecuencia. El aislamiento del interruptor en serie tiende a cero ( $-\infty$  [dB]) en el límite cuando la frecuencia vale cero. El aislamiento del interruptor en paralelo tiende a 1(0 [dB]) en el límite cuando la frecuencia vale cero y se mantiene relativamente constante hasta una frecuencia de rolloff que vale:

$$f \approx \frac{1}{2\pi Z_0 C_s} \dots (2.5)$$

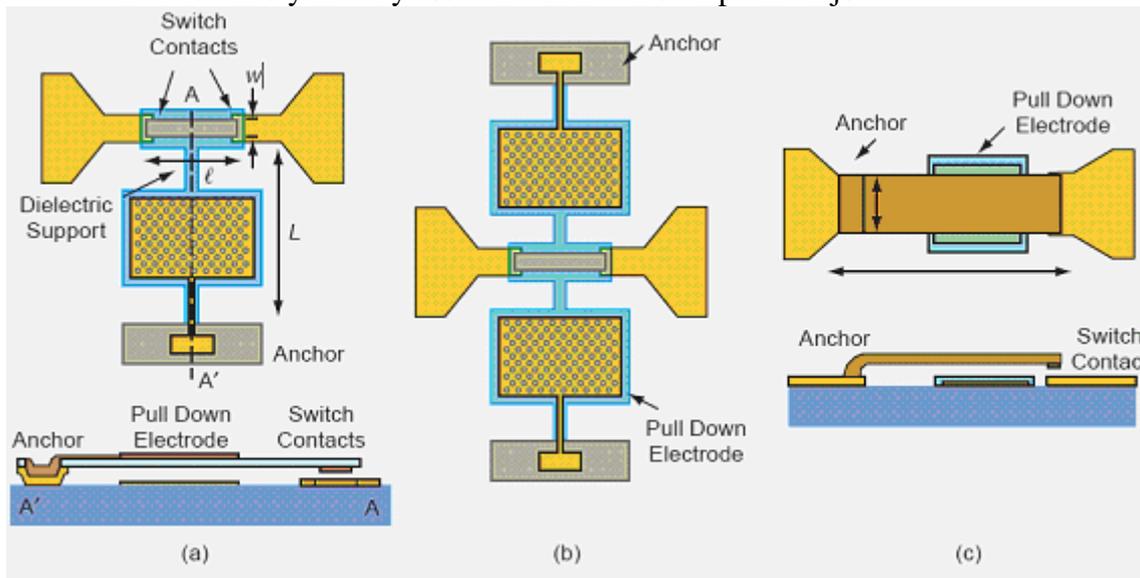
Y arriba de esta frecuencia el aislamiento mejora. No se espera que el modelo equivalente presentado prediga el comportamiento a altas frecuencias de los interruptores porque ignora el efecto de los modos superficiales que se propagan. Todas las líneas de transmisión planas con substratos dieléctricos se caracterizan por presentar estos modos de propagación, el número de modos se incrementa con la frecuencia.

### 2.3 Ejemplos de interruptores

Hasta la fecha se han desarrollado y probado varios diseños de interruptores basados en RF MEMS, pero los principales diseños que se fabrican son: a) el cantilever, que forma una configuración en serie SPST (single pole single throw) y hace contacto entre metal - metal y b) el puente que forma una configuración en paralelo SPST y hace contacto entre metal - dieléctrico - metal.

- a) Interruptor en configuración en serie.\_ Existen dos tipos de interruptores MEMS en serie: el interruptor en serie tipo broadside que se coloca ortogonal a la línea de transmisión; es decir por donde viaja la señal, y el interruptor en serie inline que es como una continuación de la línea de transmisión (se muestran en la figura 2.2 (a y b) tipo broadside, y 2.2 (c) tipo inline). La actuación del interruptor tipo broadside ocurre en un plano perpendicular a la línea de transmisión, mientras que en el otro interruptor es decir en el interruptor inline la actuación ocurre en el mismo plano en el que se encuentra la línea de transmisión, la diferencia principal entre estos diseños es que la señal de RF pasará completamente por el interruptor inline. Por la razón anterior los interruptores inline deben ser fabricados utilizando una capa delgada de metal (Au, Al, Pt, etc.) Por otro lado, los interruptores en serie tipo broadside, sólo la porción que hace contacto con la línea de transmisión debe ser fabricada con una

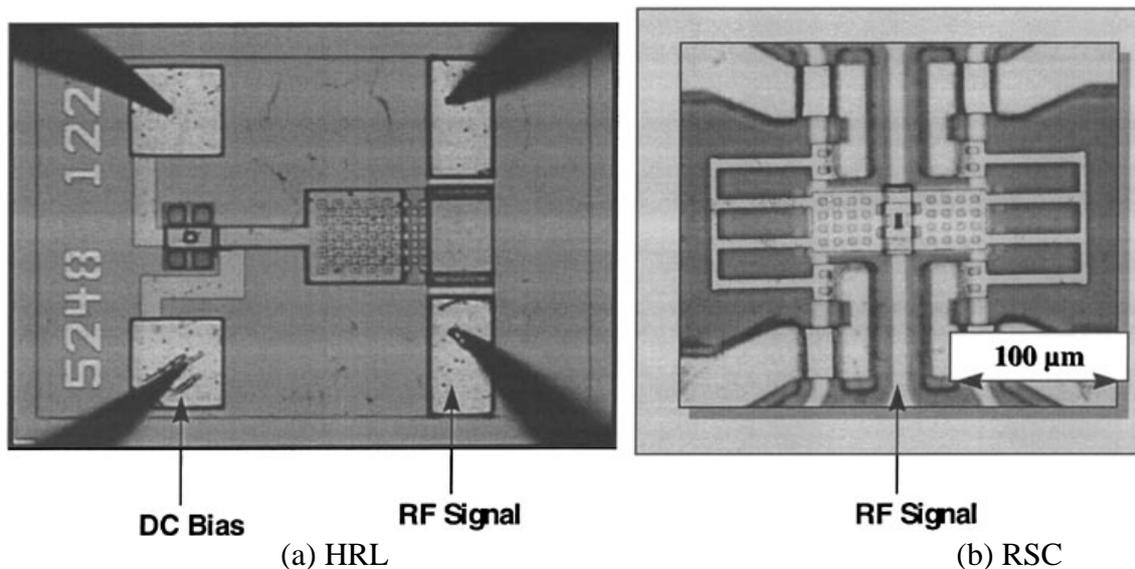
capa de metal, y la porción que realiza la actuación puede estar compuesta por un dieléctrico y metal ya sea un cantilever o un puente fijo.



**Figura 2.2** Interruptores MEMS en serie tipo broadside con (a) un electrodo, (b) dos electrodos y (c) interruptores MEMS en serie tipo inline [6]

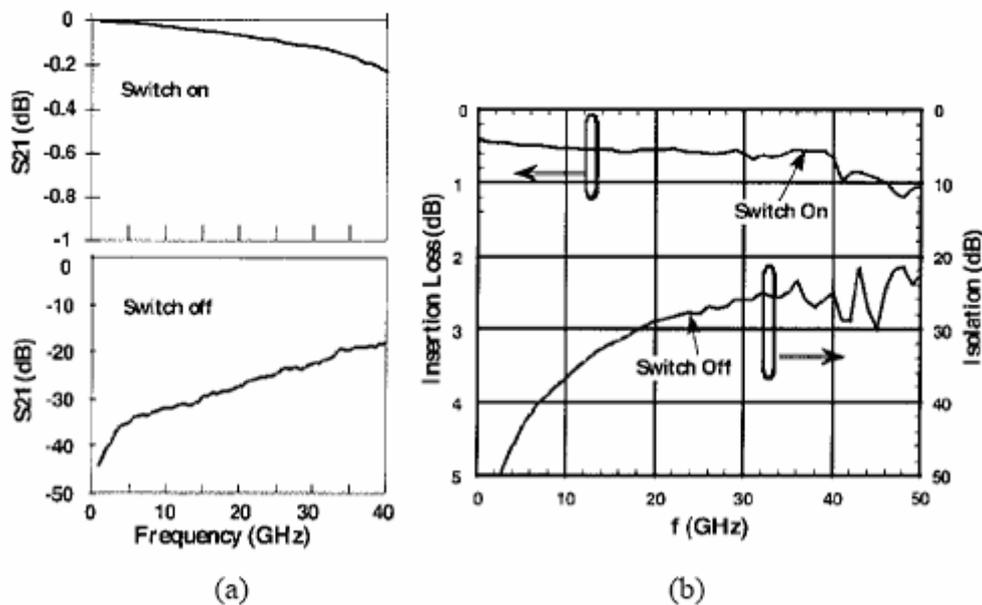
En la figura 2.3 (a y b) se muestran micrográficas de interruptores SPST desarrollados por los Laboratorios Hughes Research (HRL) y el Centro Rockwell Science (RSC) [8], respectivamente.

En ambos diseños el contacto es establecido por una viga (beam) de metal, que en estado encendido permite el paso de una señal a través de una línea de transmisión de RF. El interruptor fabricado por HRL, tiene una viga de metal montada sobre un cantilever hecho con un dieléctrico que a su vez tiene una sección de metal incrustada en el centro.



**Figura 2.3** [5]

La actuación del interruptor se da por la fuerza electrostática que atrae a esta pequeña sección de metal hacia el electrodo que se encuentra debajo. En el diseño realizado por RSC la viga de metal está forrada por un dieléctrico con cierta elasticidad, y este dieléctrico tiene también incrustada una sección de metal en toda su extensión.



**Figura 2.4** Resultados experimentales de los interruptores metal-metal (a) Parámetros de transmisión para el interruptor de HRL en estado encendido (arriba) y estado apagado (b) Pérdidas por inserción y aislamiento del interruptor de RSC en estado encendido y apagado [5]

En la figura 2.4 se muestran los resultados de las pruebas con los interruptores fabricados por HRL y RSC. De manera cualitativa, las características de RF de ambos interruptores son similares. Para el diseño de HRL (Fig. 2.4(a)), las pérdidas por inserción (gráfica superior) se incrementan muy gradualmente conforme aumenta la frecuencia, de 0.1 [dB] para menos de 1 [GHz] hasta aproximadamente 0.25 [dB] en 40 [GHz]. En el interruptor de RSC (Figura 2.4(b)) las pérdidas por inserción van de 0.4 [dB] en menos de 1 [GHz] hasta 1 [dB] en 40 [GHz]. El aislamiento del interruptor de HRL (gráfica inferior) va de 40 [dB] en menos de 1 [GHz] a 20 [dB] en 40 [GHz]. El aislamiento del interruptor de RSC va de 50 [dB] en menos de 1 [GHz] a 25 [dB] en 40 [GHz].

b) Interruptor en configuración en paralelo. En la figura 2.5 se muestra una micrográfica de un interruptor desarrollado por Raytheon [9] (antes Texas Instruments Incorporated), este interruptor es un puente en configuración en paralelo tipo SPST. El contacto se establece entre metal - dieléctrico - metal cuando el puente está abajo este interruptor se encuentra en estado “apagado”. Las pérdidas por inserción y el aislamiento están relacionadas con las capacitancias tanto en el estado “encendido” como en el “apagado”. Para que las pérdidas por inserción sean bajas, la capacitancia en “estado encendido” (interruptor hacia arriba)  $C_{on}$  debe ser muy baja, y para un gran aislamiento, la capacitancia en “estado apagado” (interruptor hacia abajo)  $C_{off}$  debe ser muy grande, la relación entre las capacitancias anteriores representa una buena figura de mérito  $C_{off}/C_{on}$ . En el caso del interruptor de Raytheon, la relación  $C_{off}/C_{on}$  es de aproximadamente 151, a diferencia de un interruptor típico de estado sólido como el diodo Schottky la relación es de 10 ó

menos. En la figura 2.6 se muestran los resultados experimentales del interruptor de Raytheon, las pérdidas por inserción en la figura 2.6(a) de manera cualitativa son similares a las de los interruptores de contacto entre metal – metal. Estas se incrementan gradualmente con la frecuencia desde 0.1 [dB] en menos de 1 [GHz] hasta 0.3 [dB] en 40 [GHz]. En el caso del aislamiento los resultados (figura 2.6 (b)) difieren de manera substancial con los de los interruptores de contacto metal – metal. El aislamiento para el interruptor de contacto metal – dieléctrico – metal en bajas frecuencias es muy pobre, aproximadamente 0 [dB] en 1 [GHz], pero a diferencia de los otros interruptores el aislamiento mejora con la frecuencia llegando a 35 [dB] en 40 [GHz].

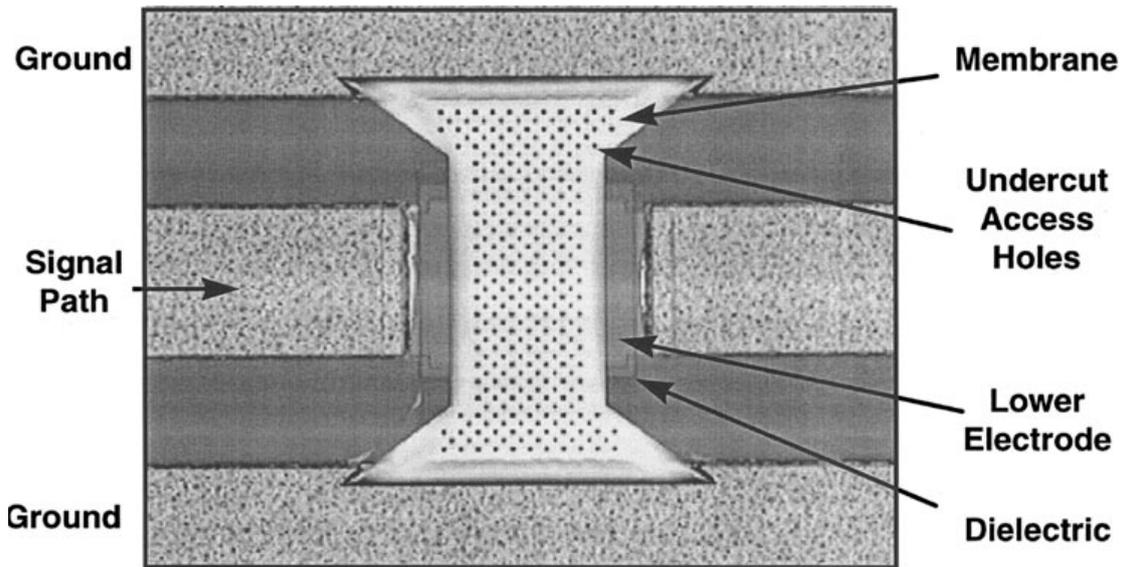


Figura 2.5 Interruptor desarrollado por Raytheon [5]

Estos resultados se deben a la diferencia del comportamiento eléctrico entre interruptores en serie y en paralelo.

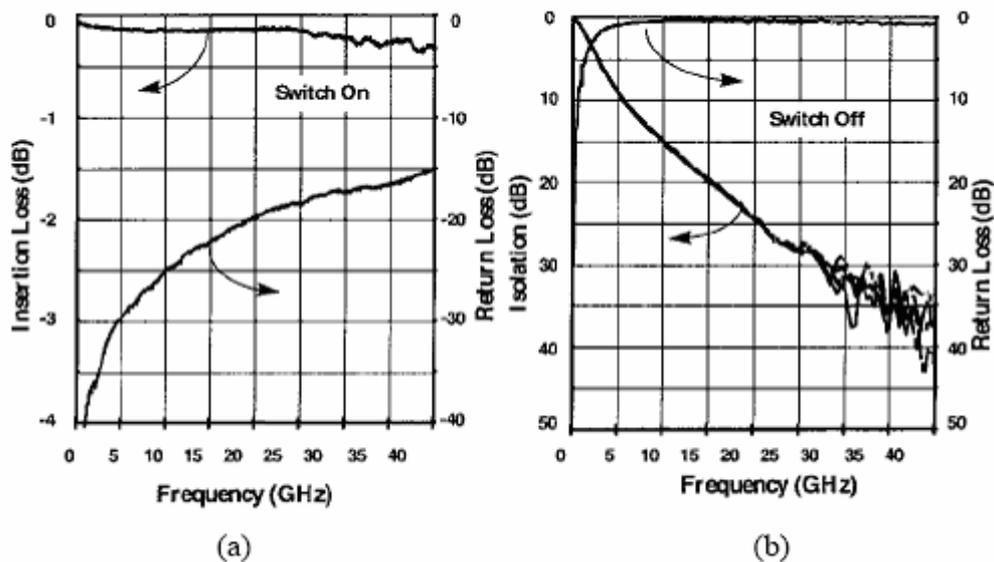
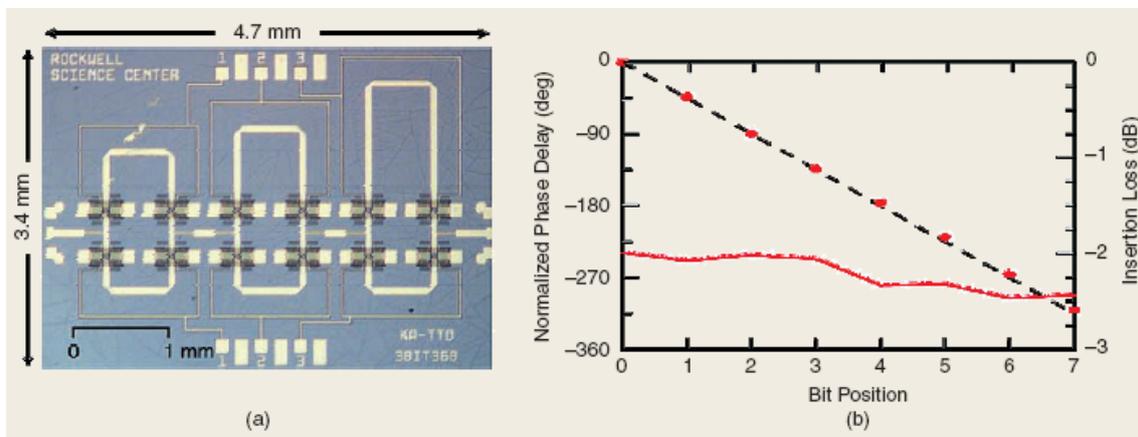


Figura 2.6 Resultados experimentales el interruptor metal-dieléctrico-metal de Raytheon/TI (a) estado encendido, (b) estado apagado [5]

## 2.4 Redes de Desplazamiento de fase.

Una de las funciones de control más importantes en las microondas y ondas milimétricas es el desplazamiento de fase, se ha mencionado la importancia de los desplazadores de fase en ciertas aplicaciones y de ahí la relevancia de los conmutadores para realizar estos desplazadores. Se han fabricado y probado algunos interruptores para aplicaciones en desplazadores cuyos diseños estándar son por líneas conmutadas (switched lines) y líneas reflejadas (reflect lines) o diseños distribuidos (distributed phase shifter)

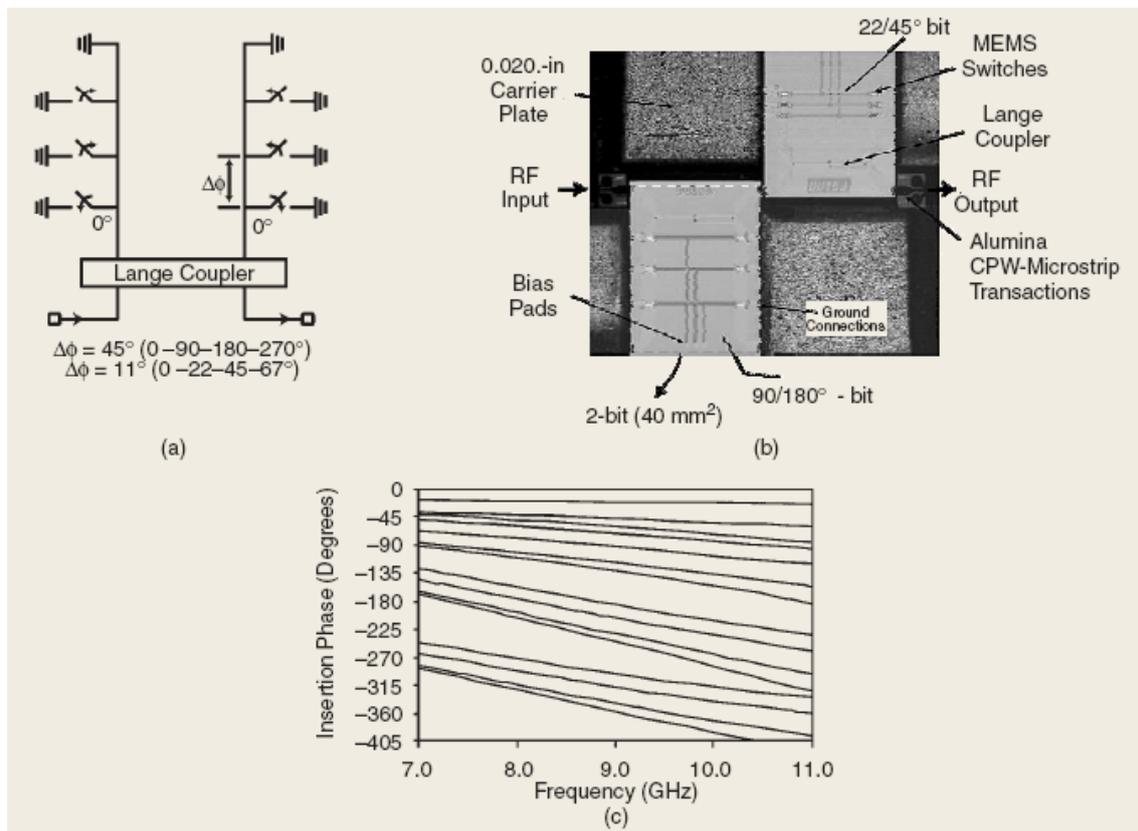
En la figura 2.8 se presenta un desplazador de fase de 3 bits diseñado con líneas conmutadas, este diseño realizado por Rockwell Science Center [10], presenta pérdidas por inserción en promedio de 2.2 [dB] y una precisión de fase de 2.2 % en 35 [GHz].



(a) Desplazador de fase de 3 bits para banda Ka de RSC y (b) funcionamiento a 35 GHz

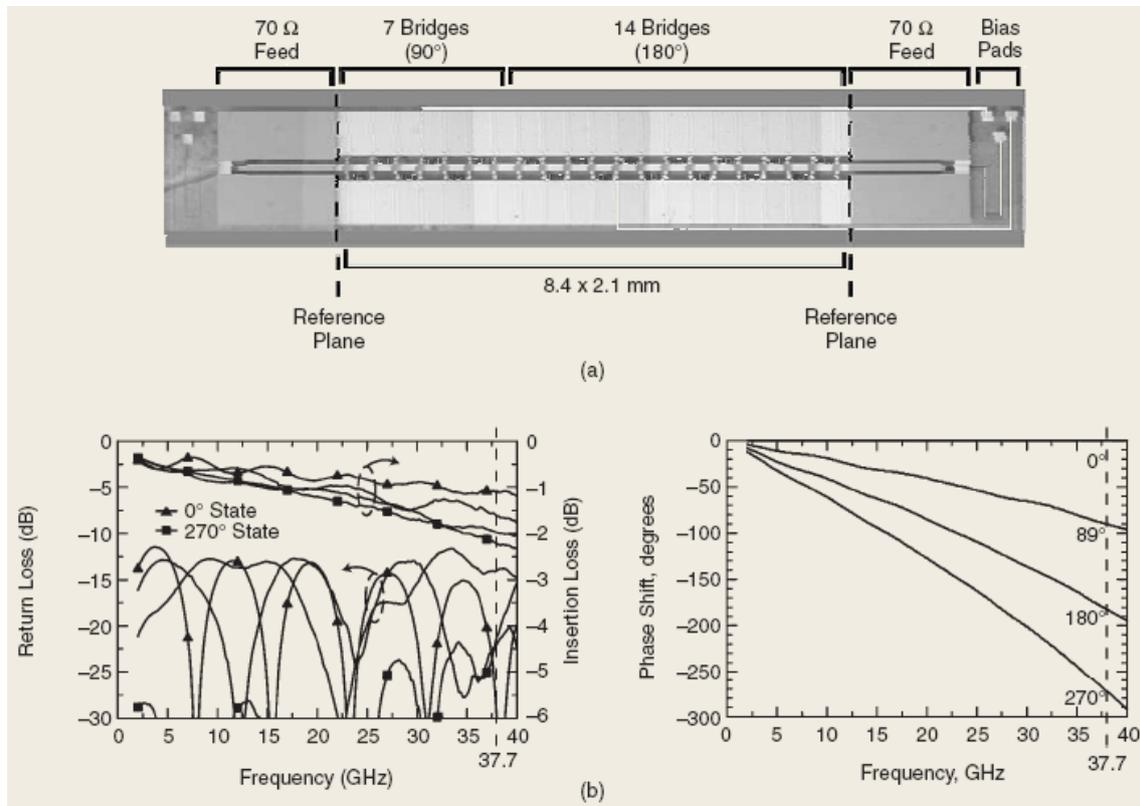
**Figura 2.8** [7]

En la figura 2.9 se presenta un desplazador tipo línea reflejada fabricado y probado por Raytheon [11], el diseño cuenta con un acoplador tipo Lange el cual permite separar los puertos de entrada y salida, el desplazador cuenta con dos secciones de 2 bits para formar una de 4 bits. La sección de 2 bits presenta pérdidas en promedio de 0.9 [dB] en el intervalo de 8 a 10 [GHz] y en conjunto es decir como desplazador de 4 bits presenta pérdidas de 1.15 [dB] y en promedio en el mismo intervalo presenta un error de fase de  $\pm 11^\circ$  en 10 [GHz].



**Figura 2.9** (a) Diagrama del circuito, (b) fotografía y (c) resultados del desplazador de fase de 4 bits de Raytheon [7]

En la figura 2.10 se presenta el diseño de 2 bits distribuido (distributed phase shifter) realizado por la Universidad de Michigan [12], el promedio de pérdidas por inserción es de 1.5 [dB] y el error de fase es de  $\pm 1^\circ$  en 37.7 [GHz].



**Figura 2.10** (a) Desplazador de fase distribuido de 2 bits para banda Ka de la Universidad de Michigan y (b) resultados del funcionamiento [7]

En las siguientes tablas se presenta un resumen de desplazadores de fase con MEMS utilizando diseños estándar y diseños distribuidos.

Frec. [GHz]	Tipo de Interruptor MEMS	Bits	Error de fase	Pérdidas promedio [dB]	Variación de Amplitud [dB]	Substrato	Área del Chip [mm <sup>2</sup> ]	Diseño	Referencia
7-11	Capacitivo	2	$\pm 11^\circ$	-0.65	$\pm 0.25$	500 $\mu$ m Si/Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	50	Reflect-Line	Raytheon [11]
7-11	Capacitivo	4	$\pm 11^\circ$ (8-10GHz)	-1.15	$\pm 0.5$	500 $\mu$ m Si/Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	100	Reflect-Line	Raytheon [11]
10-40	Serie	2	$< \pm 4^\circ$	-1.0* (10 GHz)	$\pm 0.2$	75 $\mu$ m GaAs	14.7	Switched Line	Rockwell [13]
10-40	Serie	4	$< \pm 4^\circ$	-2.2* (10 GHz)	$\pm 0.2$	75 $\mu$ m GaAs	30	Switched Line	Rockwell [13]
10-18	Serie (SP4T)	2	$< \pm 2^\circ$	-0.6 (10 GHz)	$\pm 0.2$	200 $\mu$ m GaAs	12	Switched Line	UoM/ Rockwell [14]
10-16	Serie (SP4T)	4	$< \pm 4^\circ$	-1.1 (10 GHz)	$\pm 0.3$	200 $\mu$ m GaAs	21	Switched Line	UoM/ Rockwell [14]
32-36	Capacitivo	3	$\pm 13^\circ$	-1.7	$\pm 0.3 / \pm 0.5$	150 $\mu$ m Si	40	Switched Line	Raytheon [15]
32-36	Capacitivo	4	$\pm 13^\circ$	-2.25	$\pm 0.5 / \pm 0.75$	150 $\mu$ m Si	50	Switched Line	Raytheon [15]
35-50	Serie	3	$< \pm 6^\circ$	-2.2** (35 GHz)	$\pm 0.3$	75 $\mu$ m GaAs	16	Switched Line	Rockwell [10]

\*Puede mejorarse a -0.8 dB (2 bits) y -1.6 dB (4bits) si se fabrica en un substrato de 200 $\mu$ m GaAs

\*\*Puede mejorarse a -1.7 dB si se fabrica en un substrato de 150 $\mu$ m GaAs

**Tabla 2.1** Resumen de desplazadores de fase para RF basados en MEMS con diseños estándar. [7]

Frec. [GHz]	Bits	Diseño	Substrato	Pérdidas promedio [dB]	Pérdidas de regreso [dB]	Precisión (grados)	Referencia
13.6	2	CPW (coplanar waveguide)	Cuarzo	-1.2	-12.5	$\pm 4$	[12]
16.0	4	Microcinta	Silicio	-3.0*	-9.5	$\pm 6$	[16]
26.0	3	CPW	Vidrio	-1.7	-7.0	$\pm 8.5$	[17]
37.7	2	CPW	Cuarzo	-1.5	-11.5	$\pm 0.5$	[12]
60.0	2	CPW	Cuarzo	-2.2	-10.0	$\pm 7.5$	[18]
94.0	Analógico	CPW	Cuarzo	-2.5**	-11.0	N/A	[19]

\*Fácil de mejorar a -2.0 dB  
\*\*Especificado a un desplazamiento de fase de 180° debido a que es un diseño analógico

**Tabla 2.2** Resumen de desplazadores de fase para RF basados en MEMS con diseños distribuidos. [7]

## 2.5 Conclusiones

Se han presentado interruptores básicos, los parámetros a considerar para su realización son la configuración del circuito de RF del que forma parte, su estructura metálica y la forma en que hace contacto. Obviamente dependerá de la aplicación en la que el interruptor se utilizará, de esa forma se decidirá sobre cuál diseño podría ser más conveniente.

Como se ha mencionado los interruptores de RF basados en MEMS, presentan bajas pérdidas por inserción y alto aislamiento, pero al ser implementados junto con líneas de transmisión en el diseño de desplazadores de fase, el circuito en conjunto aumenta las pérdidas por inserción, pero más del 50 % de estas pérdidas se deben principalmente a las pérdidas de las líneas de transmisión en las que se encuentran los interruptores además de las líneas que se utilizan para polarizar a los MEMS.

Una de las posibles soluciones para la disminución de estas pérdidas recae en la mejora de las técnicas de micromaquinamiento volumétrico realizada para la integración de estos dispositivos, además del uso de otros materiales, tanto dieléctricos como sustratos y demás. Considerando que el elemento que introduce mayores pérdidas es la línea de transmisión en la que se implementa el interruptor, entonces se necesita buscar un dispositivo que no involucre una línea de transmisión tal es el caso de un diafragma cuyo funcionamiento y aplicación se presentarán en el siguiente capítulo.

### 3. Desplazador de Fase basado en diodos p-i-n

Debido a que los desplazadores de fase mencionados anteriormente presentan mayores pérdidas por inserción, éstas debidas principalmente a las líneas microcinta o guías de onda coplanares en las que se implementan los interruptores, en este capítulo se describe el diseño de un desplazador de fase implementado con un anillo ranurado, stubs y diodos p-i-n, dado que este desplazador no está implementado en líneas microcinta o guías de onda coplanares presenta menores pérdidas por inserción. Se describe su funcionamiento, se presentan sus resultados y las posibles modificaciones que se le podrían hacer para obtener un mejor desempeño.

#### 3.1 Descripción del desplazador de fase

Fue presentado el diseño de un modulador de amplitud y fase en [20] utilizando el principio de polarización de Fox, a partir de este desarrollo posteriormente se fabricó un desplazador de fase con bajas pérdidas [21], las consideraciones básicas de este desplazador son las siguientes, en la figura 3.1 se muestra la construcción del desplazador, que consta de los siguientes elementos:

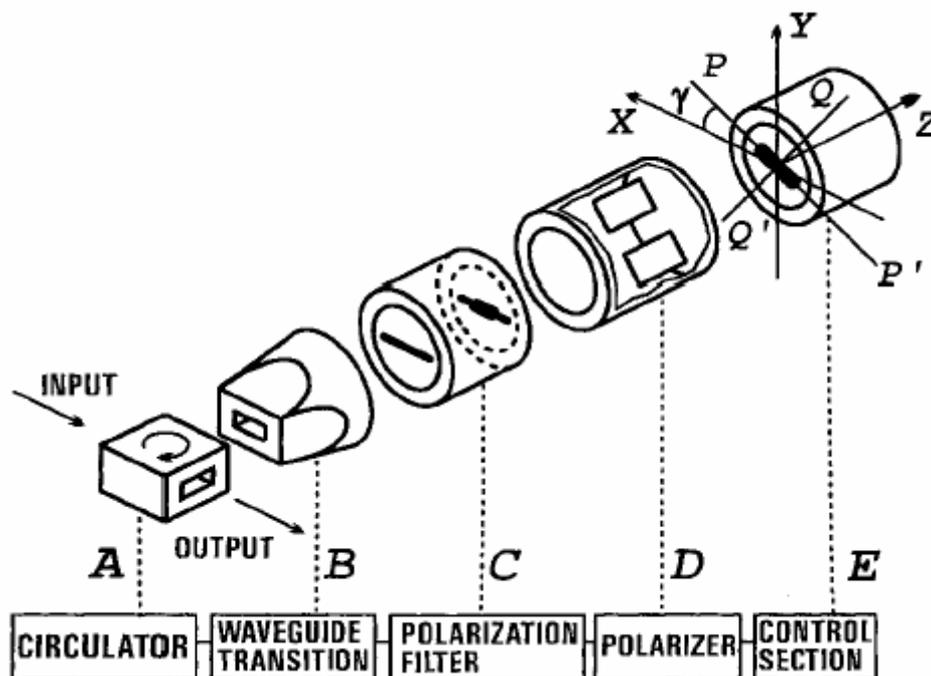


Figura 3.1 Elementos que conforman el desplazador [20]

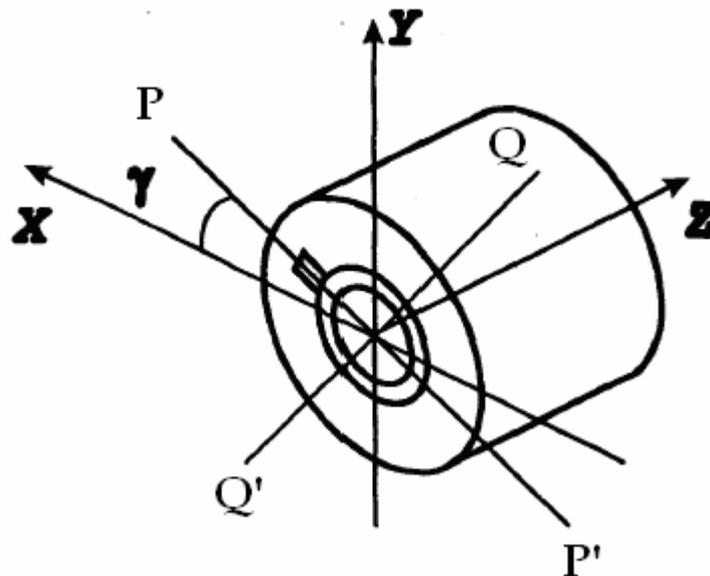
- Circulador A
- Guía de onda de transición rectangular-circular B, transforma el modo  $TE_{10}$  de guía de onda rectangular al modo  $TE_{11}$  de guía de onda circular con polarización en la dirección de  $y$  (de acuerdo con el sistema de referencia mostrado en la figura)
- Filtro de polarización C, que disipa una onda con polarización en  $x$ , que viaja en dirección de  $z$  negativa.

- Polarizador D, que transforma el modo  $TE_{11}$  con polarización en y, al modo  $TE_{11}$  con polarización circular para guía de onda circular.
- Sección de control E, formada por una sección de guía de onda circular terminada en corto circuito con un diafragma de control en su sección transversal.

Se considera una onda  $TE_{10}$  a la entrada, después de pasar por el circulador, por la guía de onda de transición de onda rectangular a onda circular y por el filtro de polarización, el modo  $TE_{10}$  se transforma al modo  $TE_{11}$  con polarización vertical para guía de onda circular. Con ayuda del polarizador la onda con polarización vertical, es transformada a onda  $TE_{11}$  con polarización circular, entonces la onda incidente  $TE_{11}$  con polarización circular es reflejada por la sección de control.

La sección de control fue construida de manera que la onda reflejada pueda ser considerada como la suma de dos ondas con polarización circular. Una de estas ondas tiene polarización circular donde el vector de campo eléctrico, gira en la misma dirección que el vector de campo eléctrico de la onda incidente.

La amplitud y fase de esta onda son controladas por la sección de control (*onda controlada*). La segunda componente reflejada es la onda en la que el vector de campo eléctrico gira en la dirección opuesta. La sección de control sólo permite controlar la amplitud de esta onda (*onda no controlada*).



**Figura 3.2** Sección de control [21]

Las ondas reflejadas (*controlada y no controlada*) son transformadas por el polarizador a onda con polarización vertical y con polarización horizontal respectivamente. Entonces la onda con polarización horizontal es disipada por el filtro de polarización, pero la *onda controlada* es transformada a onda  $TE_{10}$  de guía de onda rectangular. El circulador se utiliza para separar la onda incidente de la reflejada. La sección de control utiliza el principio del cambio de fase de Fox, se considera una sección de guía de onda circular terminada en un corto circuito con el diafragma de control en la sección transversal.

La sección de control proporciona dos coeficientes de reflexión  $\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$  para dos modos ortogonales polarizados linealmente, con vectores de densidad de campo eléctrico  $\vec{E}$  paralelos a los ejes  $QQ'$  y  $PP'$  respectivamente.

Asumamos una onda incidente con polarización circular que se propaga hacia la sección de control de la siguiente manera:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{e}_x + j\vec{e}_y)e^{-j\beta z} \dots (3.1)$$

Donde  $E_0$  es la amplitud de la onda incidente,  $\vec{e}_x$  y  $\vec{e}_y$  son los vectores unitarios en las direcciones  $\vec{x}$  y  $\vec{y}$ , y  $j = \sqrt{-1}$ .

La onda reflejada se puede expresar como la suma de las ondas con polarización circular:

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{e}_x - j\vec{e}_y)e^{j\beta z} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{e}_x + j\vec{e}_y)e^{j\beta z} \dots (3.2)$$

Donde  $\gamma$  es el ángulo entre el eje  $\vec{x}$  y el eje  $PP'$ .

La primera componente de la suma en la ecuación (3.2) es una onda con polarización circular que gira en la misma dirección del vector  $\vec{E}_i$ , que es la onda incidente.

Se puede controlar la fase de esta onda cambiando el ángulo  $\gamma$ . La segunda componente de la suma es la onda que gira en dirección contraria al vector  $\vec{E}_i$ . La fase de esta componente no cambia si se cambia el ángulo  $\gamma$ . La amplitud de la *onda controlada* es máxima cuando:

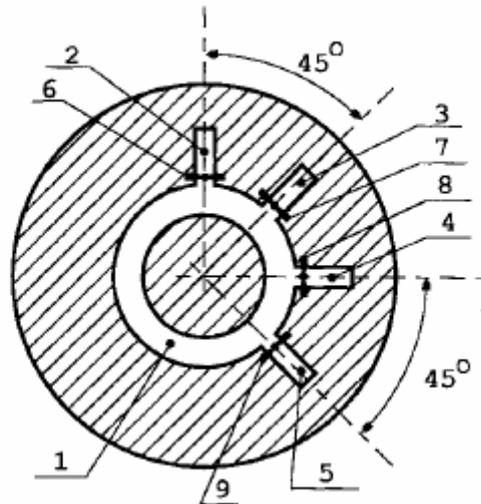
$$\Gamma_{\perp} = -\Gamma_{\parallel} \dots (3.3)$$

En este caso, la amplitud de la onda no controlada, es decir la segunda componente de (3.2), es igual a cero. Dado lo anterior se puede controlar la fase de la onda reflejada cambiando el ángulo  $\gamma$ , entonces la rotación mecánica del diafragma de control da como resultado la aparición de una fase adicional en la onda reflejada, dicho cambio de fase es igual a  $2\gamma$ .

La velocidad de la rotación mecánica no es suficiente para aplicaciones de arreglos de fase, por lo que realiza una simulación electrónica de la rotación mecánica, esta simulación electrónica fue realizada con interruptores (para el diseño antes mencionado diodos p-i-n) sobre la superficie del diafragma de control, el encendido o apagado de los diodos equivale a la rotación mecánica del diafragma de control.

### 3.2 Diseño de la sección de control

En la figura 3.3, se presenta el diafragma de control, para un desplazador de fase con cuatro posibles estados de fase diferentes. Este diafragma consiste de un anillo ranurado 1; con diámetro promedio  $\frac{\lambda}{\pi}$  (la longitud promedio de éste es  $\lambda$ ), y stubs inductivos radiales 2-5.

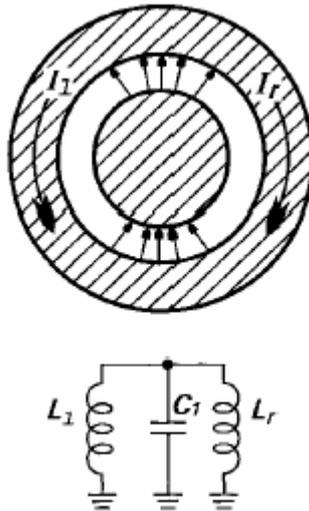


**Figura 3.3** Desplazador de fase con cuatro posibles condiciones de fase [20]

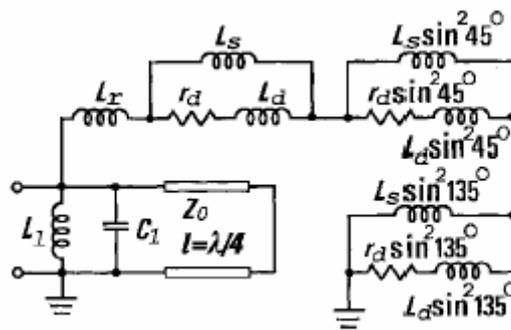
Estos stubs, están conectados al anillo en serie y el ángulo entre stubs cercanos es de 45°. Los diodos interruptores 6-9 están conectados en paralelo con los stubs. En cualquier instante, tres diodos están encendidos y uno está apagado. Cuando el diodo 6 está apagado, la componente vertical de la onda incidente con polarización circular; cuyo vector  $\vec{E}$  es paralelo al eje de simetría del stub, no causa ningún efecto en los stubs 3-5 debido a que están corto circuitados por los diodos que están encendidos. En este caso, el diafragma de control es equivalente a un anillo ranurado resonante para la componente vertical mencionada.

La resonancia en paralelo del diafragma de control ocurre cuando el diámetro promedio del anillo resonante es de  $\frac{\lambda}{\pi}$ . (figura 3.4)

En la frecuencia de resonancia, el diafragma de control es transparente con respecto a la componente vertical de la onda incidente, por lo que para asegurar la condición de no-carga ( $\Gamma_{\perp} = 1$ ) en el plano del diafragma de control para la componente vertical la terminación de la sección circular en corto circuito se encuentra a  $\frac{\lambda}{4}$  de distancia del diafragma de control.



(a) Anillo Ranurado Resonante y su circuito equivalente



(b) Circuito equivalente de la Sección de Control

Figura 3.4 [20]

En el caso de la componente horizontal de la misma onda incidente, el diafragma refleja la onda de manera diferente, esta componente excita al stub 2, donde el diodo apagado 6 está situado. En esta situación, existe una resonancia en serie, la reactancia equivalente de la capacitancia del diodo 6 e inductancia del stub 2 se cancelan con la reactancia equivalente de las inductancias de los diodos encendidos y las inductancias de los stubs. (Figura 3.5)

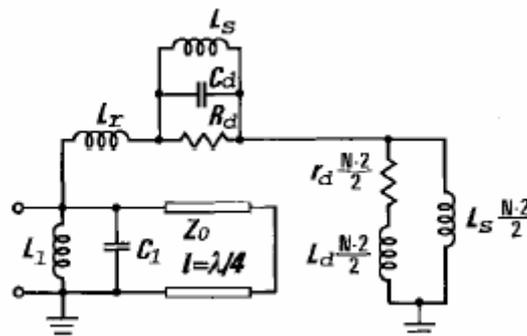


Figura 3.5 Circuito equivalente para la sección de control (Para la componente horizontal de la onda incidente) [20]

Por lo que en resonancia la impedancia equivalente es una resistencia muy pequeña, y la componente horizontal de la onda incidente es reflejada por el diafragma con un coeficiente de reflexión aproximadamente igual a  $-1$  ( $\Gamma_{\parallel} = -1$ ), de manera que se cumple la condición (3.3) cuando no se consideran las pérdidas por inserción de los diodos p-i-n.

El diafragma de control para un desplazador de fase de  $M$  bits, debe contener  $2^M$  stubs radiales inductivos con diodos en cada stub. En cualquier momento un diodo es apagado y  $2^M - 1$  diodos se encienden. Para este caso es posible simular la rotación mecánica de  $\frac{n\pi}{2^M}$  ángulos, donde  $n = 0, 1, 2, \dots, 2^M - 1$ . Como resultado, los correspondientes cambios de fase aparecerán en la onda con polarización circular reflejada.

### 3.3 Conclusiones

Cabe mencionar que los diseños de los desplazadores de fase de dos bits [21] pueden ser mejorados. De acuerdo con esta referencia en los diseños el error de fase fue menos de  $15^\circ$ , pero este error fue debido al 10% y 15% de dispersión en los valores de capacitancia de los diodos p-i-n en estado apagado. Además un resultado importante en [20], es que se obtuvo una fórmula para calcular las pérdidas por inserción. A través del análisis de los circuitos equivalentes de la sección de control y de ciertas consideraciones se llegó a que las pérdidas por inserción dependen principalmente de los elementos utilizados como interruptores. Las pérdidas por inserción para los estados de fase que puede presentar el desplazador fueron de  $1 \pm 0.15$  [dB].

El diseño del desplazador de fase antes mencionado, ha sido descrito de manera teórica y los resultados de su funcionamiento presentados en las referencias citadas, los resultados son buenos, pero la propuesta en este trabajo es la sustitución de diodos p-i-n por interruptores basados en MEMS, dadas las características y ventajas mencionadas en páginas anteriores. Además como se menciona, los errores en cuestión de la fase son debidos a dispersión en los valores de capacitancia de los diodos p-i-n en estado apagado, en el caso de los MEMS esta capacitancia es menor, lo que implicaría menos error en la fase, y las pérdidas por inserción debidas a los diodos en estado encendido serán disminuidas también con el uso de MEMS.

En el siguiente capítulo se presentará el diseño de un interruptor resonante, que pueda cumplir con las características y que al ser implementado ayuden a mejorar el desempeño del desplazador de fase descrito.

## 4. Conmutador Resonante basado en MEMS

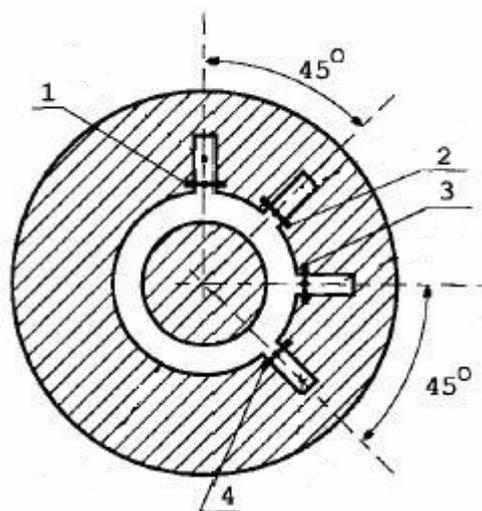
En este capítulo se presentará el diseño de un conmutador resonante para Banda X (8-12 [GHz]), sus características, especificaciones de diseño, resultados obtenidos de las simulaciones del funcionamiento del interruptor realizadas en CoventorWare 2006 y en otro simulador electromagnético, para analizar la posibilidad de implementarlo en la sustitución del diodo p-i-n para el desplazador de fase mencionado en el capítulo anterior.

El diseño está basado en un MEMS, debido a las ventajas mencionadas con anterioridad en este trabajo. Recordemos que dichos dispositivos presentan menores pérdidas por inserción en comparación con los diodos p-i-n, requieren de un voltaje de actuación que prácticamente no necesita de una corriente y por lo tanto la potencia de DC consumida es muy pequeña. Estos dispositivos se pueden considerar como dispositivos altamente lineales así que prácticamente no generan productos de intermodulación.

Uno de los parámetros importantes de los interruptores basados en MEMS es su voltaje de actuación; es decir el voltaje con el cual el interruptor realizará el movimiento y por lo tanto el cambio de estado que se requiere. Otro parámetro importante es su factor de calidad de conmutación y a partir de éste se pueden obtener las pérdidas por inserción del mismo. Los resultados de la simulación de dichas características serán presentados en este capítulo.

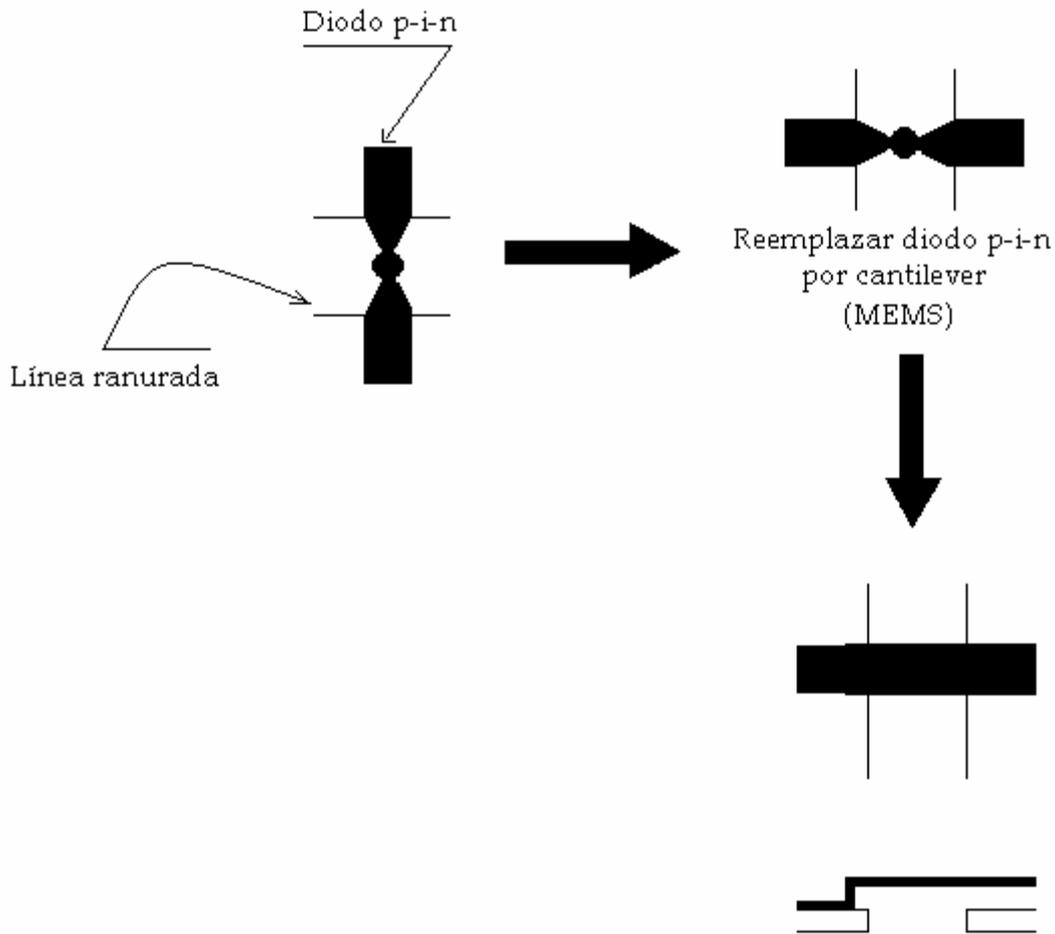
### 4.1 Diseño del interruptor

Antes de presentar el diseño, observemos la figura 4.1 donde se presenta el desplazador de fase del capítulo anterior, los diodos p-i-n (1, 2, 3 y 4) están colocados sobre líneas ranuradas, cuyo objetivo es mantener los stubs cerrados o abiertos para lograr los cambios de fase deseados.



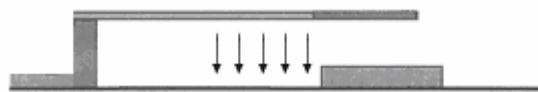
**Figura 4.1** Desplazador de fase con cuatro posibles condiciones de fase

Ahora se plantea la sustitución de los diodos p-i-n por los dispositivos MEMS, considerando las ventajas de éstos; mencionadas con anterioridad. En la figura 4.2 se muestra la propuesta:



**Figura 4.2** Propuesta del reemplazo del diodo p-i-n por MEMS

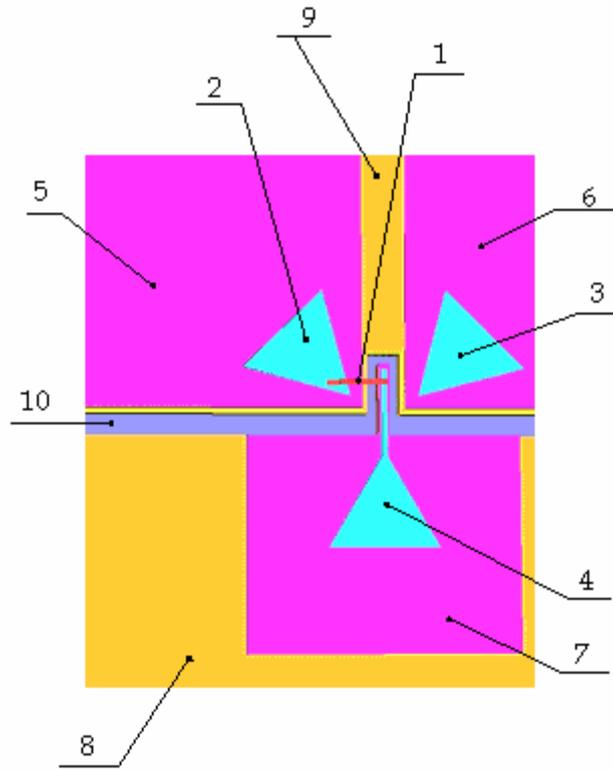
Se pretende realizar el diseño de un interruptor para aplicaciones en la banda de frecuencias de 8 a 12 GHz. En la figura 4.4 (a y b) se muestra el diseño, dicho interruptor está basado en un cantilever (1), que está fijo en uno de sus extremos, el cantilever descenderá por la acción de una fuerza electrostática debida a la diferencia de potencial aplicada entre el cantilever y el electrodo (4) (figura 4.3).



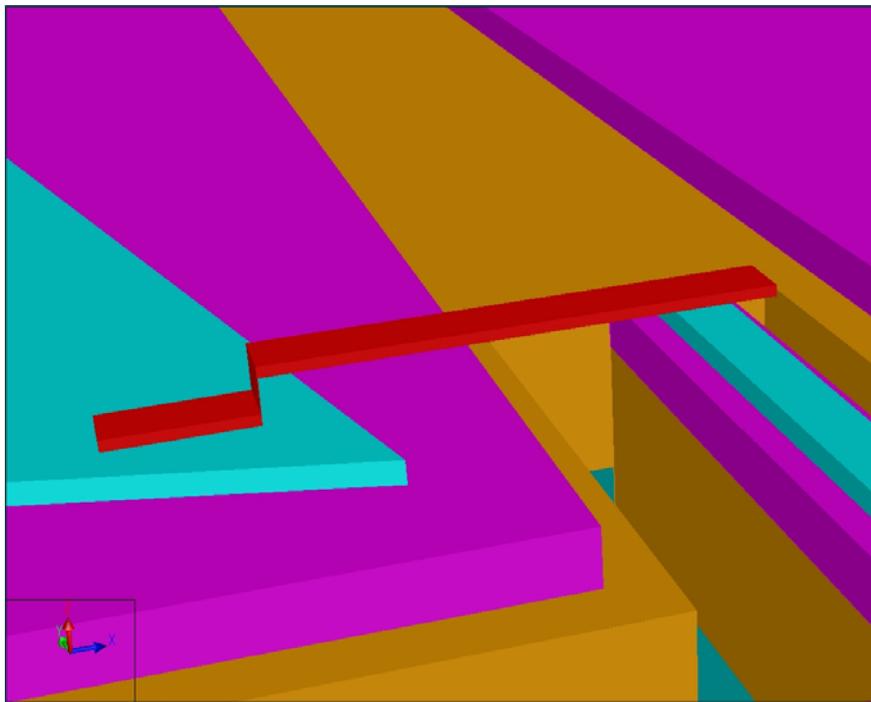
Se mueve hacia abajo por una fuerza electrostática debida a la diferencia de potencial.



**Figura 4.3** Movimiento esperado del cantilever cuando exista una diferencia de potencial

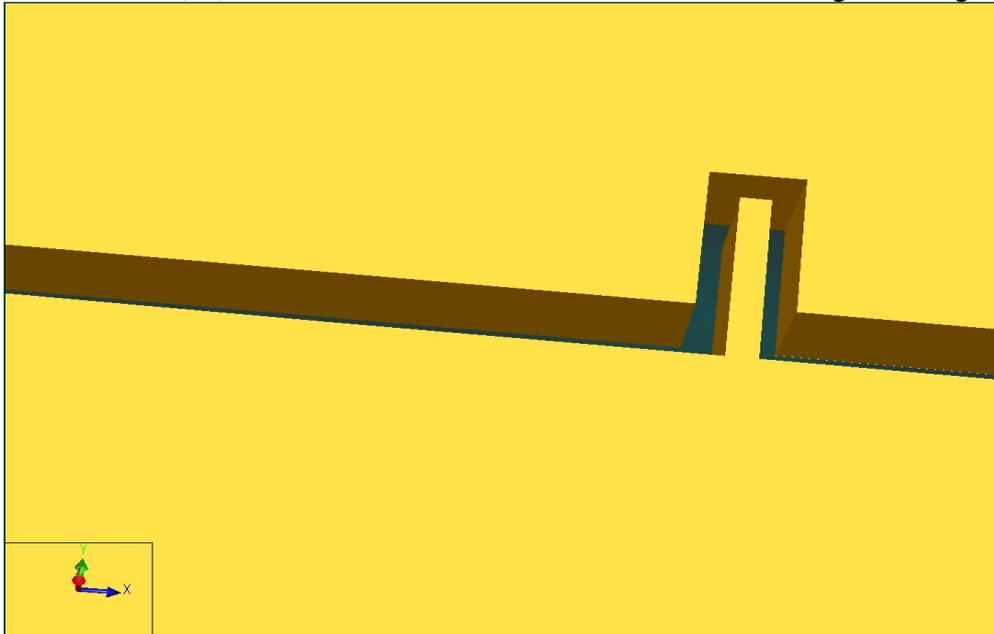


Diseño del interruptor  
(a)



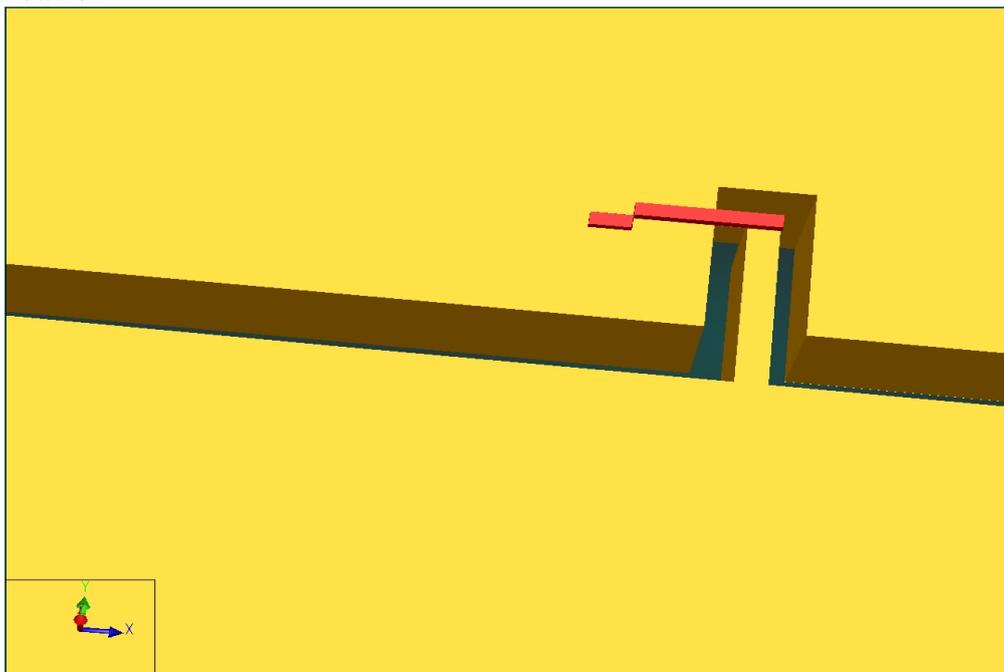
(b)  
Acercamiento de la imagen al cantilever  
**Figura 4.4**

Como se muestra en la figura 4.4 (a), el diseño está formado por el cantilever (1), filtros de cobre cuya longitud es aproximadamente  $\frac{\lambda_g}{4}$  siendo  $f = 10[GHz]$  y  $\lambda = \frac{c}{f}$  ( $c = 3 \times 10^8 \left[ \frac{m}{s} \right]$ ) (2, 3 y 4), dieléctrico Cyclotene (5, 6 y 7) y una capa de cobre (8 y 9) sobre un sustrato (10). Ahora consideremos la línea ranurada de la siguiente figura:



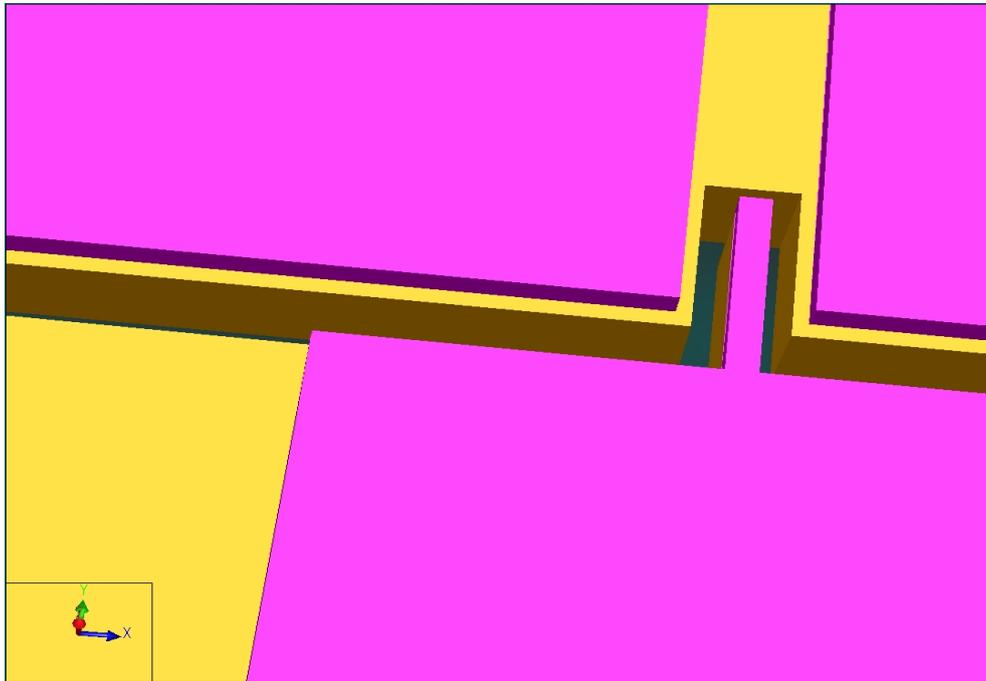
**Figura 4.5** Línea ranurada

Se pretende la implementación de un conmutador MEMS, como se muestra a continuación:



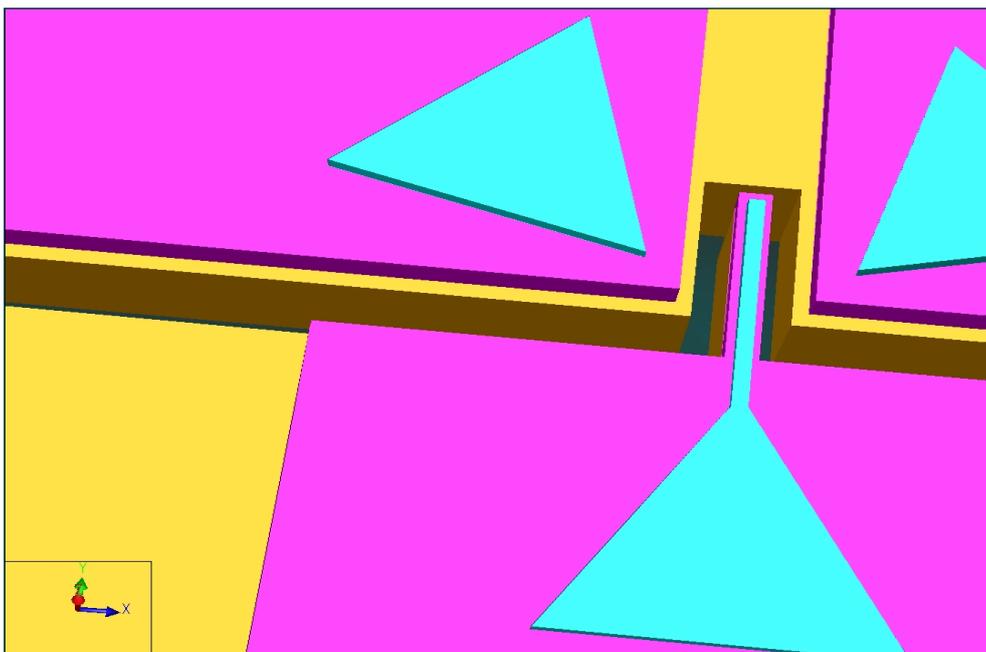
**Figura 4.6** Línea ranurada y conmutador

El problema que representaría esta implementación, sería cómo aplicar una diferencia de potencial de manera que el caniliver pueda realizar la conmutación. Para poder realizarlo primero debe haber un dieléctrico que mantenga aislado al interruptor. Este dieléctrico se muestra en la siguiente figura:

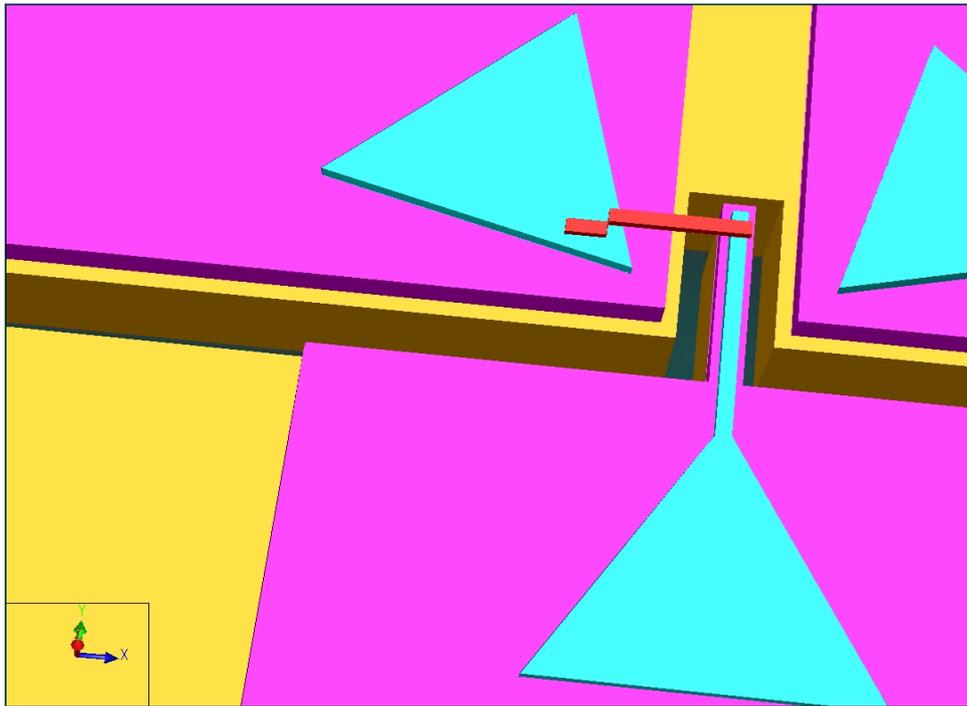


**Figura 4.7** Dieléctrico sobre la línea ranurada

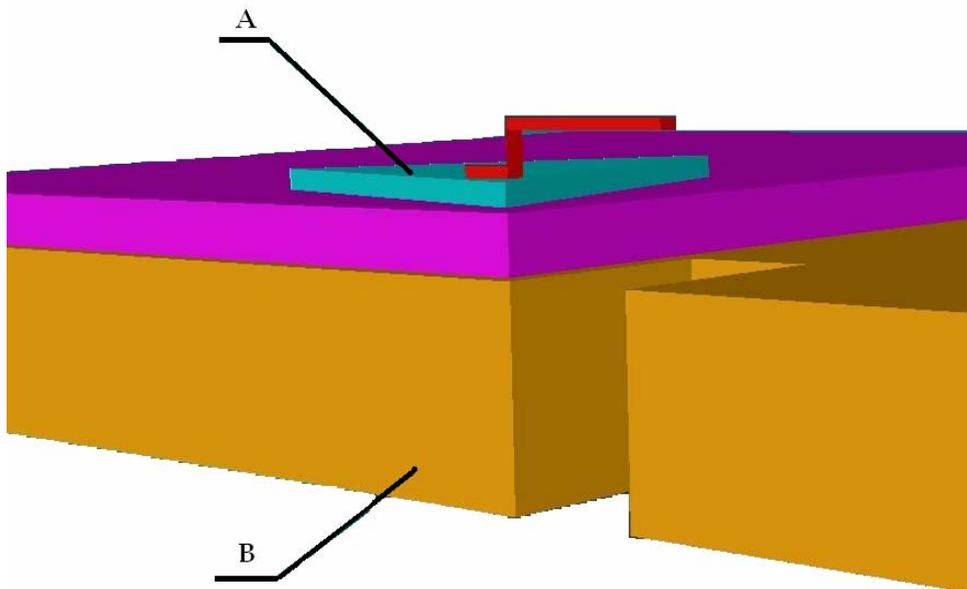
Aún no se puede aplicar la diferencia de potencial, para poder hacerlo se utilizan los filtros de cobre que están sobre el dieléctrico como se muestra en la figura 4.8.



**Figura 4.8** Filtros sobre el dieléctrico



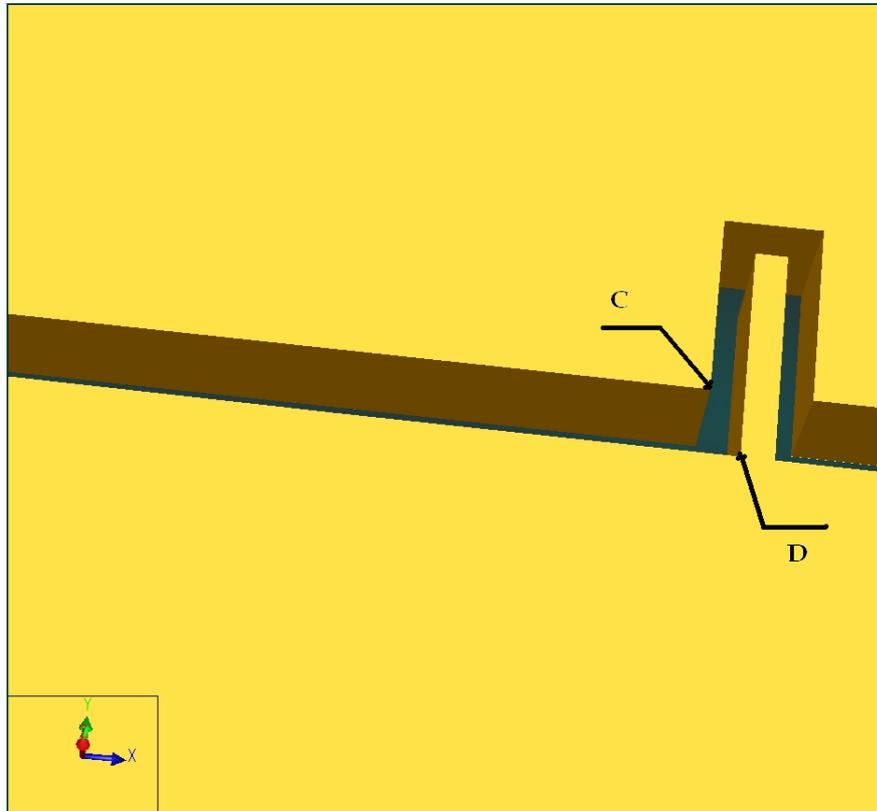
**Figura 4.9** Interruptor



**Figura 4.10** Acercamiento de la imagen del interruptor

Una vez presente el filtro; específicamente el que se muestra en la figura 4.10, permitirá que exista una diferencia de potencial entre los puntos A y B de manera que pueda descender el cantilever, al mismo tiempo que el comportamiento del interruptor en DC se necesita que en microondas la línea ranurada esté en corto circuito, es decir que los puntos C y D de la figura 4.11 estén conectados.

Los puntos A y B de la figura 4.10 están aislados por medio del dieléctrico, pero están unidos debido a que el filtro, cuya frecuencia de resonancia es 10 [GHz] permite que la impedancia entre los puntos A y B sea cero, a dicha frecuencia cada filtro tiene la misma función en donde estén colocados y de esta forma se logra la conexión entre los puntos C y D.



**Figura 4.11** Línea ranurada

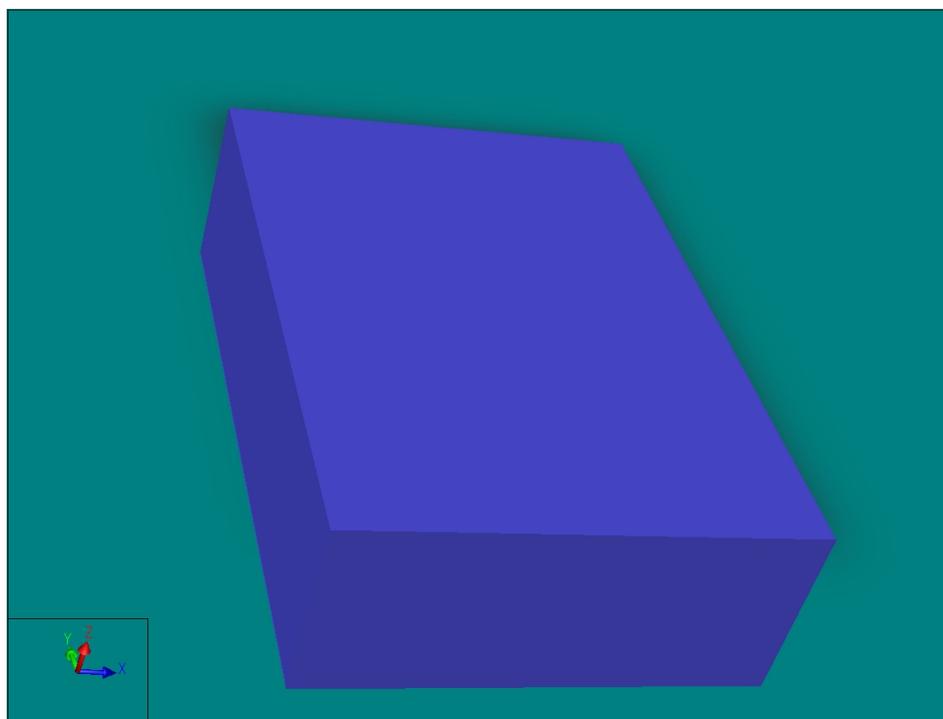
### 4.1.1 Descripción del diseño

Para empezar, se muestra el proceso realizado en CoventorWare que sirvió para la obtención de un modelo tridimensional del interruptor, el proceso es como sigue:

number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Etch De
0	Substrate	Substrate	Substrate	RO4003	200	SubstrateMask		
1	Evaporation	Conformal Shell	metbase	COPPER	18			
2	Generic Wet Etch	Straight Cut				maskcop1	-	18
3	Spin Casting	Conformal Shell	dielbase	CYCLOTENE	5			
4	Generic Wet Etch	Straight Cut				maskcyclo2	+	5
5	Evaporation	Conformal Shell	cobre2	COPPER	2			
6	Generic Wet Etch	Straight Cut				maskcopp3	+	2
7	Resist deposition	Stack Material	sacrifice	BPSG	4			
8	Generic Wet Etch	Straight Cut				anchor	-	4
9	Conformal Shell	Conformal Shell	gold	GOLD	1			
10	Generic Wet Etch	Straight Cut				beam	+	1
11	Stripping of resist	Delete		BPSG				

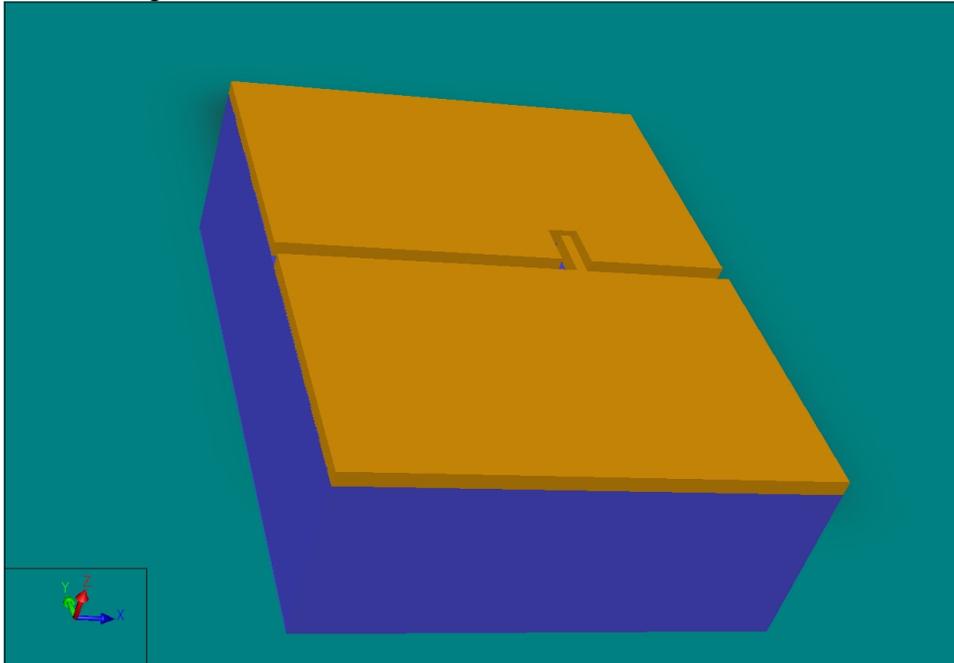
**Figura 4.12** Proceso realizado en CoventorWare

Primero se coloca un Substrato de un espesor de 200 [μm], el material propuesto es uno llamado RO4003, que es un material con los siguientes parámetros  $\epsilon_r = 3.38$  y  $\tan \delta = 0.0027 @ 10$  [GHz], de bajo costo para fabricación de circuitos, fabricado por Rogers Corporation [22].



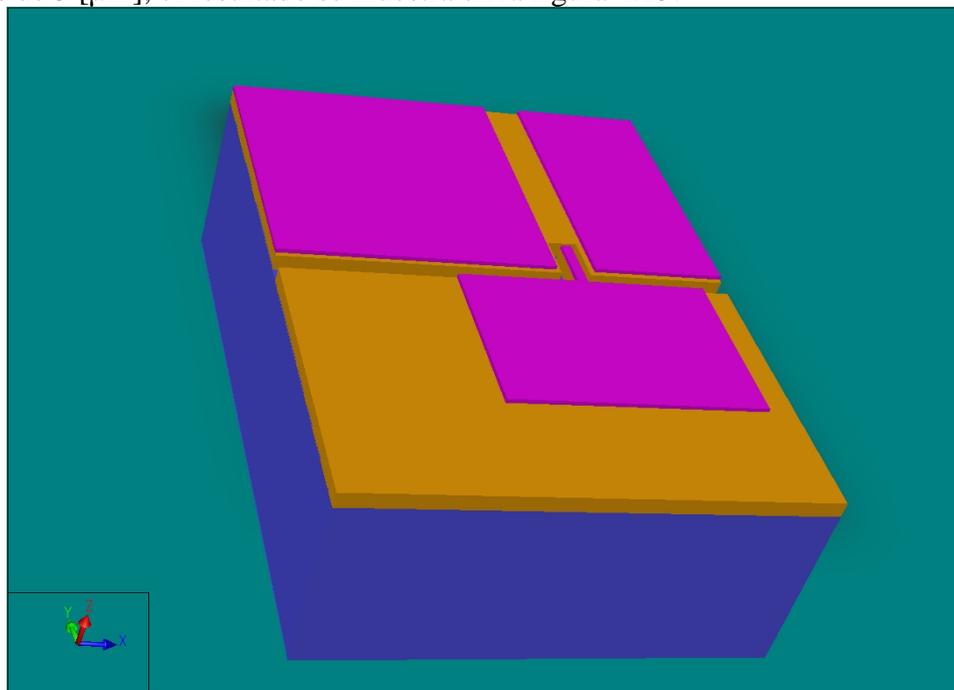
**Figura 4.13** Substrato (RO4003)

Dicho sustrato tiene una capa de cobre cuyo espesor es de 18 [ $\mu\text{m}$ ], para formar la línea ranurada el cobre es atacado mediante un proceso llamado wet etching el resultado se muestra en la figura 4.14.



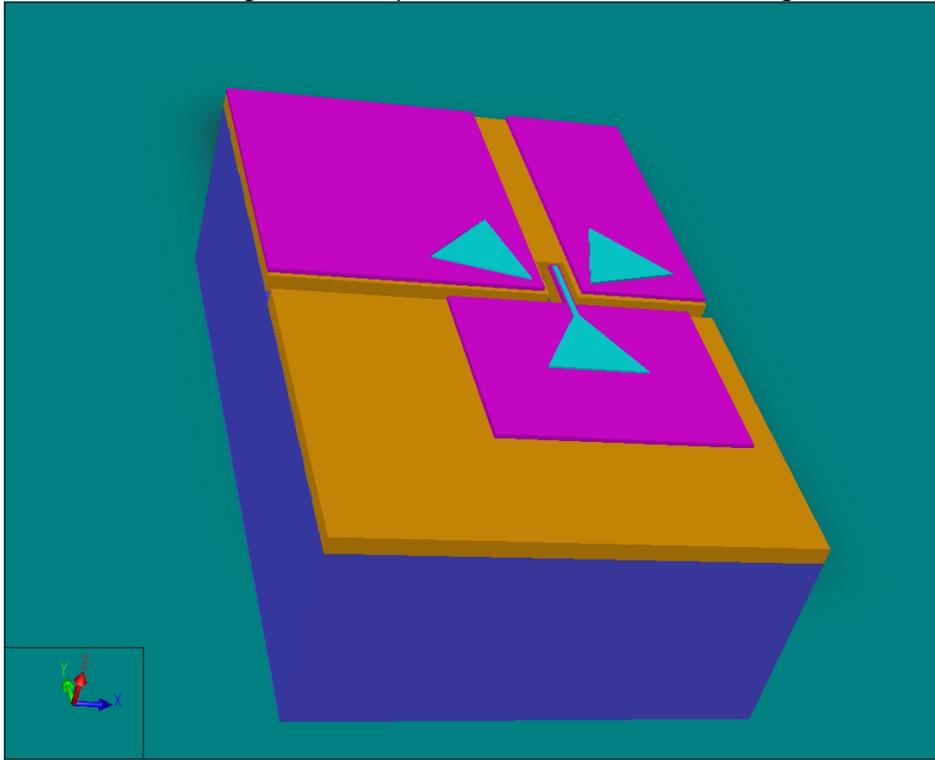
**Figura 4.14** Línea ranurada

Ahora se deposita una capa de un dieléctrico llamado Cyclotene [23] por medio de un proceso físico de moldeo. El material se encuentra en estado líquido se inyecta sobre el metal, una película delgada de Cyclotene permanece sobre el metal, el espesor de esta capa es de 5 [ $\mu\text{m}$ ], el resultado se muestra en la figura 4.15:



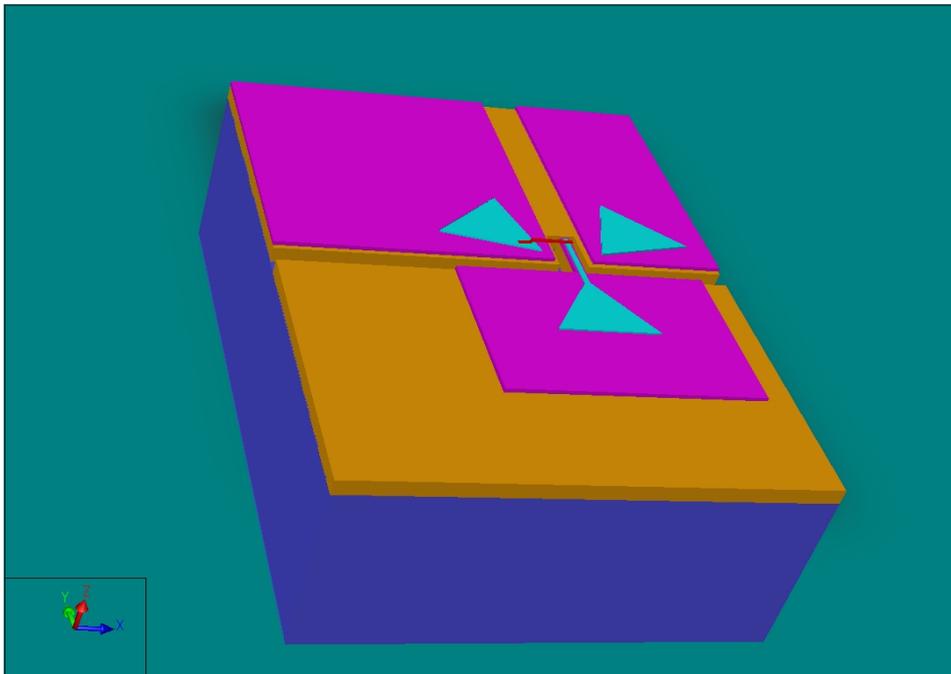
**Figura 4.15** Substrato, Cobre y Cyclotene

Una vez colocado el dieléctrico se deposita una capa de cobre por evaporación, posteriormente la capa de cobre es atacada por medio de wet etching dando forma a lo que serán los filtros con espesor de 2 [ $\mu\text{m}$ ], como se muestra en la figura 4.16:

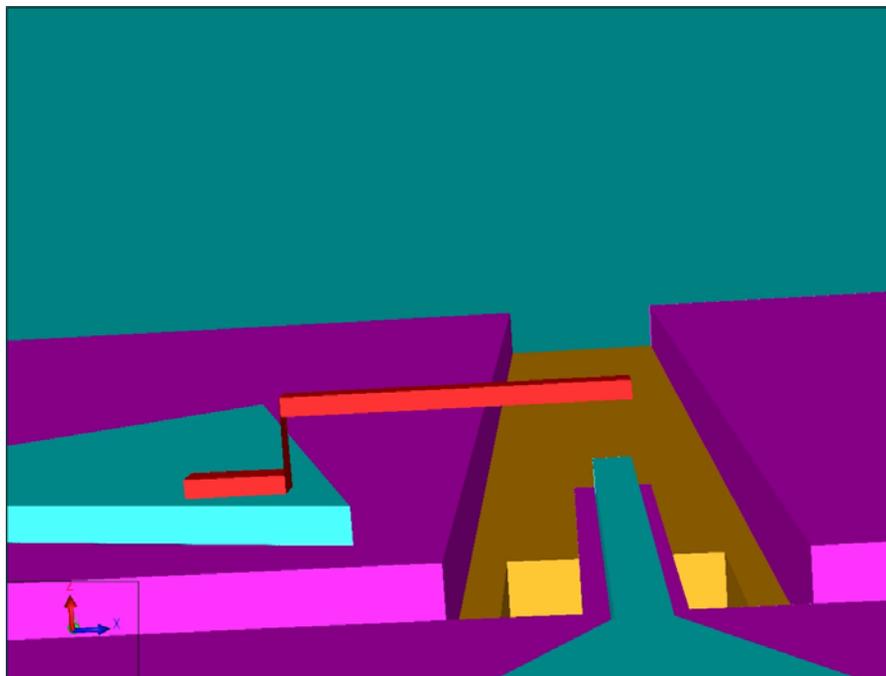


**Figura 4.16** Substrato, Cobre, Cyclotene y Cobre

En el proceso se deposita una fotoresina de 4 [ $\mu\text{m}$ ] que posteriormente será removida, ésta sólo servirá para darle forma al interruptor que será un cantilever de oro de 1 [ $\mu\text{m}$ ] de grosor y quedará suspendido 4 [ $\mu\text{m}$ ], el diseño final se muestra en la Figura 4.17 (a y b):



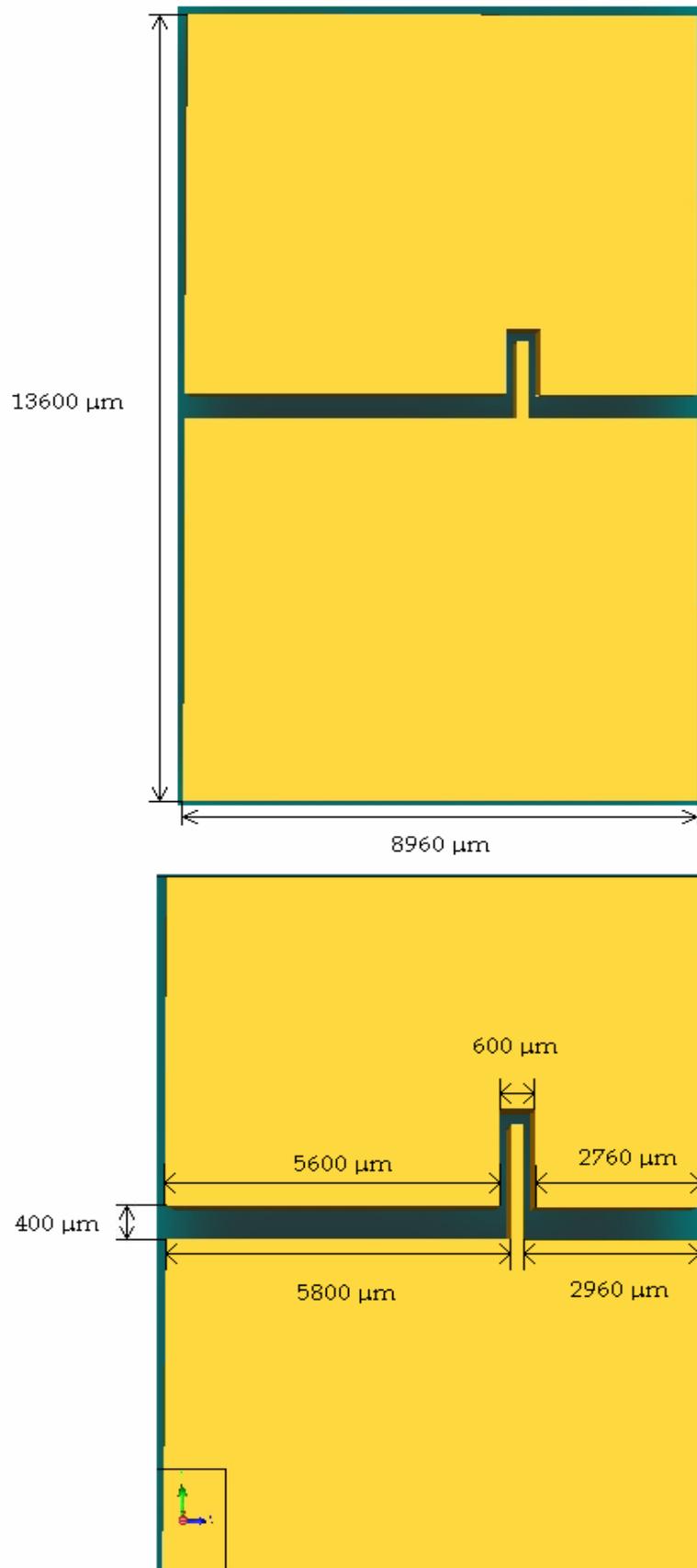
(a) Diseño del interruptor en conjunto



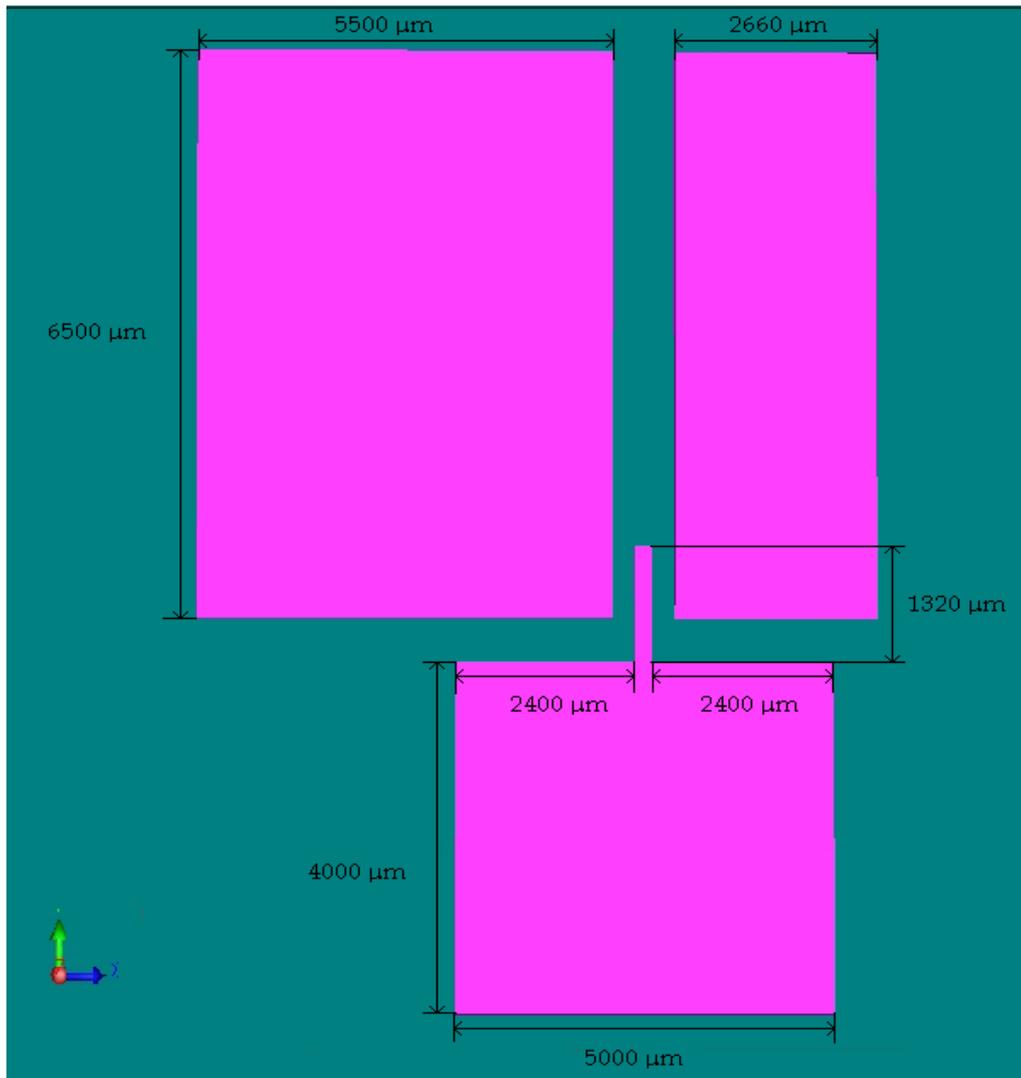
(b) Cantilever y la superficie en la que hará contacto

**Figura 4.17**

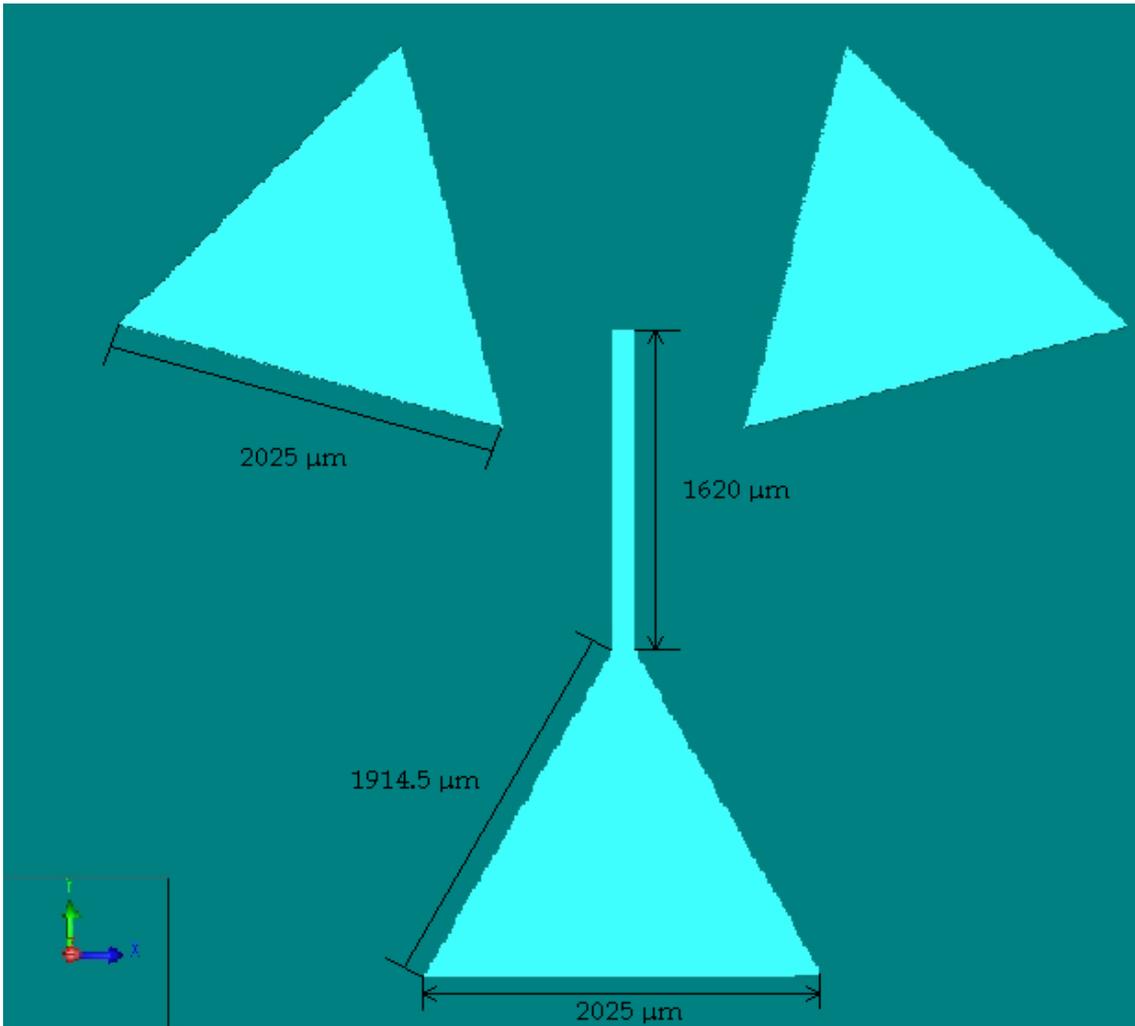
A continuación se muestran las dimensiones del diseño:



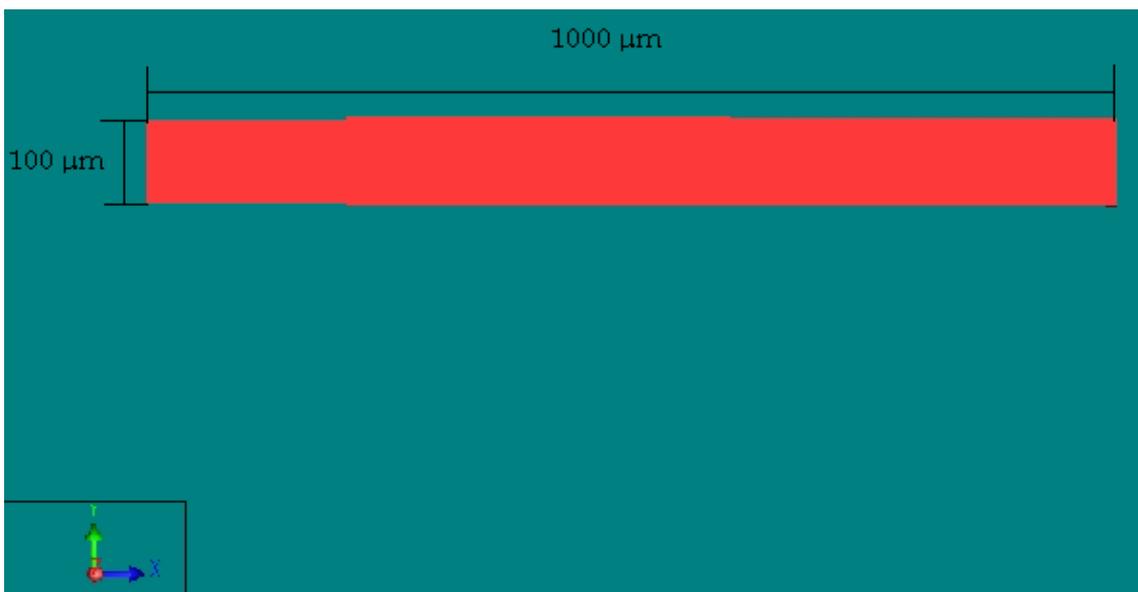
**Figura 4.18** Línea ranurada



**Figura 4.19** Dieléctrico Cyclotene



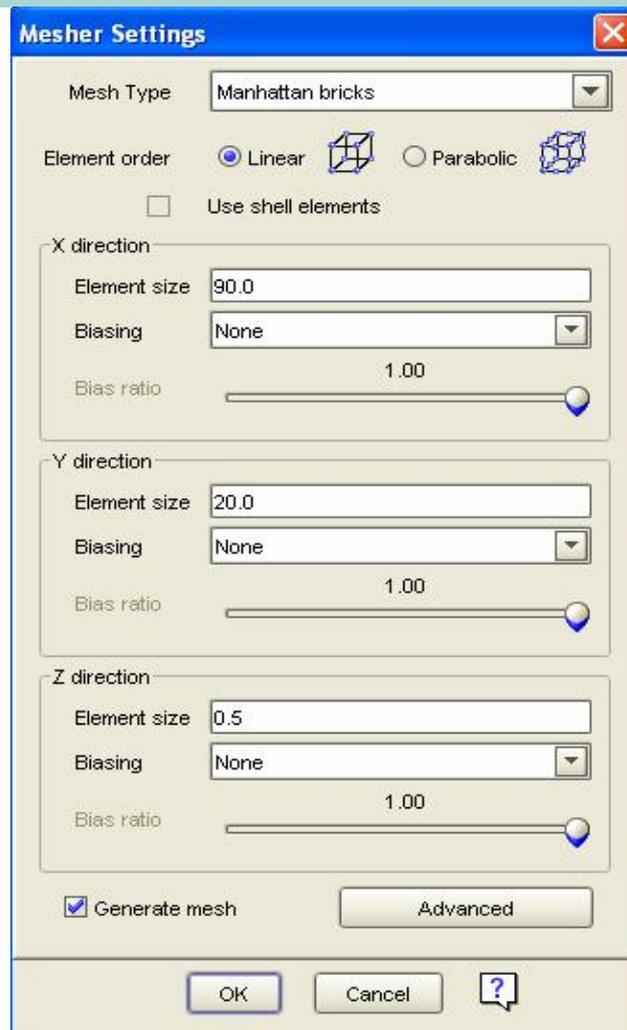
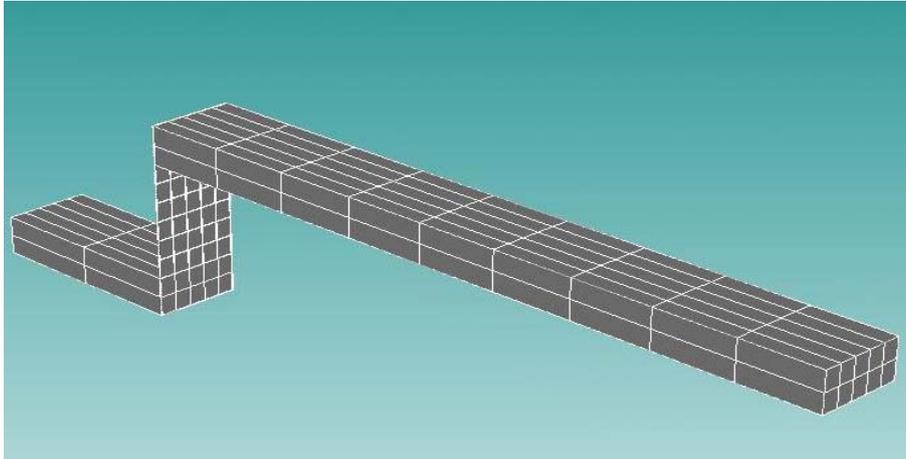
**Figura 4.20** Filtros de cobre



**Figura 4.21** Cantilever

## 4.2 Simulación Electromecánica

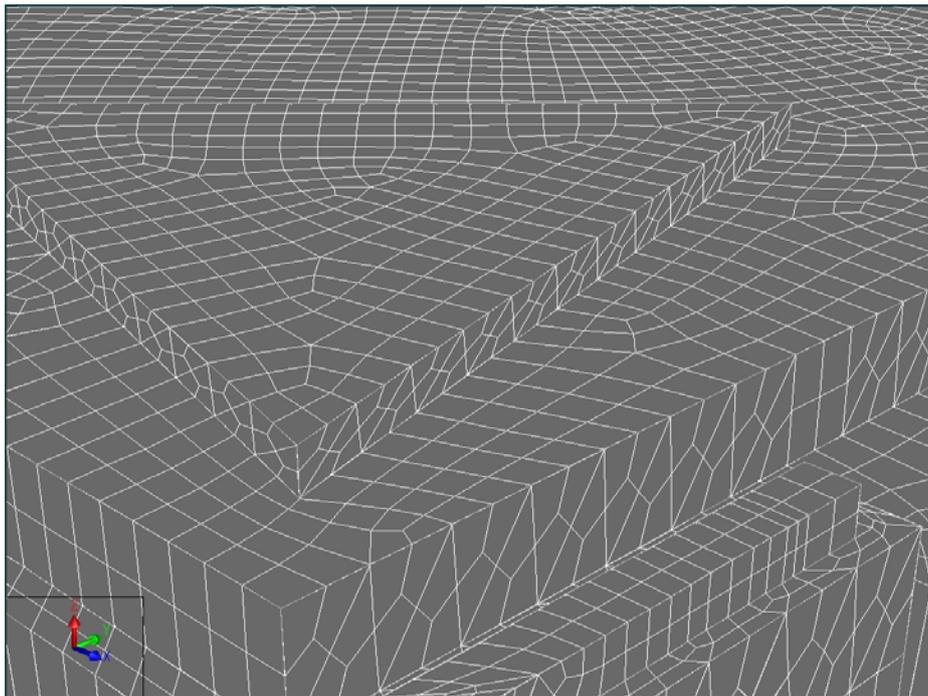
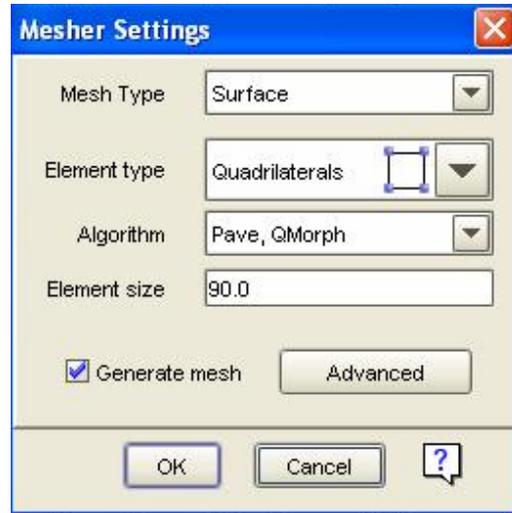
Una vez realizado el diseño se hizo una simulación en CoventorWare 2006, de manera que el programa nos proporcione datos importantes como el voltaje de actuación. Para poder realizarla, el modelo descrito es envuelto por una malla, mientras esta malla sea más densa obtendremos mayor precisión en los resultados. En la siguiente figura se muestra el modelo con el tipo de malla utilizado, el modelo fue dividido en dos regiones:



**Figura 4.22** Cantilever y características de la malla que lo envuelve

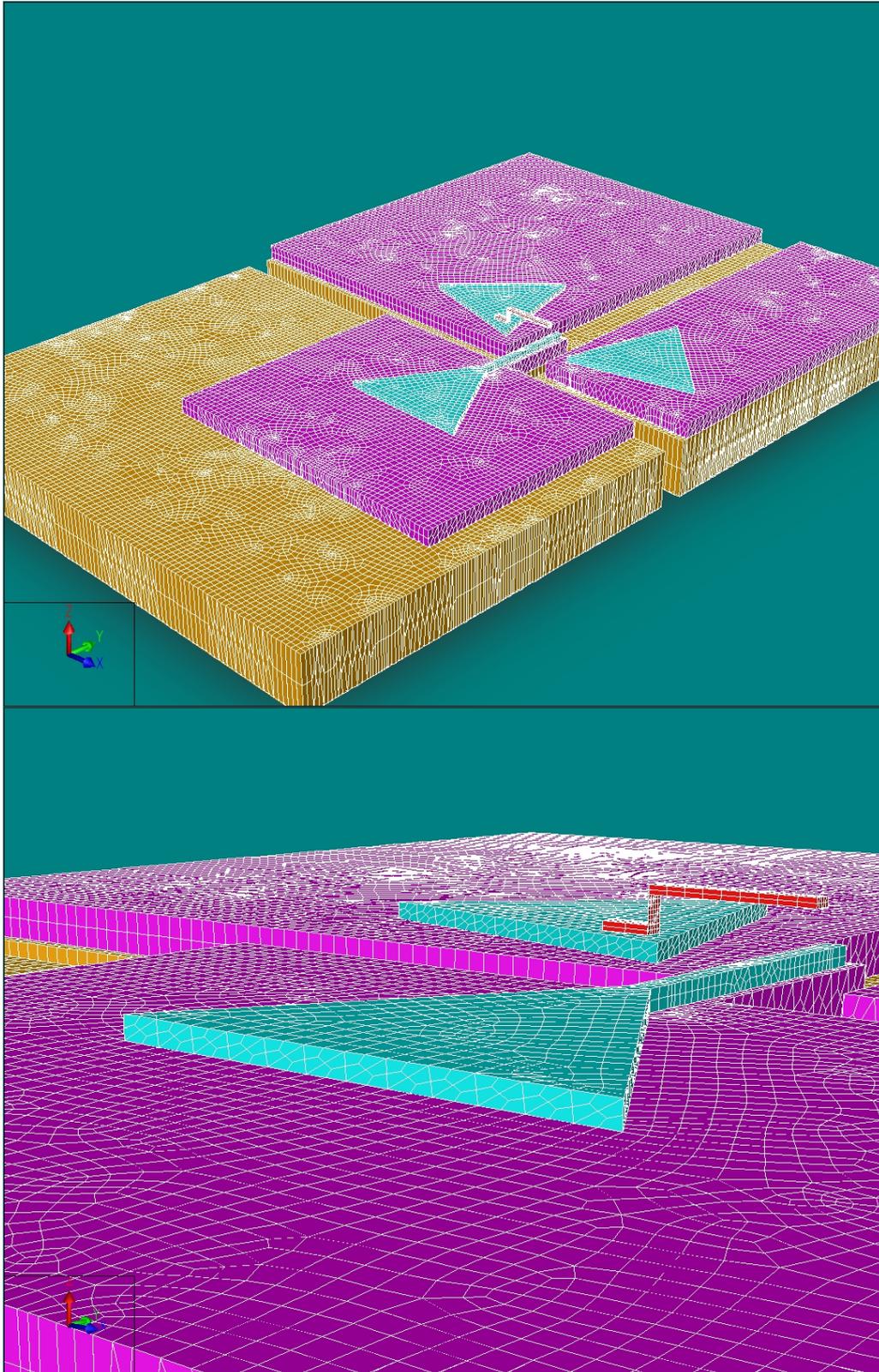
Una de las regiones, está formada sólo por el cantilever y como se puede observar en la figura 4.22, el tipo de malla (Mesh Type) utilizado fue Manhattan Bricks, con las características también mostradas.

La siguiente región está formada por los demás elementos y con el tipo de malla llamado Surface cuyas características se muestran en la figura 4.23.



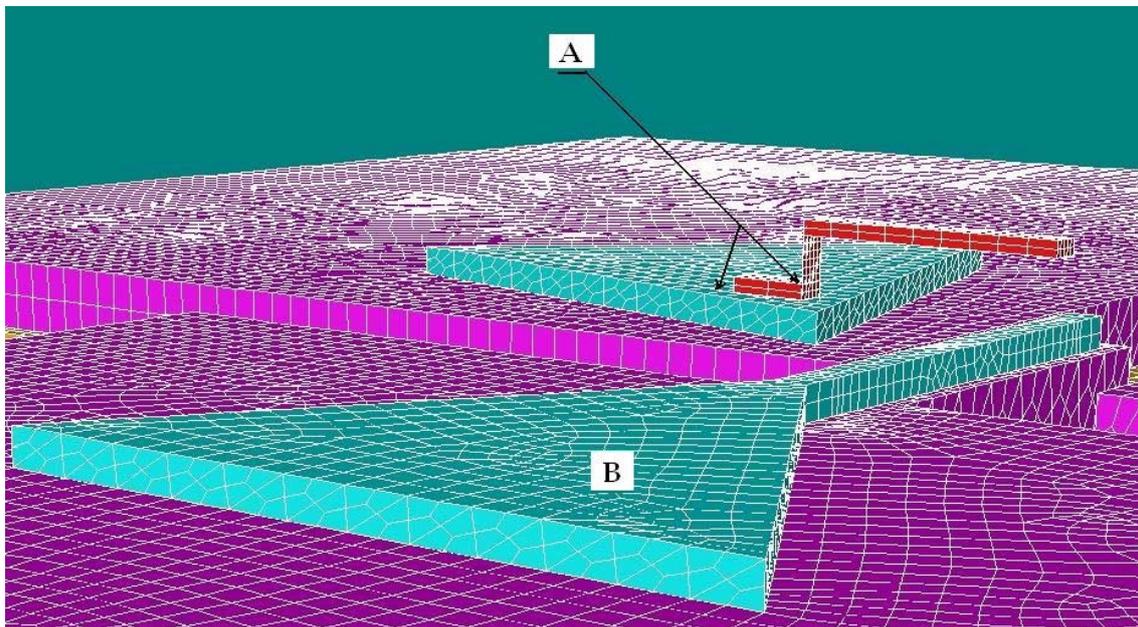
**Figura 4.23** Región en la que se encuentra el cantilever y características de la malla

En la figura 4.24 se muestra una vez más el diseño completo envuelto en la malla mencionada para cada región, a partir de ese modelo se pudo realizar la simulación.



**Figura 4.24** Diseño completo envuelto por la malla

Una vez hecho lo anterior, se realizó la primera simulación, que consistió en aplicar una diferencia de potencial entre los puntos A y B de la figura 4.25, A está formado por el cantilever y el filtro de cobre, B es el otro filtro de cobre



**Figura 4.25** Puntos en los que se aplica la diferencia de potencial

El resultado que CoventorWare obtuvo fue el siguiente:

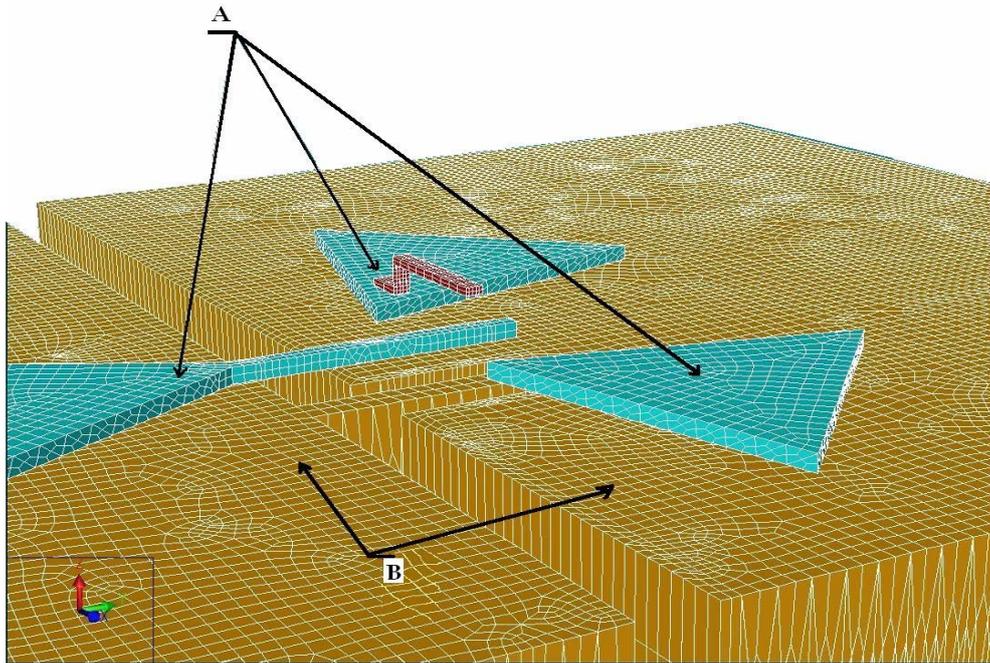
	t1	PullInVoltageFactorHigh	PullInVoltageFactorLow
Pull-In/Lift-Off	1	5.25E00	5

OK

**Tabla 4.1** Voltaje de actuación obtenido de la simulación en CoventorWare

El voltaje de actuación resultó de 5.2 [V], se aplica la diferencia de potencial entre estos dos puntos, la fuerza electrostática obliga al cantilever a descender y hacer contacto entre los puntos en que existía una diferencia de potencial presentando un corto circuito y la posible destrucción del dispositivo. De esta manera se desecha la posibilidad de aplicar una diferencia de potencial entre estos puntos.

Se realizó una segunda simulación aplicando una diferencia de potencial entre otros puntos, como se muestra en la figura 4.26 (a) los puntos A y B, A formado por el cantilever y los filtros de cobre, y B por el cobre que está sobre el sustrato, recordando que entre estos puntos se encuentra el dieléctrico, como se ve en la figura 4.26 (b)



Puntos de aplicación de la diferencia de potencial  
(a)

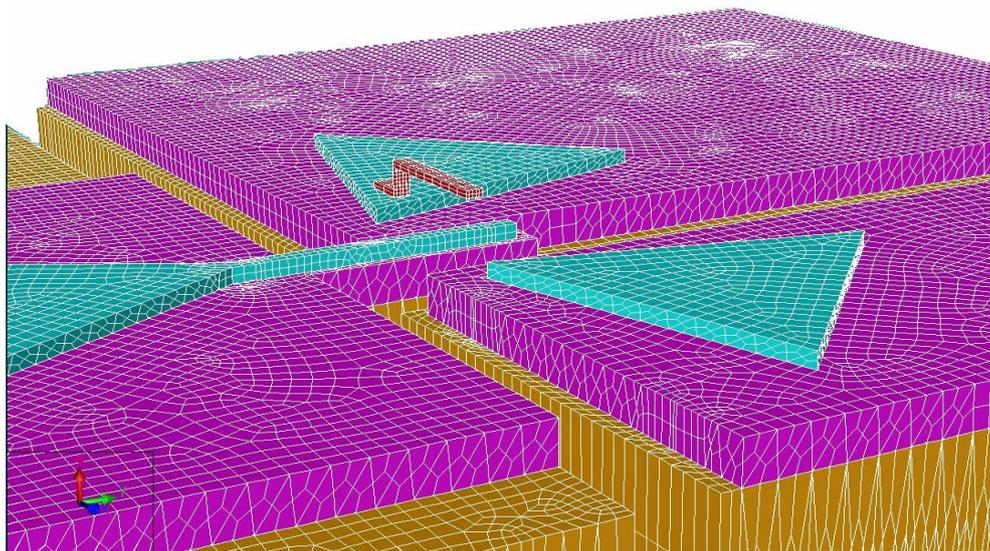
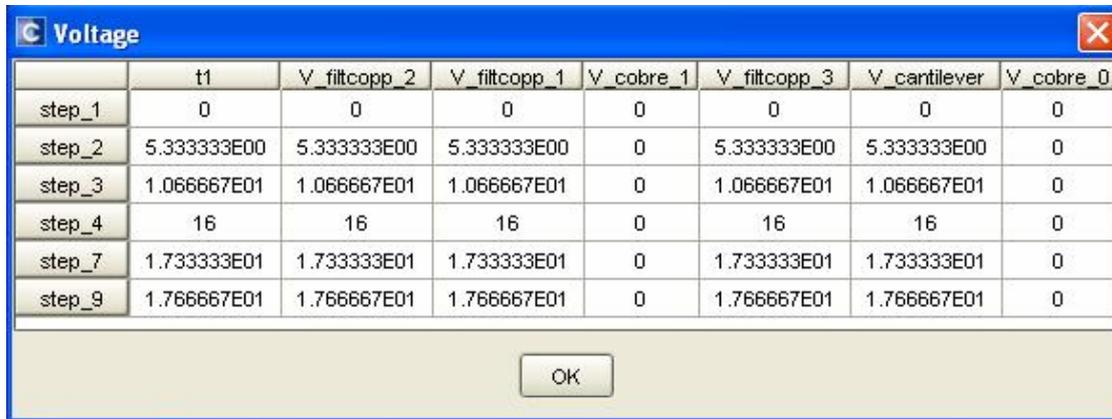


Figura que muestra el dieléctrico que aísla los puntos donde se aplica la diferencia de potencial  
(b)

**Figura 4.26**

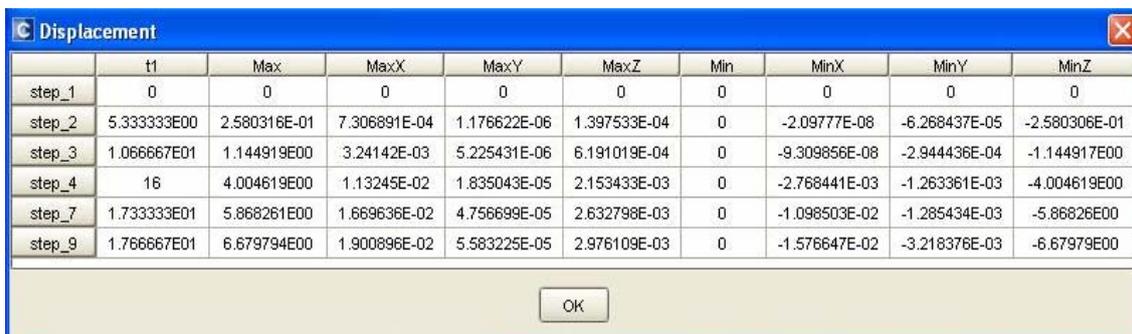
Durante la simulación CoventorWare aplica el voltaje como se muestra en la tabla 4.2, t1 es la variación de voltaje, V\_filtcopp\_2, V\_filtcopp\_1, V\_filtcopp\_3 y V\_cantilever son la variación de voltaje del punto A en la figura 4.26 (a). V\_cobre\_1 y V\_cobre\_0 son el punto B de la figura 4.26 (a).



	t1	V_filtcopp_2	V_filtcopp_1	V_cobre_1	V_filtcopp_3	V_cantilever	V_cobre_0
step_1	0	0	0	0	0	0	0
step_2	5.333333E00	5.333333E00	5.333333E00	0	5.333333E00	5.333333E00	0
step_3	1.066667E01	1.066667E01	1.066667E01	0	1.066667E01	1.066667E01	0
step_4	16	16	16	0	16	16	0
step_7	1.733333E01	1.733333E01	1.733333E01	0	1.733333E01	1.733333E01	0
step_9	1.766667E01	1.766667E01	1.766667E01	0	1.766667E01	1.766667E01	0

**Tabla 4.2** Variación de voltaje en CoventorWare

CoventorWare realizó varias iteraciones y también identifica los desplazamientos del cantilever conforme se varía el voltaje, en la siguiente tabla se presentan dichos desplazamientos en las direcciones que se indican en [µm], t1 representa el voltaje como en la tabla 4.2:

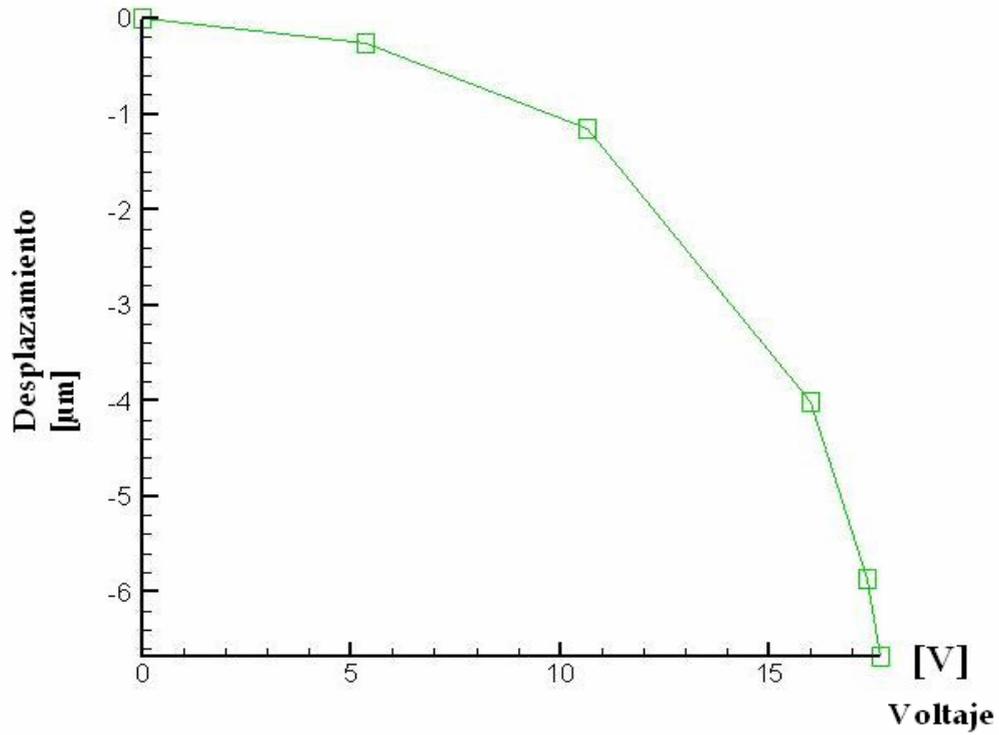


	t1	Max	MaxX	MaxY	MaxZ	Min	MinX	MinY	MinZ
step_1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
step_2	5.333333E00	2.580316E-01	7.306891E-04	1.176622E-06	1.397533E-04	0	-2.09777E-08	-6.268437E-05	-2.580306E-01
step_3	1.066667E01	1.144919E00	3.24142E-03	5.225431E-06	6.191019E-04	0	-9.309856E-08	-2.944436E-04	-1.144917E00
step_4	16	4.004619E00	1.13245E-02	1.835043E-05	2.153433E-03	0	-2.768441E-03	-1.263361E-03	-4.004619E00
step_7	1.733333E01	5.868261E00	1.669636E-02	4.756699E-05	2.632798E-03	0	-1.098503E-02	-1.285434E-03	-5.86826E00
step_9	1.766667E01	6.679794E00	1.900896E-02	5.583225E-05	2.976109E-03	0	-1.576647E-02	-3.218376E-03	-6.67979E00

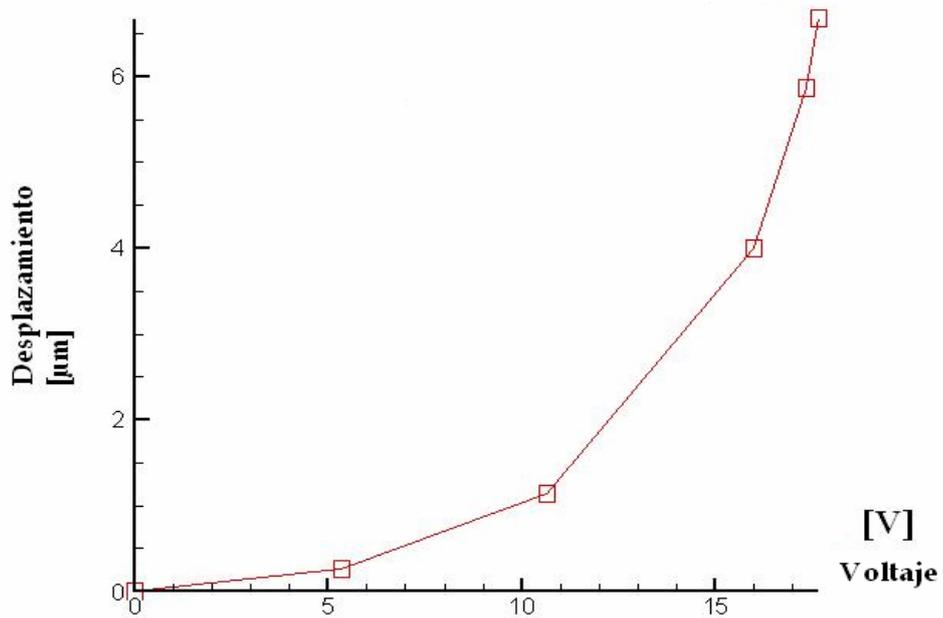
**Tabla 4.3** Desplazamientos del cantilever

Se puede observar que en el último paso (step\_9), el desplazamiento del cantilever; es decir MinZ, es -6.68 [µm], el signo indica que se desplaza hacia abajo lo que implica que en ese valor de voltaje el cantilever ya ha hecho contacto con el electrodo que en este caso es el cobre situado inmediatamente debajo de él.

A continuación se muestran gráficas de este desplazamiento. La primera gráfica (figura 4.27 (a)) representa el desplazamiento mínimo en Z y la segunda gráfica (figura 4.27 (b)) representa el máximo desplazamiento del cantilever, es decir el valor absoluto del desplazamiento que como se menciona es de 6.68 [µm]



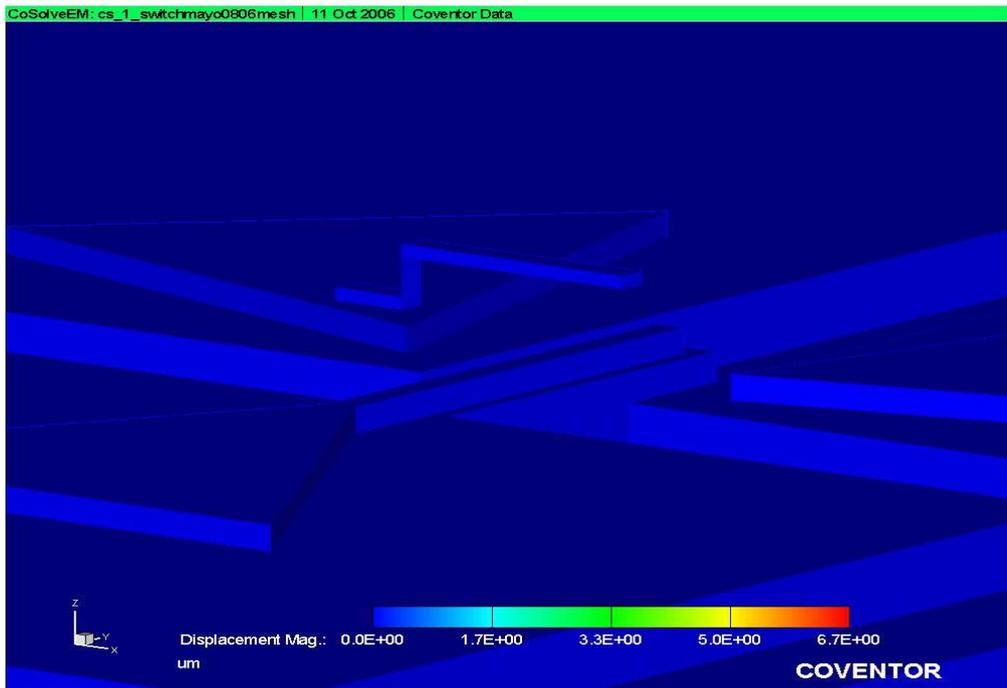
(a) Desplazamiento mínimo en Z



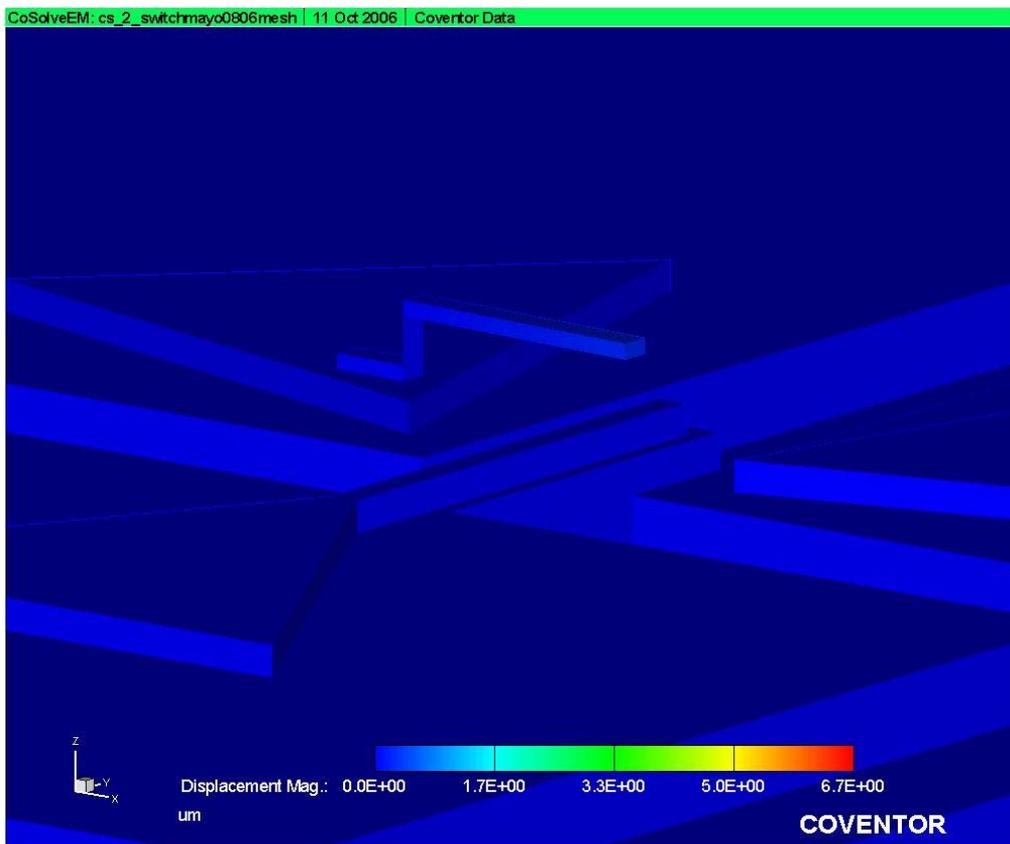
(b) Desplazamiento máximo del cantilever

**Figura 4.27** Gráficas del desplazamiento del cantilever

CoventorWare permite observar el movimiento de la estructura de acuerdo con los pasos de la tabla 4.3, estos pasos se muestra en las siguientes figuras:



**Figura 4.28** Desplazamiento paso 1



**Figura 4.29** Desplazamiento paso 2

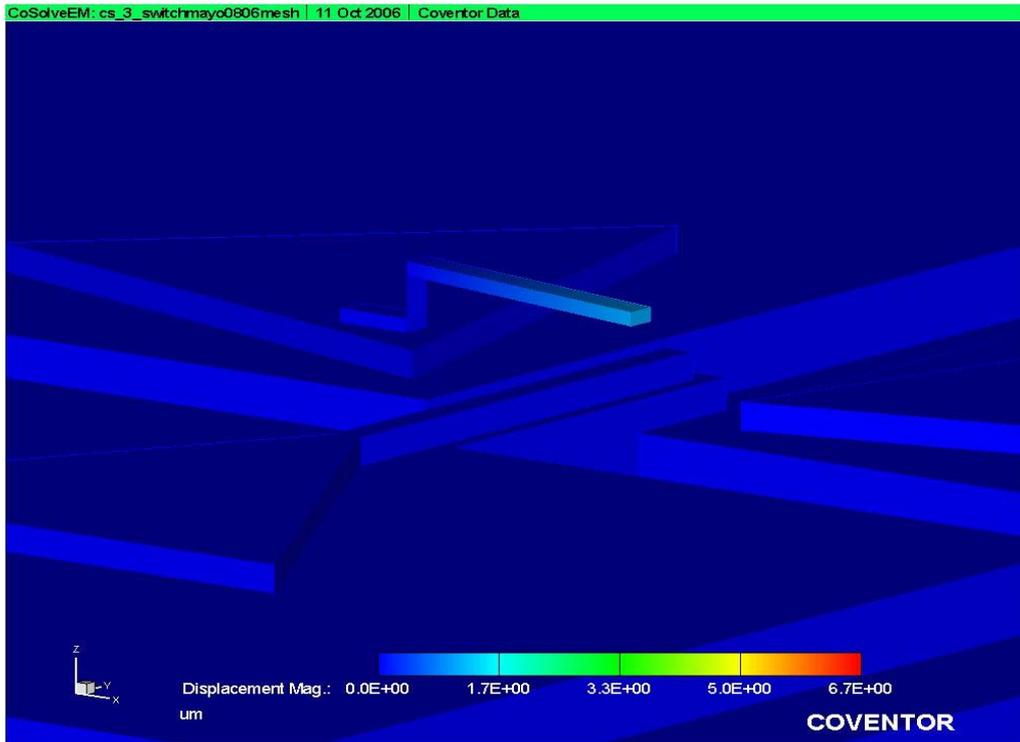


Figura 4.30 Desplazamiento paso 3

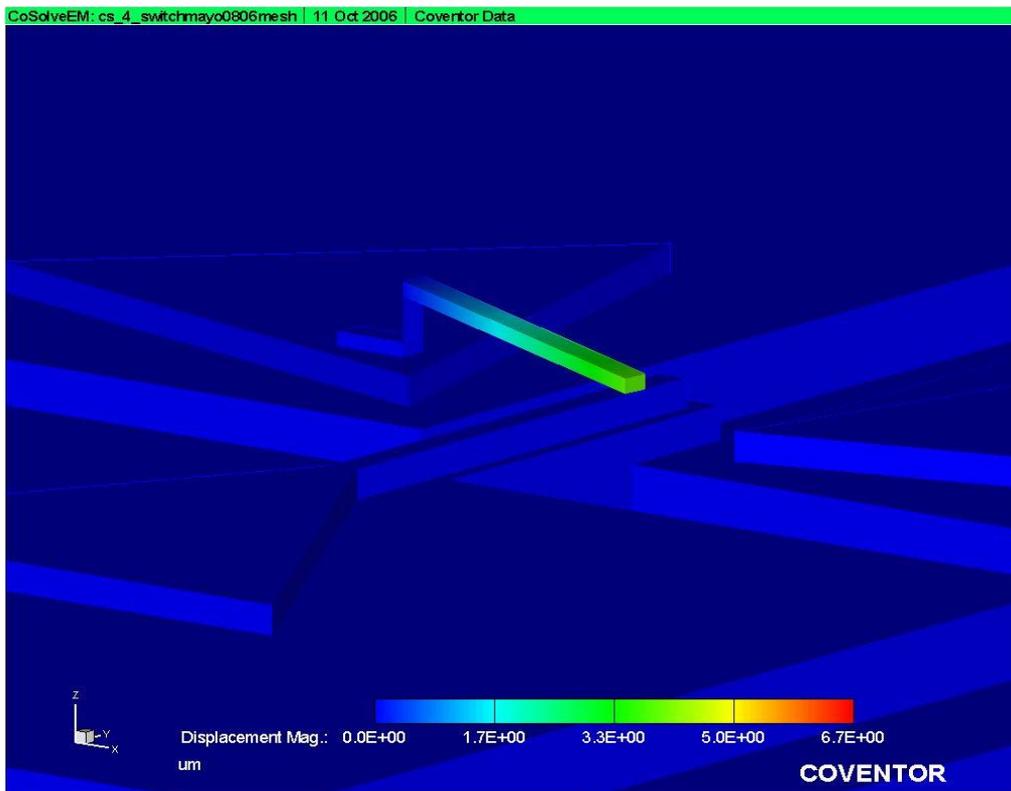


Figura 4.31 Desplazamiento paso 4

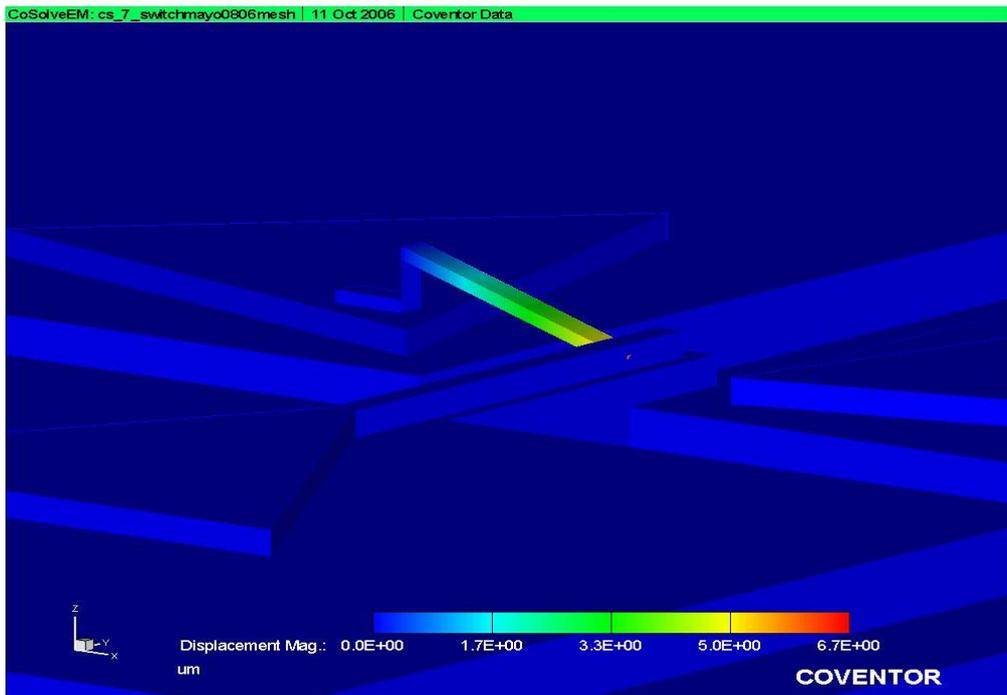


Figura 4.32 Desplazamiento paso 7

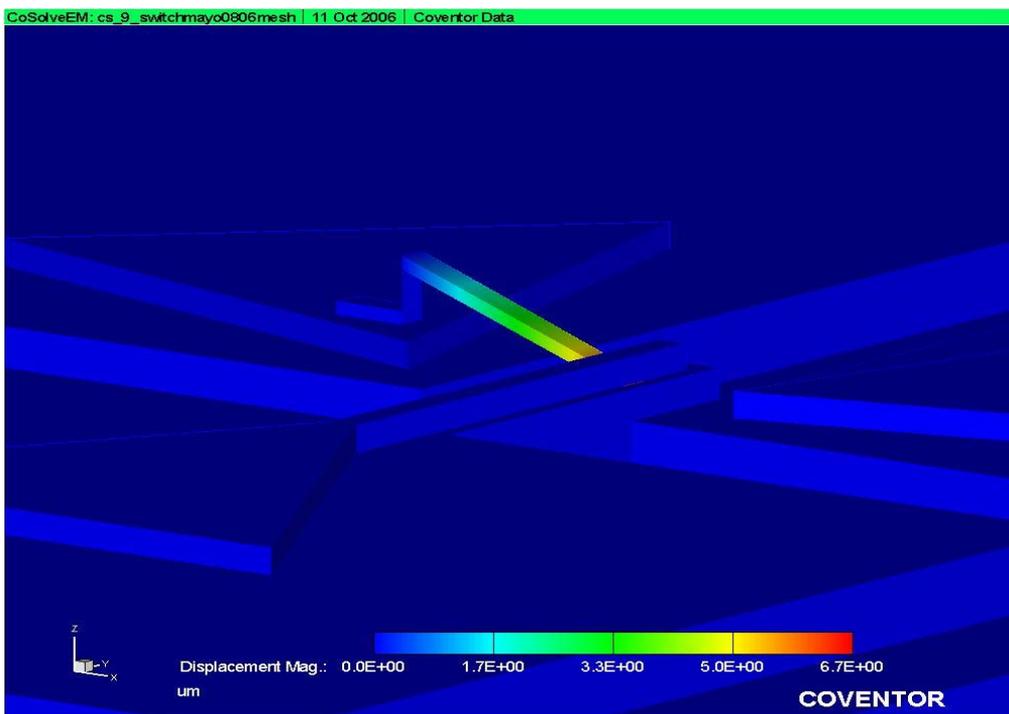


Figura 4.33 Desplazamiento paso 9

Finalmente el voltaje de actuación o Pullin Voltage que se obtuvo en CoventorWare fue de 17.67 [V].



The screenshot shows a window titled "PullIn" with a table containing the following data:

	t1	PullInVoltageFactorHigh	PullInVoltageFactorLow
CoSolve Pull-In run	1	18	1.766667E01

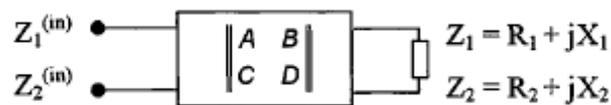
Below the table is an "OK" button.

**Tabla 4.4** Voltaje de actuación obtenido de la simulación en CoventorWare

### 4.3 Factor de Calidad de Conmutación

Una figura de mérito de un puerto que puede tener dos estados (encendido o apagado) también es llamado factor de calidad de conmutación, puede aplicarse a diferentes tipos de interruptores sin importar el material del que estén realizados ni del diseño de éstos. El factor de calidad de conmutación permite estimar las pérdidas por inserción en los dispositivos conmutables optimizados como desplazadores de fase. Este factor de calidad se define como la relación de impedancias de entrada de un bipuerto recíproco y sin pérdidas terminado en un par de impedancias  $Z_1$  y  $Z_2$ , suponiendo que las partes imaginarias de las impedancias de entrada son cero [24]. En la misma referencia se plantea que un puerto de un dispositivo conmutable que puede estar en dos estados puede ser caracterizado por el par de impedancias:

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \text{ y } Z_2 = R_2 + jX_2 \dots (4.1)$$



**Figura 4.34** Bipuerto recíproco sin pérdidas [24]

Utilizando las impedancias  $Z_1$  y  $Z_2$  como cargas del bipuerto de la figura anterior, se obtiene la impedancia de entrada del mismo:

$$Z_{in}^{(1)} = R_{in}^{(1)} + jX_{in}^{(1)} \text{ y } Z_{in}^{(2)} = R_{in}^{(2)} + jX_{in}^{(2)} \dots (4.2)$$

En la referencia [25] se hace un análisis del cual se obtiene una expresión general del Factor de Calidad de Conmutación para un dispositivo conmutable:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \dots (4.3)$$

Cada dispositivo conmutable para aplicaciones prácticas tiene que tener un Factor de Calidad de Conmutación grande,  $K > 1000$ . Para tal efecto la ecuación (4.3) puede simplificarse:

- a) Para el caso en el que parte real de la impedancia del dispositivo conmutable cambie ( $R_2 > R_1, X_2 = X_1$ )

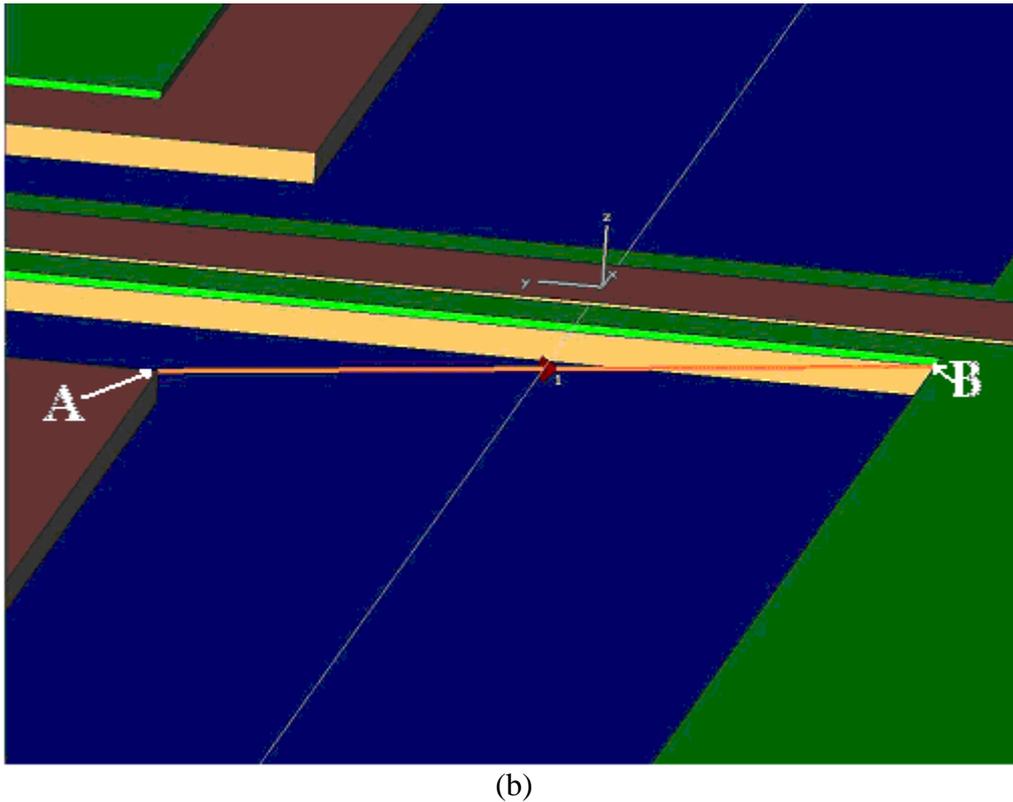
$$K = \frac{R_2}{R_1} \dots (4.4)$$

- b) Para el caso en el que la parte imaginaria de la impedancia del dispositivo cambie ( $R_2 \cong R_1, X_2 > X_1$ )

$$K = \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \dots (4.5)$$

La ecuación anterior es válida para  $K > 200$ .

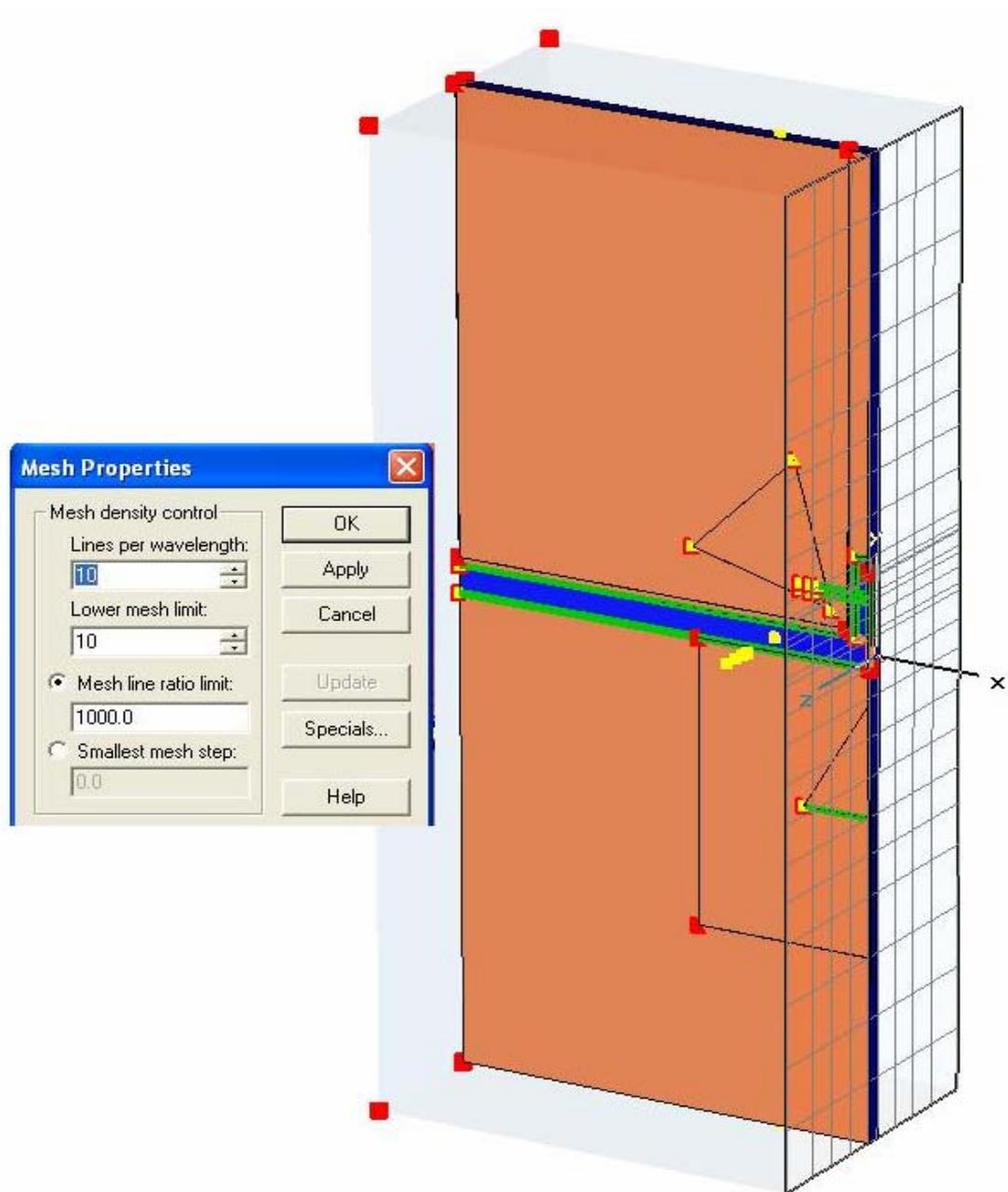




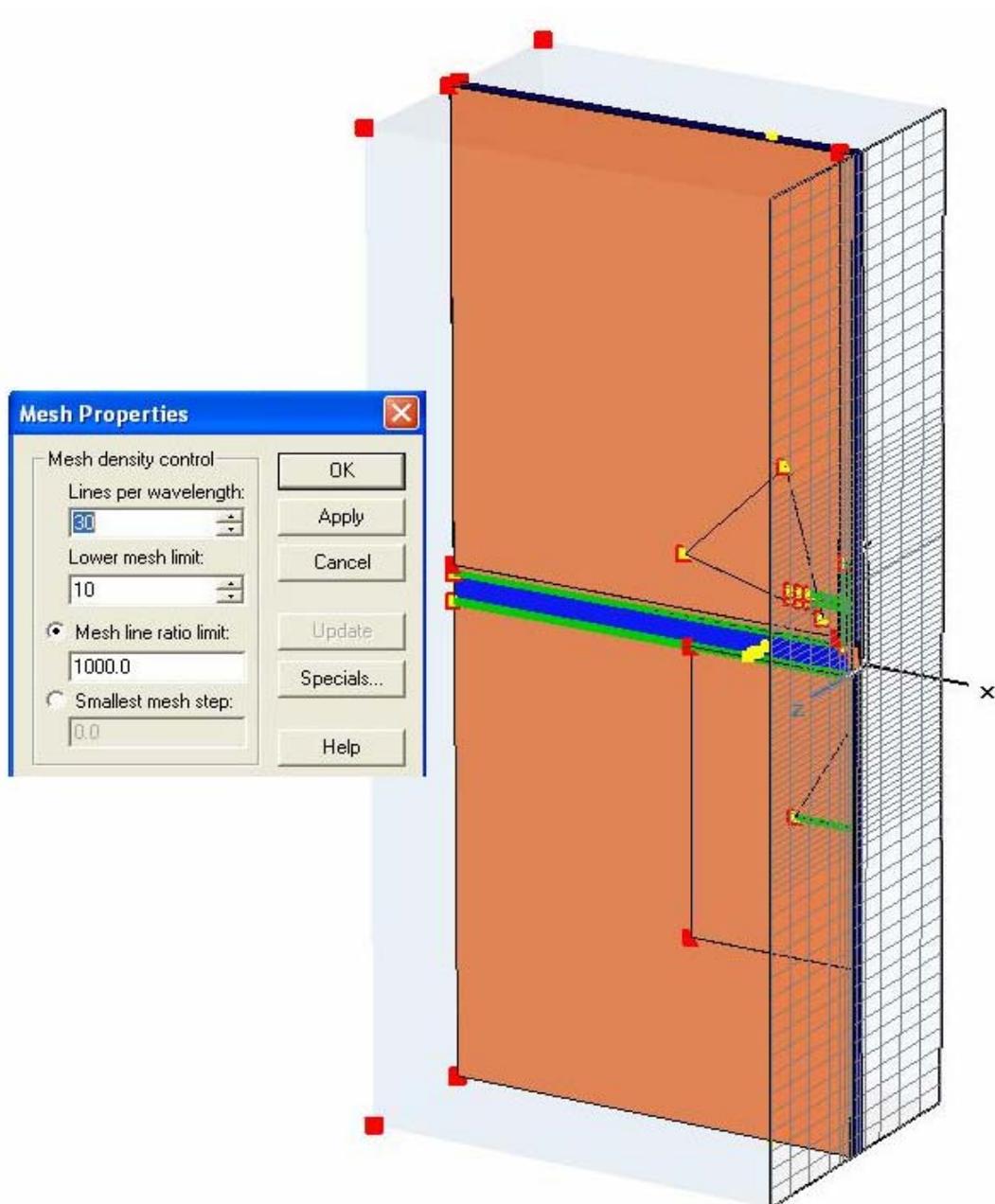
**Figura 4.35** Diseño realizado en el simulador electromagnético

Los resultados de estas simulaciones proporcionan valores de la impedancia del interruptor a diferentes frecuencias tanto en estado abierto como en estado cerrado, estas impedancias fueron medidas entre los puntos A y B como se muestra en la figura 4.34 (a) y (b), es decir estamos obteniendo resultados de un barrido de frecuencias de 8 a 12 [GHz] cuando la línea ranurada está en circuito abierto o cerrado.

El simulador permite realizar análisis con la precisión requerida, por lo que se simuló el modelo primero con un tipo de malla en el que las líneas por longitud de onda son 10, como se muestra en la figura 4.35 después con mayores líneas por longitud de onda, 30 como se muestra en la figura 4.36, y después modificando el valor de la tangente de pérdidas del sustrato para ver que influencia tenía sobre los mismos resultados. El simulador electromagnético utilizado presenta algunos errores pequeños en las simulaciones, y estos se presentan como forma de ruido (rizos) en las figuras de estado cerrado de las cartas de Smith, por eso al realizar los cálculos del Factor de Calidad de Conmutación y las gráficas del mismo se observan variaciones muy grandes de una frecuencia a otra.

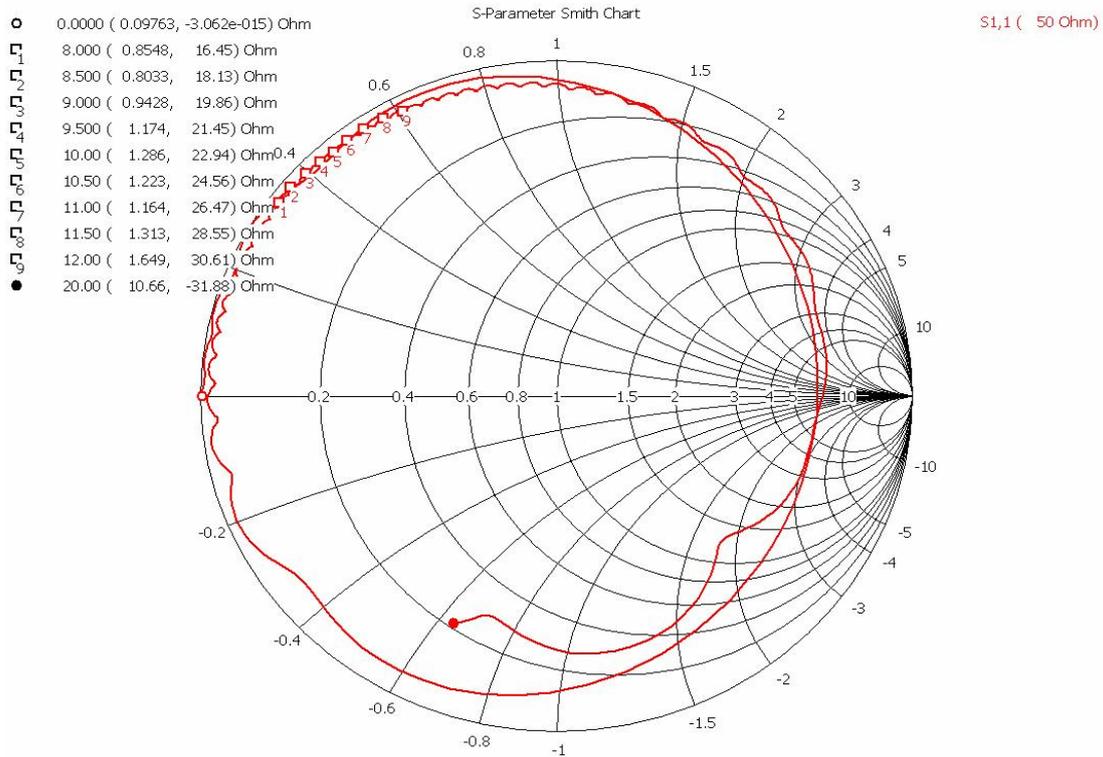


**Figura 4.36** Simulación realizada con 10 líneas por longitud de onda

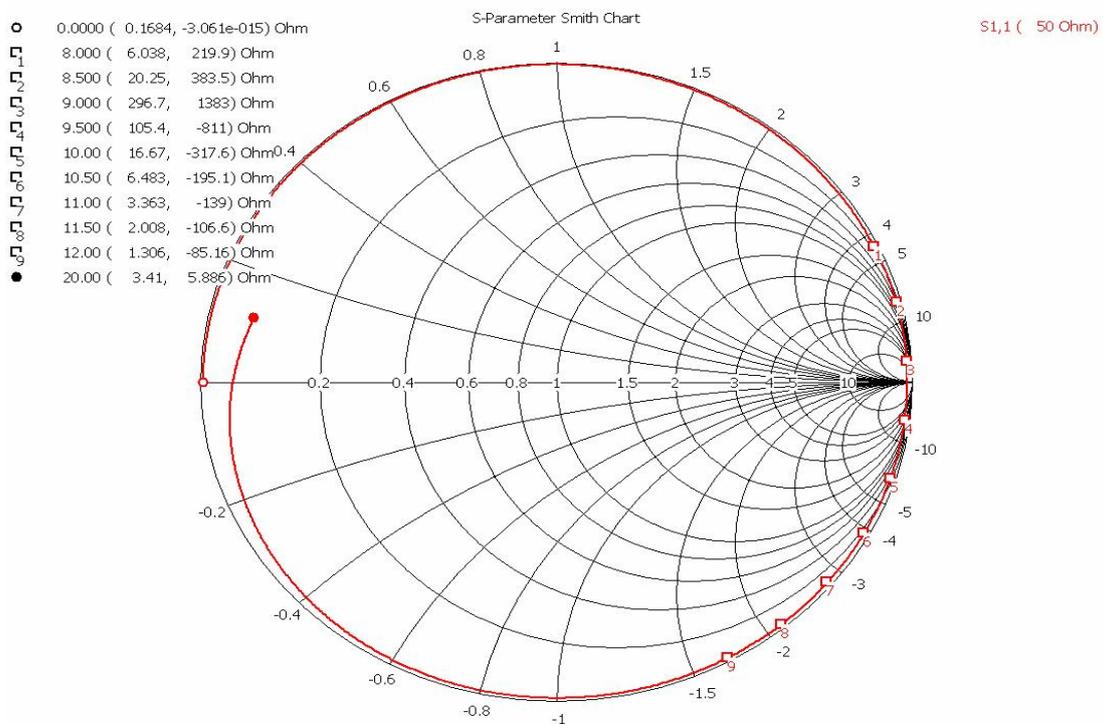


**Figura 4.37** Simulación realizada con 30 líneas por longitud de onda

A continuación se muestran los resultados en la carta de Smith (figura 4.38) cuando la tangente de pérdidas del sustrato es  $\tan \delta = 0.0021$  y con precisión de 10 líneas por longitud de onda:



(a) Resultados estado cerrado, simulación con precisión de 10 líneas por longitud de onda.



(b) Resultados estado abierto, simulación con precisión de 10 líneas por longitud de onda.

**Figura 4.38**

A partir de estos valores de impedancias se obtienen diferentes valores del Factor de Calidad de Conmutación (FCC), se presenta el caso para 8 [GHz], los demás se realizan de la misma manera. Como se mencionó se utiliza la ecuación (4.5), recordando:

$$K = \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \dots (4.5)$$

$$Z_1 = 0.8548 + j16.45$$

$$Z_2 = 6.038 + j219.9$$

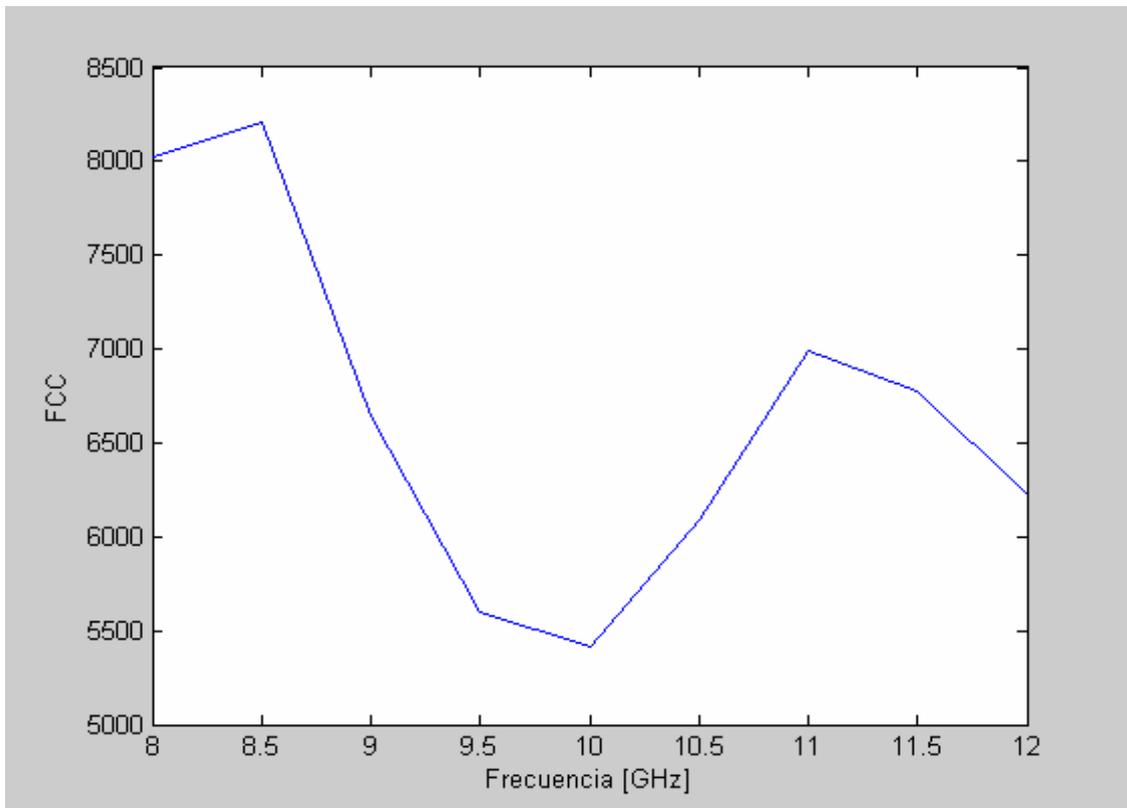
Por lo que  $K = \frac{(16.45 - 219.9)^2}{(0.8548)(6.038)} = 8019.69$

Los resultados para la banda X (8 a 12 [GHz]) se presentan en la siguiente tabla:

Frecuencia [GHz]	Impedancia $Z_1$ (cerrado), $Z_2$ (abierto)	FCC K	Pérdidas por inserción $L = \frac{4}{\sqrt{K}}$	Pérdidas por inserción $L[dB] = 10 \log(1 - \frac{4}{\sqrt{K}})[dB]$
8	$Z_1 = 0.8548 + j16.45[\Omega]$ $Z_2 = 6.038 + j219.9[\Omega]$	8019.69	0.0447	-0.1986
8.5	$Z_1 = 0.8033 + j18.13[\Omega]$ $Z_2 = 20.25 + j383.5[\Omega]$	8206.59	0.0442	-0.1963
9	$Z_1 = 0.9428 + j19.86[\Omega]$ $Z_2 = 296.7 + j1383[\Omega]$	6642.69	0.0491	-0.2187
9.5	$Z_1 = 1.174 + j21.45[\Omega]$ $Z_2 = 105.4 - j811[\Omega]$	5600.25	0.0535	-0.2388
10	$Z_1 = 1.286 + j22.94[\Omega]$ $Z_2 = 16.67 - j317.6[\Omega]$	5409.53	0.0544	-0.2429
10.5	$Z_1 = 1.223 + j24.56[\Omega]$ $Z_2 = 6.483 - j195.1[\Omega]$	6085.55	0.0513	-0.2287
11	$Z_1 = 1.164 + j26.47[\Omega]$ $Z_2 = 3.363 - j139[\Omega]$	6994.53	0.0478	-0.2127
11.5	$Z_1 = 1.313 + j28.55[\Omega]$ $Z_2 = 2.008 - j105.06[\Omega]$	6770.95	0.0486	-0.2164
12	$Z_1 = 1.649 + j30.61[\Omega]$ $Z_2 = 1.306 - j85.16[\Omega]$	6223.41	0.0507	-0.226

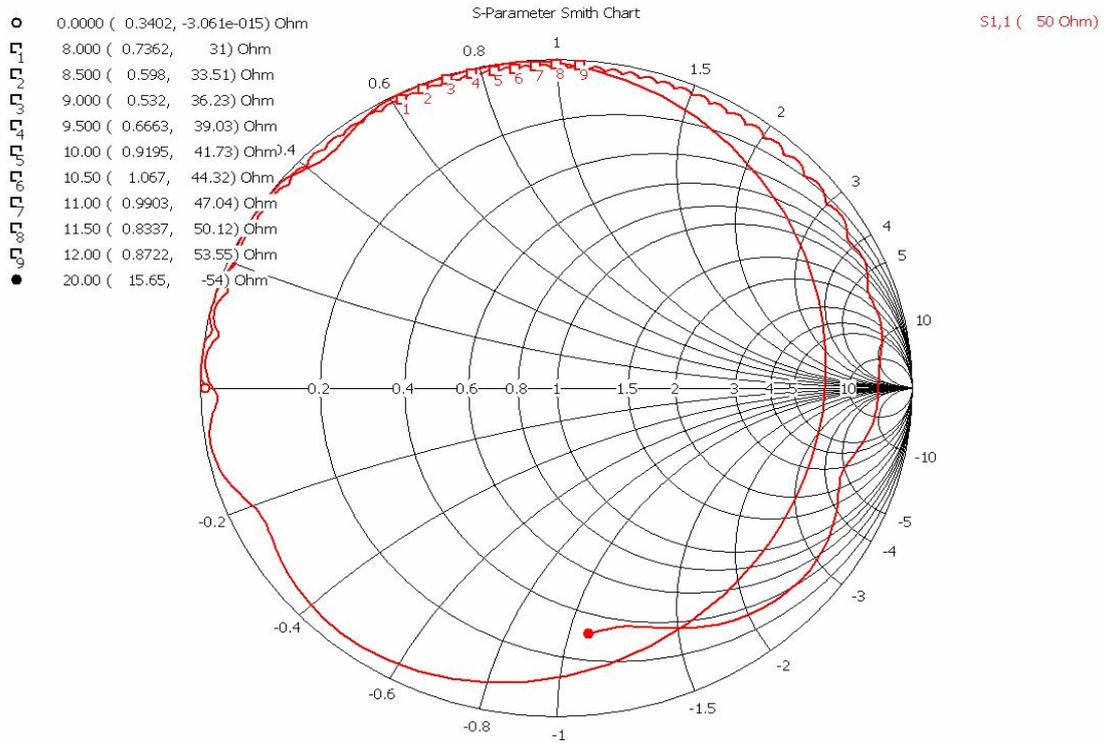
**Tabla 4.5** Resultados de la simulación con precisión de 10 líneas por longitud de onda ( $\tan \delta = 0.0021$ )

Para estas simulaciones se muestra la siguiente gráfica, de FCC vs. Frecuencia:

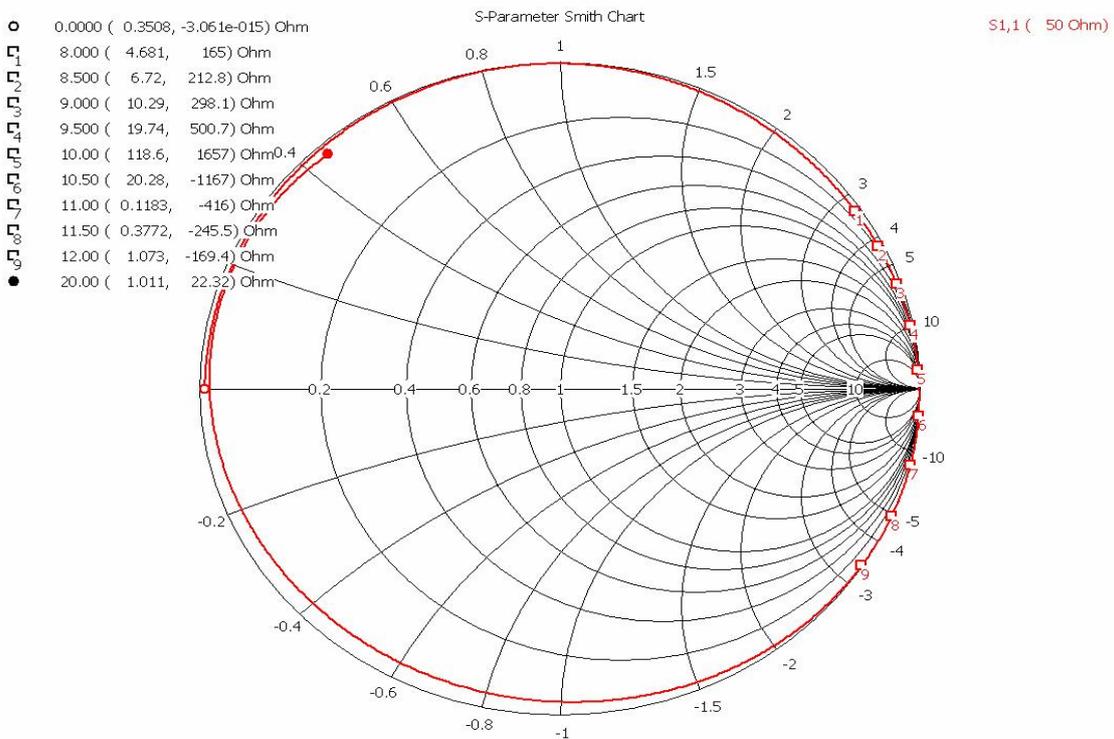


**Figura 4.39** Gráfica de resultados de la simulación con precisión de 10 líneas por longitud de onda ( $\tan \delta = 0.0021$ )

A continuación se muestran los resultados en la carta de Smith (figura 4.40) cuando la tangente de pérdidas del sustrato es de  $\tan \delta = 0.0021$  y con precisión de 30 líneas por longitud de onda:



(a) Resultados estado cerrado, simulación con precisión de 30 líneas por longitud de onda.



(b) Resultados estado abierto, simulación con precisión de 30 líneas por longitud de onda.

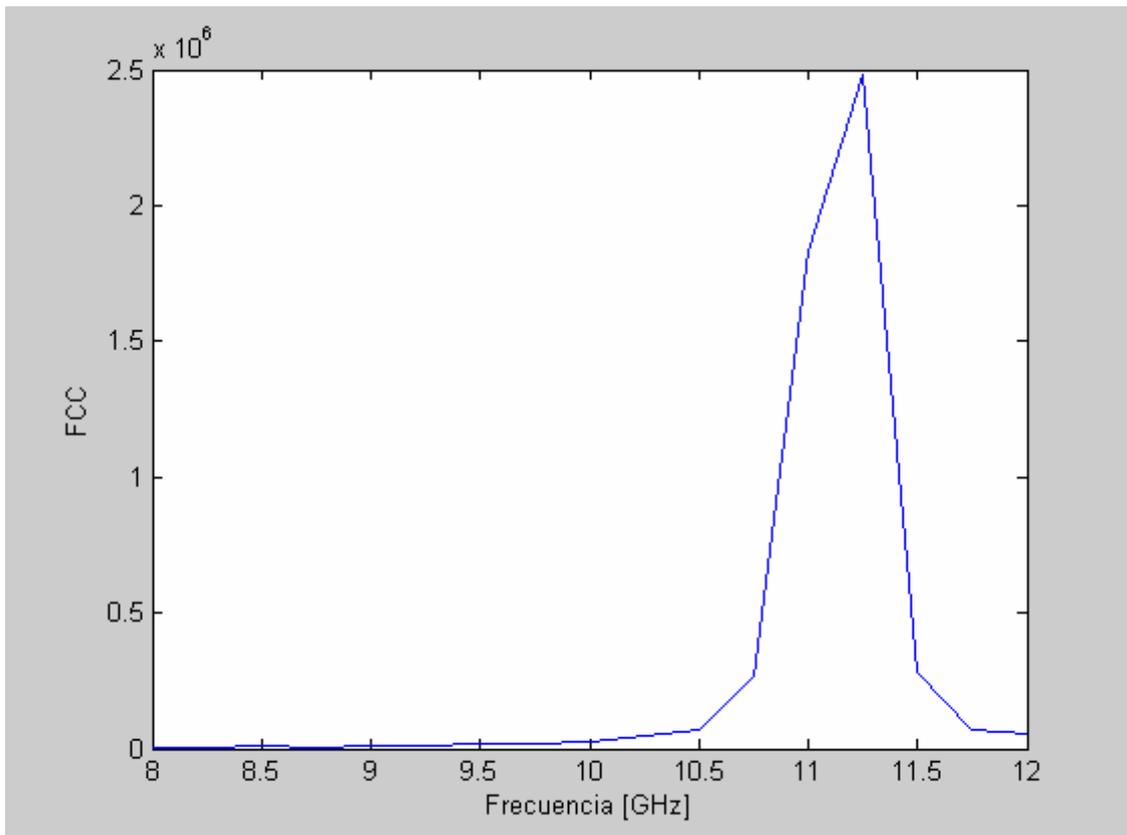
**Figura 4.40**

Los resultados para la banda X (8 a 12 [GHz]) se presentan en la siguiente tabla:

Frecuencia [GHz]	Impedancia $Z_1$ (cerrado), $Z_2$ (abierto)	FCC K	Pérdidas por inserción $L = \frac{4}{\sqrt{K}}$	Pérdidas por inserción $L[dB] = 10 \log(1 - \frac{4}{\sqrt{K}})[dB]$
8	$Z_1 = 0.7362 + j31[\Omega]$ $Z_2 = 4.681 + j165[\Omega]$	5210.45	0.0554	-0.2475
8.5	$Z_1 = 0.598 + j33.51[\Omega]$ $Z_2 = 6.72 + j212.8[\Omega]$	7999.11	0.0447	-0.1986
9	$Z_1 = 0.532 + j36.23[\Omega]$ $Z_2 = 10.29 + j298.1[\Omega]$	12526.93	0.0357	-0.1579
9.5	$Z_1 = 0.6663 + j39.03[\Omega]$ $Z_2 = 19.74 + j500.7[\Omega]$	16204.9	0.0314	-0.1386
10	$Z_1 = 0.9195 + j41.73[\Omega]$ $Z_2 = 118.6 + j1657[\Omega]$	23925.1	0.0258	-0.1135
10.5	$Z_1 = 1.067 + j44.32[\Omega]$ $Z_2 = 20.28 - j1167[\Omega]$	67808.7	0.0154	-0.0674
11	$Z_1 = 0.9903 + j47.04[\Omega]$ $Z_2 = 0.1183 - j416[\Omega]$	1830145	0.003	-0.0130
11.5	$Z_1 = 0.8337 + j50.12[\Omega]$ $Z_2 = 0.3772 - j245.5[\Omega]$	277898.46	0.0076	-0.0331
12	$Z_1 = 0.8722 + j53.55[\Omega]$ $Z_2 = 1.073 - j169.4[\Omega]$	53112.79	0.0174	-0.0762

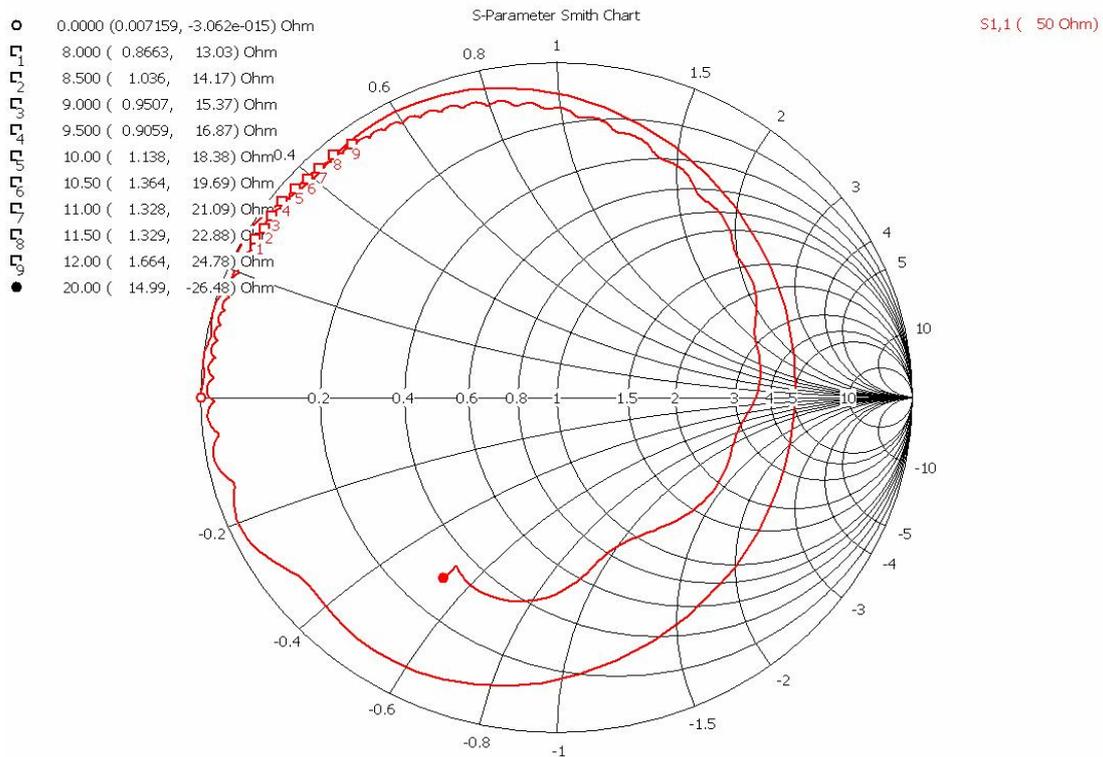
**Tabla 4.6** Resultados de la simulación con precisión de 30 líneas por longitud de onda ( $\tan \delta = \mathbf{0.0021}$ )

Para estas simulaciones se muestra la siguiente gráfica, de FCC vs. Frecuencia

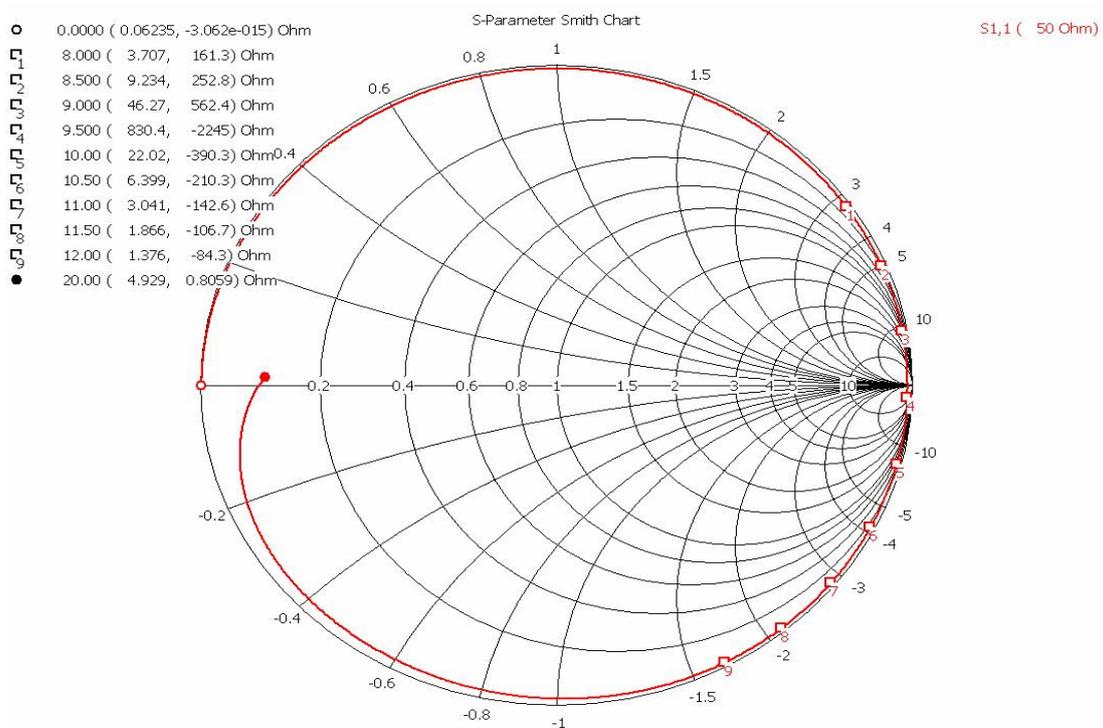


**Figura 4.41** Gráfica de resultados de la simulación con precisión de 30 líneas por longitud de onda ( $\tan \delta = 0.0021$ )

A continuación se muestran los resultados en la carta de Smith (figura 4.42) cuando la tangente de pérdidas del sustrato es de  $\tan \delta = 0.00021$  y con precisión de 10 líneas por longitud de onda:



(a) Resultados estado cerrado, simulación con precisión de 10 líneas por longitud de onda.



(b) Resultados estado abierto, simulación con precisión de 10 líneas por longitud de onda.

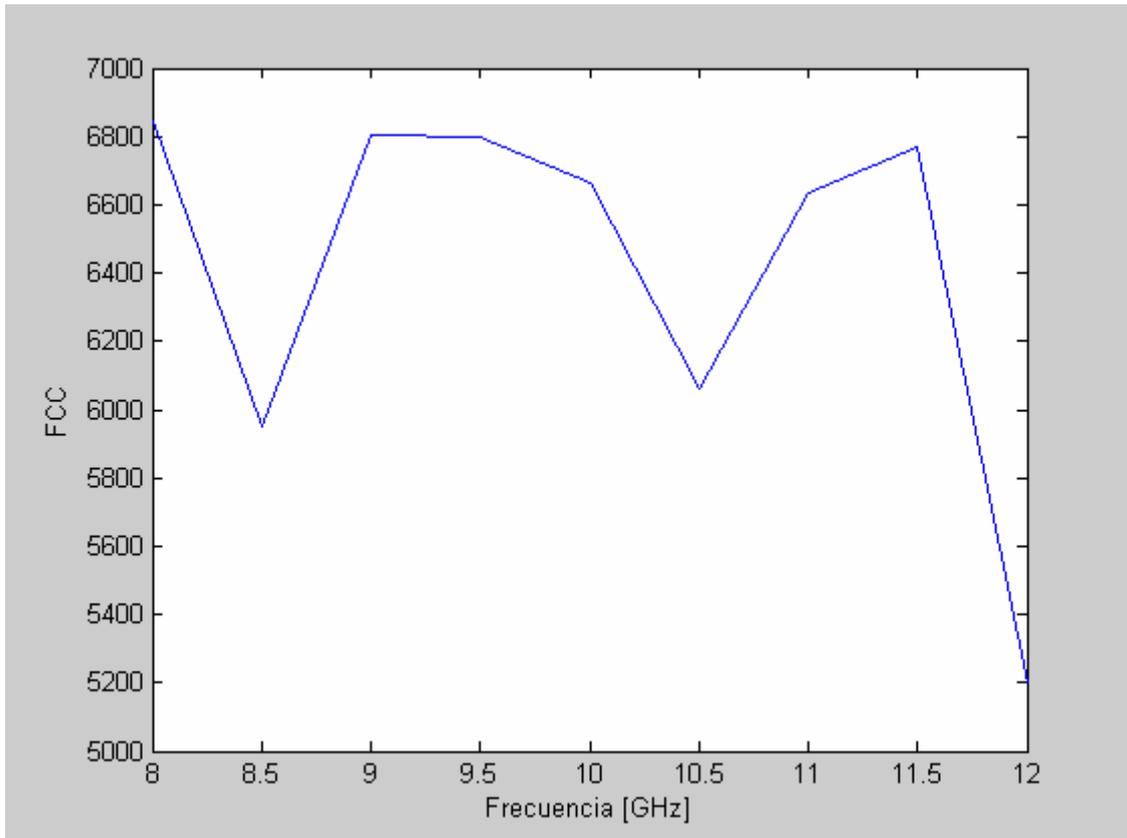
**Figura 4.42**

Los resultados para la banda X (8 a 12 [GHz]) se presentan en la siguiente tabla:

Frecuencia [GHz]	Impedancia $Z_1$ (cerrado), $Z_2$ (abierto)	FCC K	Pérdidas por inserción $L = \frac{4}{\sqrt{K}}$	Pérdidas por inserción $L[dB] = 10 \log(1 - \frac{4}{\sqrt{K}})[dB]$
8	$Z_1 = 0.8663 + j13.03[\Omega]$ $Z_2 = 3.707 + j161.3[\Omega]$	6845.67	0.0483	-0.215
8.5	$Z_1 = 1.036 + j14.17[\Omega]$ $Z_2 = 9.234 + j252.8[\Omega]$	5952.51	0.0518	-0.231
9	$Z_1 = 0.9507 + j15.37[\Omega]$ $Z_2 = 46.27 + j562.4[\Omega]$	6802.67	0.0484	-0.2155
9.5	$Z_1 = 0.9059 + j16.87[\Omega]$ $Z_2 = 830.4 - j2245[\Omega]$	6800.92	0.0485	-0.2159
10	$Z_1 = 1.138 + j18.38[\Omega]$ $Z_2 = 22.02 - j390.3[\Omega]$	6665.11	0.049	-0.2182
10.5	$Z_1 = 1.364 + j19.69[\Omega]$ $Z_2 = 6.399 - j210.3[\Omega]$	6060.26	0.0514	-0.2292
11	$Z_1 = 1.328 + j21.09[\Omega]$ $Z_2 = 3.041 - j142.6[\Omega]$	6634.83	0.0491	-0.2187
11.5	$Z_1 = 1.329 + j22.88[\Omega]$ $Z_2 = 1.866 - j106.7[\Omega]$	6770.79	0.0486	-0.2164
12	$Z_1 = 1.664 + j24.78[\Omega]$ $Z_2 = 1.376 - j84.3[\Omega]$	5196.59	0.0555	-0.248

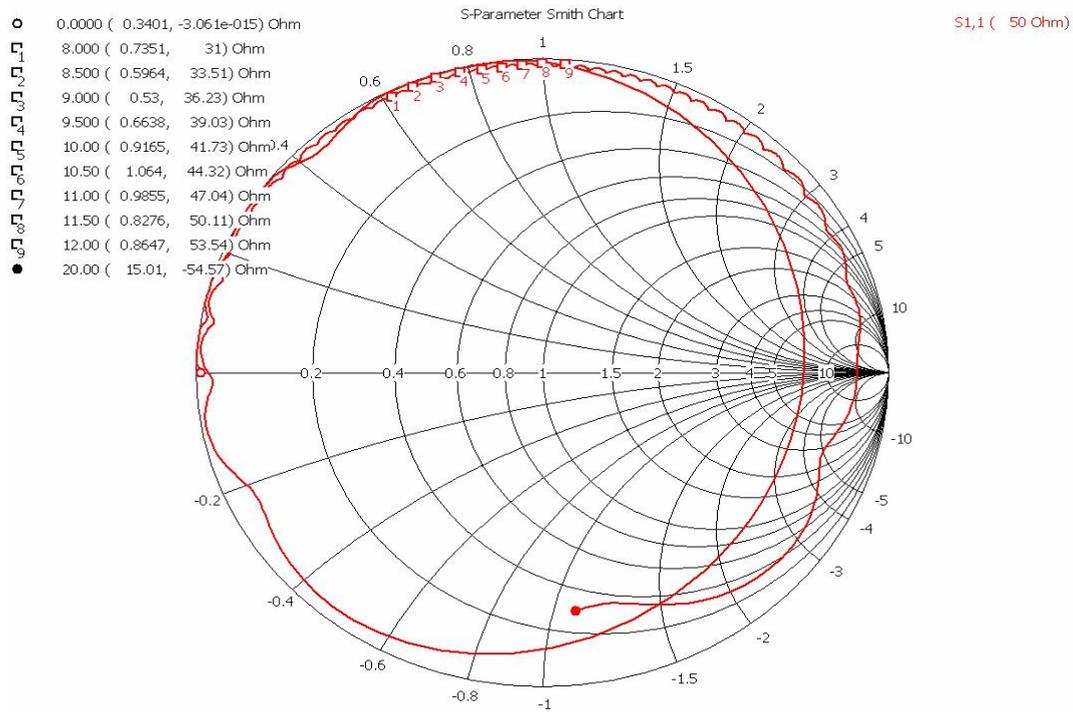
**Tabla 4.7** Resultados de la simulación con precisión de 10 líneas por longitud de onda ( $\tan \delta = 0.00021$ )

Para estas simulaciones se muestra la siguiente gráfica, de FCC vs. Frecuencia

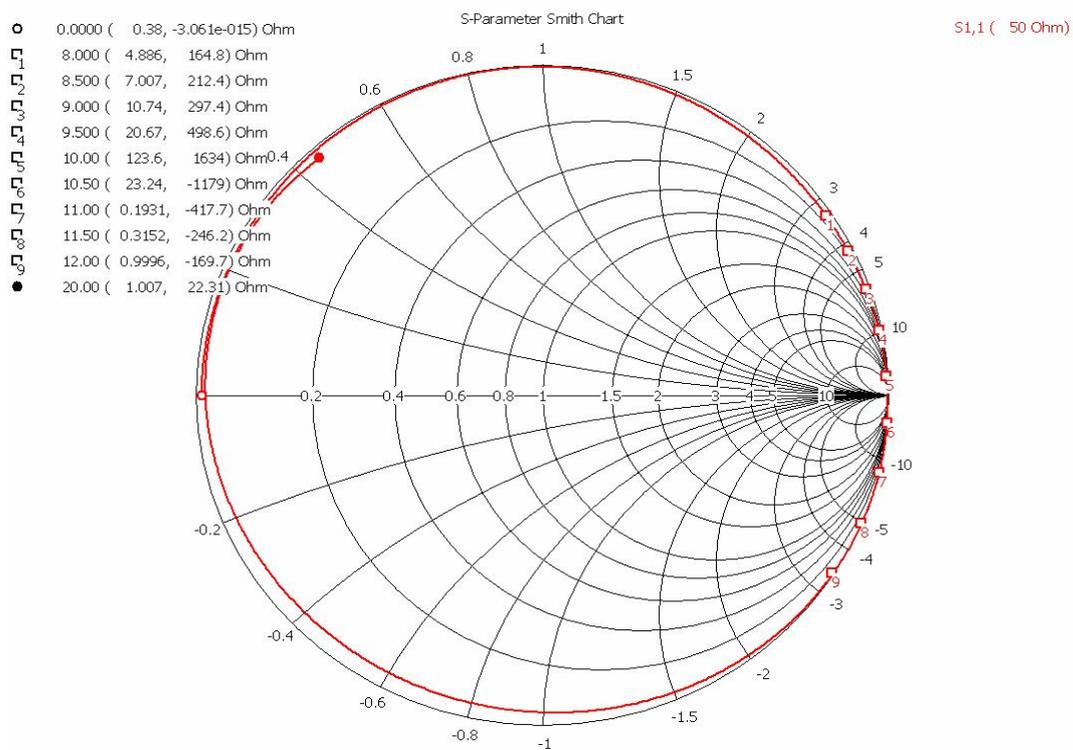


**Figura 4.43** Gráfica de resultados de la simulación con precisión de 10 líneas por longitud de onda ( $\tan \delta = 0.00021$ )

A continuación se muestran los resultados en la carta de Smith (figura 4.44) cuando la tangente de pérdidas del sustrato es de  $\tan \delta = 0.00021$  y con precisión de 30 líneas por longitud de onda



(a) Resultados estado cerrado, simulación con precisión de 30 líneas por longitud de onda



(b) Resultados estado abierto, simulación con precisión de 30 líneas por longitud de onda

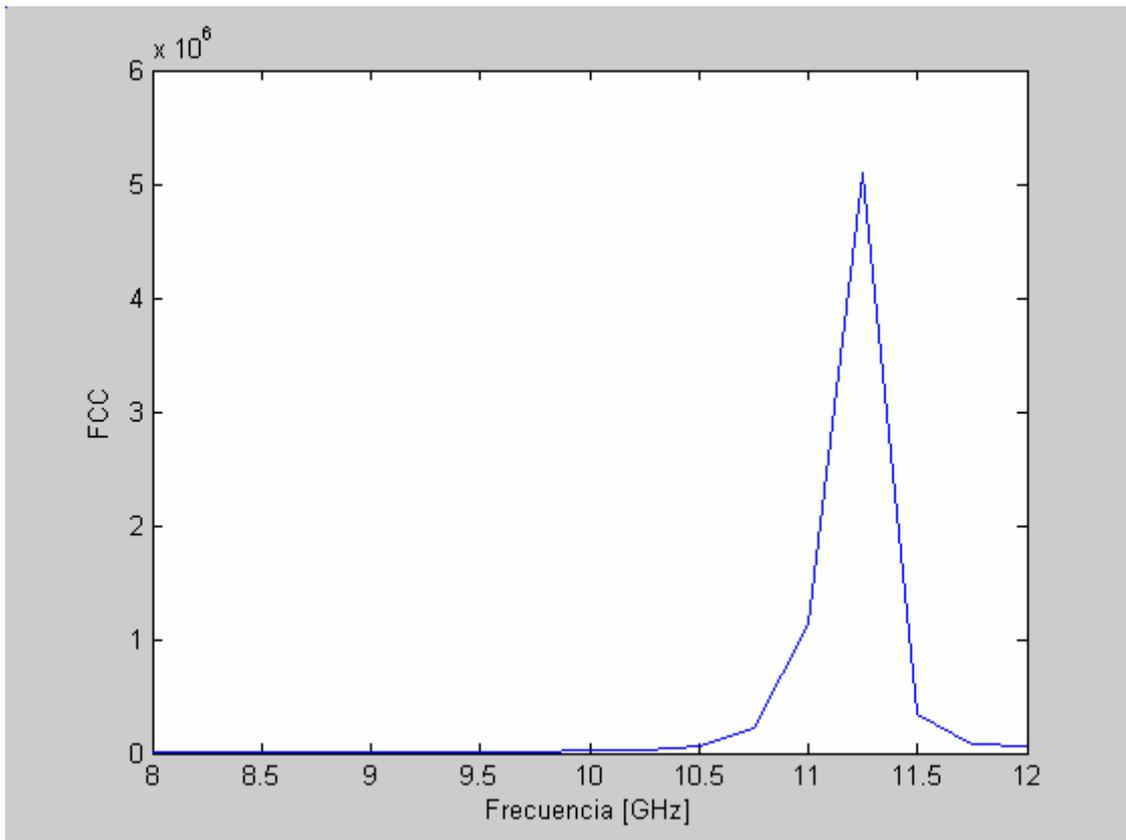
**Figura 4.44**

Los resultados para la banda X (8 a 12 [GHz]) se presentan en la siguiente tabla:

Frecuencia [GHz]	Impedancia $Z_1$ (cerrado), $Z_2$ (abierto)	FCC K	Pérdidas por inserción $L = \frac{4}{\sqrt{K}}$	Pérdidas por inserción $L[dB] = 10\log(1 - \frac{4}{\sqrt{K}})[dB]$
8	$Z_1 = 0.7351 + j31[\Omega]$ $Z_2 = 4.886 + j164.8[\Omega]$	4984.39	0.0567	-0.2535
8.5	$Z_1 = 0.5964 + j33.51[\Omega]$ $Z_2 = 7.007 + j212.4[\Omega]$	7657.77	0.0457	-0.2032
9	$Z_1 = 0.53 + 36.23[\Omega]$ $Z_2 = 10.74 + j297.4[\Omega]$	11983.02	0.0365	-0.1614
9.5	$Z_1 = 0.6638 + j39.03[\Omega]$ $Z_2 = 20.67 - j498.6[\Omega]$	15393.08	0.0322	-0.1421
10	$Z_1 = 0.9165 + j41.73[\Omega]$ $Z_2 = 123.6 - j1634[\Omega]$	22381.1545	0.0267	-0.1175
10.5	$Z_1 = 1.064 + j44.32[\Omega]$ $Z_2 = 23.24 - j1179[\Omega]$	60520.49	0.0163	-0.0714
11	$Z_1 = 0.9855 + j47.04[\Omega]$ $Z_2 = 0.1931 - j417.7[\Omega]$	1134961.7	0.0038	-0.0165
11.5	$Z_1 = 0.8276 + j50.11[\Omega]$ $Z_2 = 0.3152 - j246.2[\Omega]$	336578.156	0.0069	-0.03
12	$Z_1 = 0.8647 + j53.54[\Omega]$ $Z_2 = 0.9996 - j169.7[\Omega]$	57657.04	0.0167	-0.0731

**Tabla 4.8** Resultados de la simulación con precisión de 30 líneas por longitud de onda ( $\tan \delta = \mathbf{0.00021}$ )

Para estas simulaciones se muestra la siguiente gráfica, de FCC vs. Frecuencia



**Figura 4.45** Gráfica de resultados de la simulación con precisión de 30 líneas por longitud de onda ( $\tan \delta = 0.00021$ )

Ahora consideremos los siguientes valores característicos de un diodo p-i-n, resistencia en circuito cerrado  $R_1 = 3 \text{ } [\Omega]$  y  $R_2 = 10 \text{ } [k\Omega]$  la resistencia en circuito abierto. Utilizando la ecuación (4.4), recordando:

$$K = \frac{R_2}{R_1} \dots (4.4)$$

Entonces calculamos el factor de calidad de conmutación para este dispositivo:

$$K = \frac{R_2}{R_1} = \frac{10k\Omega}{3\Omega} = 3333.33$$

Calculando las pérdidas por inserción a partir de la ecuación (4.6):

$$L = \frac{4}{\sqrt{K}} = \frac{4}{\sqrt{3333.33}} = 0.0692$$

$$L[dB] = 10 \log(1 - 0.0692) = -0.3118[dB]$$

Se ha presentado el diseño del interruptor para la Banda X, los resultados de las simulaciones, tanto del Voltaje de Actuación del interruptor como los valores de impedancias en el intervalo de frecuencias de 8 a 12 [GHz]. A partir de los valores de impedancias podemos obtener un parámetro importante del interruptor que es el Factor de Calidad de Conmutación y del cual podemos calcular las pérdidas por inserción. Por último se presentó el cálculo del FCC del diodo p-i-n, además de las pérdidas por inserción del mismo.

#### 4.4 Conclusiones

Los resultados obtenidos en CoventorWare permiten decir que el interruptor diseñado requiere un voltaje de actuación relativamente bajo y que dependiendo de la aplicación, este resultado permitirá considerarlo adecuado o no. El resultado obtenido de la primera simulación de 5.25 [V], es un buen resultado pero implicaría la destrucción del dispositivo cada vez que se aplique esa diferencia de potencial. Por esa razón se desechó la posibilidad de polarizarlo de esa manera, se realizó una segunda simulación aplicando la diferencia de potencial en otros puntos, lo que resultó en un incremento del voltaje de actuación, este fue de 17.6 [V]. Dependiendo de la aplicación en la que utilicemos este dispositivo será un voltaje adecuado, definitivamente para aplicaciones portátiles y compactas será complicado que sea considerado debido a que se necesitaría una fuente de voltaje voluminosa para suministrar dicha diferencia de potencial, pero en alguna aplicación fija sería posible implementarlo.

A partir de los resultados del simulador electromagnético podemos decir que el conmutador tiene un comportamiento adecuado en la banda de frecuencias en la que se pretende utilizar. Se observa que el desempeño es bueno tanto en la frecuencia de resonancia como valores cercanos a esta. Considerando los cálculos realizados para el cálculo del FCC para el diseño del conmutador basado en MEMS que en promedio fue de 6600 en donde la tangente de pérdidas del sustrato es  $\tan \delta = 0.0021$  y la precisión es de 10 líneas por longitud de onda, entonces considerando los cálculos del FCC del diodo p-i-n que fue aproximadamente de 3300 se observa una gran diferencia entre ambos dispositivos.

A partir de este Factor de Calidad de Conmutación del diodo p-i-n se calcularon las pérdidas por inserción del mismo que son de -0.31 [dB] y por ejemplo para el caso del conmutador MEMS, la simulación en donde la tangente de pérdidas del sustrato es  $\tan \delta = 0.0021$  y la precisión es de 10 líneas por longitud de onda, a 10 [GHz] las pérdidas por inserción son de -0.24 [dB] y el FCC es de 5400. Cuando la precisión se aumenta a 30 líneas por longitud de onda el FCC del conmutador MEMS en promedio es de 24000 y las pérdidas por inserción a 10 [GHz] son de -0.11 [dB]. Por lo que se observa que las pérdidas por inserción son menores en el conmutador MEMS que en un diodo p-i-n y además el FCC del conmutador MEMS es mayor en ambos casos.

También se simuló el caso en el que la tangente de pérdidas del sustrato es menor;  $\tan \delta = 0.00021$ . Por ejemplo con precisión de 10 líneas por longitud de onda el FCC en promedio es de 6600 y las pérdidas por inserción a 10 [GHz] son -0.22 [dB] y aumentando la precisión a 30 líneas por longitud de onda el FCC es de 22300 y las pérdidas son de -0.12 [dB]. Para los cálculos realizados de FCC en todos los casos siempre fue mayor el del conmutador MEMS en comparación con el diodo p-i-n, por lo que se obtienen menores pérdidas por inserción con el conmutador MEMS.

Dado que los resultados simulados comprueban las ventajas de los MEMS sobre otros dispositivos utilizados; específicamente diodos p-i-n, tales como las pérdidas por inserción y poco consumo de potencia de DC, es posible el empleo de este interruptor en la aplicación mencionada en el desarrollo de este trabajo.

## 5. Conclusión General

Al utilizar dispositivos MEMS en aplicaciones de comunicaciones; específicamente como dispositivos conmutables, presentan ventajas importantes en comparación con los dispositivos de estado sólido.

Los conmutadores MEMS:

- Consumen una potencia de DC muy pequeña a diferencia de los dispositivos de estado sólido.
- Presentan alto aislamiento en estado abierto y en estado cerrado presentan muy bajas pérdidas por inserción.
- Son dispositivos muy lineales por lo que no generan altos productos de intermodulación.

Los desplazadores de fase basados en MEMS presentan buen funcionamiento en general, ya que los conmutadores MEMS tienen bajas pérdidas por inserción y alto aislamiento. Pero los desplazadores de fase basados en líneas microcinta y guías de onda coplanares presentan grandes pérdidas debidas principalmente a éstas. Por lo que es importante realizar diseños de desplazadores de fase que no estén basados en este tipo de líneas.

El diseño del desplazador de fase presentado en [22] sirvió como base; dado que este desplazador presenta un buen desempeño y no está basado en líneas microcinta o guías coplanares. Este diseño utiliza diodos p-i-n como dispositivos conmutables, las ventajas de los MEMS mencionadas permiten plantear el uso de éstos para el diseño y la sustitución de los diodos.

Se realizó el diseño de un conmutador MEMS resonante implementado en una línea ranurada, los resultados de la primera simulación del diseño en CoventorWare, mostraron un voltaje de actuación de 5.25 [V], pero debido a la forma de polarización del dispositivo, el resultado de una posible implementación física provocaría un corto circuito y la destrucción del cantilever. Por esa razón se propuso una forma diferente de aplicar la diferencia de potencial, a partir de esta segunda simulación se obtuvo un voltaje de 17.6 [V]. Como se ha mencionado en el último capítulo el conmutador puede ser implementado en alguna aplicación fija.

Finalmente se realizaron otras simulaciones en las que se obtuvieron resultados que permitieron el cálculo de las pérdidas por inserción del dispositivo. Primero se calculó el FCC a partir de los resultados de las simulaciones y posteriormente se calcularon las pérdidas por inserción. Cuando la tangente de pérdidas era de 0.0021 y la precisión de la simulación de 10 líneas por longitud de onda, en promedio el FCC fue de 5400 y las pérdidas de -0.24 [dB]. Aumentando la precisión a 30 líneas por longitud de la simulación, el FCC fue en promedio de 24000 y las pérdidas son de -0.11 [dB].

Dichos resultados confirman que los dispositivos MEMS tienen un FCC mayor que el calculado para el diodo p-i-n, recordemos que para este dispositivo dicho factor de calidad de conmutación fue de 3300 y también los MEMS presentan menores pérdidas por inserción que los diodos p-i-n, recordemos que en promedio las pérdidas por inserción del diodo p-i-n son de -0.3 a -1.2 [dB].

A partir de los resultados de las simulaciones al modificar el valor de la tangente de pérdidas del sustrato a 0.00021 se obtuvieron los cálculos del FCC y pérdidas por inserción siguientes.

Por ejemplo para cuando la precisión fue de 10 líneas por longitud de onda el FCC fue de 6600 y las pérdidas en promedio fueron de -0.22 [dB] y para una precisión de 30 líneas por longitud de onda el FCC fue de 22300 y las pérdidas fueron de -0.12 [dB].

El resultado de las pérdidas por inserción es menor en el conmutador MEMS a diferencia del diodo p-i-n y el FCC del conmutador MEMS es mayor que el del diodo p-i-n por lo que estos resultados permiten concluir que el conmutador MEMS resonante presenta características simuladas adecuadas para la banda X, y además permiten plantear la fabricación del dispositivo debido a ventajas y demás resultados presentados a lo largo de este trabajo.

---

## Referencias

- [1] Parker Don, Zimmermann David “Phased Arrays-Part I: Theory and Architectures,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 50, no. 3, pp. 678-687, March 2002.
- [2] L.E. Larson, R.H. Hackett, M.A. Melendes, and R.F. Lohr, Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology- a new tuning approach for microwave integrated circuits, in *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest*, Boston, MA, June 1991, pp. 27-30.
- [3] G. Rebeiz, *RF MEMS, Theory, Design, and Technology*, Wiley Interscience, New Jersey 2003
- [4] <http://www.mems-exchange.org/MEMS/processes/>
- [5] Elliot R. Brown “RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 46, no. 11, Nov. 1998
- [6] G.M. Rebeiz and J.B. Muldavin, “RF MEMS switches and switch circuits,” *IEEE Microwave*, vol. 2, pp. 59-71, Dec. 2001.
- [7] G. M. Rebeiz, G.-L. Tan, and J. S. Hayden, “RF-MEMS phase shifters: Design and applications,” *IEEE Microwave Mag.*, vol. 3, pp. 72–81, June 2002.
- [8] J. J. Yao and M. F. Chang, “A surface micromachined miniature switch for telecommunications with signal frequencies from dc to 4 GHz,” in *8th Int. Conf. Solid-State Sens. Actuators* Stockholm, Sweden, June 25, 1995, pp. 384–387.
- [9] C. Goldsmith, J. Randall, S. Eshelman, T. H. Lin, D. Denniston, S. Chen, and B. Norvell, “Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies,” in *IEEE MTT-S Symp. Dig.*, San Francisco, CA, June 18–20, 1996, pp. 1141–1144.
- [10] J.F. DeNatale, personal communications: DARPA reports, Rockwell Scientific, Washington, DC, Summer 2002.
- [11] A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Ehmke, and C.L. Goldsmith, “X-Band RF MEMS phase shifters for phased array applications,” *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 9, pp. 517-519, Dec. 1999.
- [12] J.S. Hayden and G.M. Rebeiz, “A low-loss Ka-band distributed MEMS 2-bit phase shifter using metal-air-metal capacitors,” presented at the 2002 IEEE Int. Microwave Symp., Seattle, WA.
- [13] M. Kim, J.B. Hacker, R.E. Mihailovich, and J.F. DeNatale, “A DC-to-40 GHz four-bit RF MEMS true-time delay network,” *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 11, pp. 56-58, Feb. 2001.

- 
- [14] G.L. Tan, R.E. Mihailovich, J.B. Hacker, J.F. DeNatale, and G.M. Rebeiz, "A very-low-loss 2-bit X-band RF MEMS phase shifter," presented at the 2002 IEEE Int. Microwave Symp., Seattle, WA.
- [15] B. Pillans, S. Eshelman, A. Malczewski, J. Ehmke, and C. Goldsmith, "Ka-band RF MEMS phase shifters," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 9, pp. 520-522, Dec. 1999.
- [16] J.S. Hayden, A. Malczewski, J. Kleber, C.L. Goldsmith, and G.M. Rebeiz, "2 and 4-bit DC-18 GHz microstrip MEMS distributed phase shifters," in *2001 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, May 2001, pp. 219-222.
- [17] Y. Liu, A. Borgioli, A.S. Nagra, and R.A. York, "K-band 3-bit low-loss distributed MEMS phase shifter," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 10, pp. 415-417, Oct. 2000.
- [18] H.-T. Kim, J.-H. Park, Y.-K. Park, and Y. Kwon, "V-band low-loss and low-voltage distributed MEMS digital phase shifter using metal-air metal capacitors," presented at the 2002 IEEE Int. Microwave Symp., Seattle, WA.
- [19] N.S. Barker and G.M. Rebeiz, "Optimization of distributed MEMS transmission-line phase shifters—U-band and W-band designs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, pp. 1957-1966, Nov. 2000.
- [20] A. Martynyuk, N. Martynyuk, S. Khotiaintsev, V. Vountesmeri, "Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 45, no. 6, pp. 911-917, June 1997.
- [21] A. Martynyuk and Y. Sidoruk "Low-Loss Phase Shifters for Ka Band Phased Array", *Proceedings of 2000 IEEE Int. Conf. on Phased Array Systems*, pp. 53-56, May 2000.
- [22] [http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/ro4000ds\\_4.pdf](http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/ro4000ds_4.pdf)
- [23] <http://www.dow.com/cyclotene/>
- [24] Vendik, Irina B., Vendik, Orest G., Kollberg, Erik L., "Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, pp. 802-808, May 2000.
- [25] Kizha G. S., Vendik I. B., and Ye. A. Serebryakova, "Microwave Phase Shifters and Switches: Features of Integrated Realization with p-i-n Diodes [in Russian], radio iSvyaz, Moscow, 1984