



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA

“DESARROLLO DE UN INTERRUPTOR MEMS
PARA LA BANDA Ka UTILIZANDO
TECNOLOGÍA FLEXIBLE DE CIRCUITO IMPRESO”

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

ELÉCTRICA - TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A:

Domingo Teodoro Mendoza Rosales

TUTOR:

Dr. Jorge Rodríguez Cuevas



CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D. F., AGOSTO 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.

JURADO ASIGNADO:

Presidente:	Dr. Oleksandr Martynyuk
Secretario:	Dr. en Ing. Pablo Roberto Pérez Alcázar
Vocal:	Dr. Jorge Rodríguez Cuevas
1er. Suplente:	M. C. Santiago Jesús Pérez Ruiz
2do. Suplente:	Dr. Juan Arnaldo Hernández Cordero

Lugar donde se realizó la tesis:

CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D. F.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Jorge Rodríguez Cuevas

DEDICATORIAS

A mis abuelitos y mi familia, por el cariño y amor que siempre me profesan. . .

A mi madre y mis hermanos, por su amor y apoyo incondicionales. . .

A Elizabeth, por alumbrar mi vida y hacer latir mi corazón. . .

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mi madre y a mis hermanos por que sin ellos no hubiera logrado nada.

A mi doctora por hacerme sentir lo hermoso de la vida, por mostrarme la calidez de su amor, por hacerme cómplice de sus ilusiones y sueños. Gracias por rescatarme del abismo en el que estaba *comfortably numb*. Je t'aimeraí toute la vie mon amour.

Mi más sincero agradecimiento para el Dr. Jorge Rodríguez Cuevas y para el Dr. Olexsandr Martynjuk por sus valiosas y excepcionales enseñanzas, sus atinados consejos, sus oportunas sugerencias, sus acertadas correcciones y su invaluable apoyo que tuvieron para conmigo. Sin su orientación y guía no hubiera sido posible la realización de esta tesis.

Desco agradecer de manera especial a la Universidad Nacional Autónoma de México por haberme abierto de nueva cuenta sus aulas, bibliotecas y laboratorios; por permitirme seguir siendo parte de la comunidad universitaria; por dejarme asistir a sus conferencias, seminarios, talleres, teatros, cine; por hacerme participe de un sentimiento tan extraordinario que me envuelve al sentirme parte de esta sin par universidad. Siempre estaré comprometido y en deuda.

Hago un particular agradecimiento a mis profesores del posgrado por sus enseñanzas, las cuales me permitieron acceder a algo más importante que los conocimientos.

También desco agradecer a mis sinodales por dedicar parte de su tiempo para revisar esta tesis, y por sus invaluable observaciones a fin de mejorarlo y enriquecerlo.

A todas aquellas personas que han colaborado en mi formación profesional pero sobre todo a aquellas que han contribuido a formar mi persona; ya sea al proporcionarme información; ya al sugerirme alguna lectura; o bien al compartir conmigo sus ideas y pensamientos. Para todos ellos mi más profundo agradecimiento disculpándome por no mencionarlos de manera particular, esperando asimismo que al omitirlos se sientan incluidos.

Índice

	Pág.
Introducción.....	1
Objetivo.....	2
1. Capítulo I. Aspectos Generales de los Interruptores RF MEMS.....	4
1.1. Definición de Interruptor RF MEMS.....	4
1.2. Parámetros más Importantes de los Interruptores RF MEMS.....	5
1.2.1. Voltaje de Actuación.....	5
1.2.2. Tiempo de Conmutación.....	5
1.2.3. Frecuencia de Resonancia.....	5
1.2.4. Aislamiento.....	5
1.2.5. Pérdidas de Inserción.....	5
1.2.6. Factor de Calidad de Conmutación.....	5
1.3. Configuración Eléctrica de los Interruptores RF MEMS.....	6
1.3.1. Paralelo.....	6
1.3.2. Serie.....	6
1.4. Actuación Electrostática.....	7
1.5. Comparación de los Interruptores MEMS e Interruptores a Diodos PIN y a FET's.....	8
1.6. Conclusiones.....	10
2. Capítulo II. Estado del Arte de los Interruptores RF MEMS.....	13

2.1. Interruptor Capacitivo, Paralelo, de las Universidades Auburn-Colorado.....	13
2.2. Interruptor Serie, Capacitivo, de la Universidad de California Irvine.....	15
2.3. Interruptor Paralelo, Metal-Metal, de la Universidad de Illinois en Urbana-Champaign (UIUC).....	16
2.4. Interruptor Capacitivo, Paralelo, sobre Sustrato de GaAs.....	18
2.5. Interruptor Paralelo, Óhmico CEA-LETI.....	19
2.6. Interruptor Cantilever, Capacitivo y Sintonizado del Instituto Tecnológico de Georgia - nGimat.....	21
2.7. Interruptor Tipo Pull-Up Desarrollado por MINT, Universidad Dongguk.....	23
2.8. Conclusiones.....	25
3. Capítulo III. Análisis Electromecánico del Interruptor.....	28
3.1. Especificaciones de Diseño.....	28
3.2. Diseño Mecánico.....	34
3.2.1. Constante de Rigidez.....	34
3.2.2. Voltaje de Actuación.....	39
3.3. Simulación Mecánica.....	43
3.4. Diseño Dinámico.....	48
3.4.1. Tiempo de Conmutación.....	48
3.5. Simulación Dinámica.....	50
3.6. Conclusiones.....	51
4. Capítulo IV. Análisis Electrodinámico del Interruptor.....	54
4.1. Factor de Calidad de Conmutación.....	54

4.2. Modelo Eléctrico del Interruptor.....	59
4.3. Simulación Electrodinámica.....	62
4.4. Conclusiones.....	74
5. Capítulo V. Proceso de Fabricación Flexible de Circuito Impreso.....	77
5.1. Tecnologías Empleadas en la Fabricación de MEMS.....	77
5.2. Materiales Empleados.....	80
5.2.1. Rogers RO4003C.....	80
5.2.2. CYCLOTENE XU35133.....	81
5.2.3. Fotorresina AZ 9245.....	82
5.2.4. Cobre.....	82
5.2.5. Aluminio.....	83
5.3. Descripción del Proceso de Fabricación Flexible de Circuito Impreso.....	84
5.3.1 Características.....	84
5.3.2. Flujo del Proceso.....	86
5.4. Conclusiones.....	90
6. Capítulo VI. Interruptor RF MEMS para la Banda Ka.....	96
6.1. Descripción Física del Interruptor RF MEMS para la Banda Ka.....	96
6.2. Resultados del Análisis Electromecánico.....	98
6.3. Resultados del Análisis Electrodinámico.....	100
Conclusiones Generales.....	106
Bibliografía.....	109

Introducción

Los Sistemas MicroElectroMecánicos (por sus siglas en ingles MEMS) son dispositivos de escala microscópica usados para procesar señales en circuitos de radio frecuencia (RF), aunque también están siendo aplicados en otras áreas como por ejemplo en la medicina, instrumentación y control. Muchos de estos dispositivos tienen partes móviles como engranes, vigas voladizas, diafragmas, etc. Estas partes móviles son activadas por fuerzas eléctricas o miden una fuerza externa generando una señal eléctrica correspondiente. Se utilizan para mover pequeños espejos en conmutadores ópticos, para medir aceleraciones con indicadores de tensión miniaturizados, para bombear fluidos a través de canales microscópicos e innumerables aplicaciones más.

La mayoría de los dispositivos MEMS para telecomunicaciones usan silicio como material principal gracias a los grandes avances tecnológicos en el procesamiento del mismo durante las últimas décadas. En concreto, se suele utilizar silicio y polisilicio que han sido ampliamente utilizados debido a que poseen propiedades mecánicas que facilitan la fabricación de componentes y dispositivos mecánicos de alta precisión miniaturizados. El extraordinario desarrollo de los MEMS ocurrió cuando la gente comprendió las ventajas de aplicar la tecnología de los Circuitos Integrados (silicio, litografía y ataque químico) al proceso de fabricación de los MEMS. Esto amplió la fabricación de circuitos integrados a estructuras micromecánicas. La característica más notable de estas técnicas (modificaciones a la tecnología CI básicamente plana) es la habilidad de realizar estructuras tridimensionales, las cuales son esenciales en la fabricación de dispositivos mecánicos complejos.

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

Sin embargo, el silicio tiene también sus limitaciones. La más importante tiene relación con su desempeño a frecuencias de microondas (> 1 GHz). Por eso la necesidad de buscar nuevos materiales. La industria de los MEMS ha utilizado como alternativa, entre otras muchas, el arseniuro de galio (GaAs), el vidrio, los polímeros, etc.

Existen muchos tipos de dispositivos MEMS entre los cuales podemos contar capacitores, inductores, desplazadores de fase, interruptores ópticos, microespejos, etc. De todos los dispositivos MEMS, el interruptor (conocido en ingles como RF MEMS Switch) es quizás el dispositivo más extensamente estudiado. Los interruptores son dispositivos simples pero indispensables en muchos sistemas de telecomunicaciones tales como desplazadores de fase, redes de conmutación, antenas reconfigurables y filtros sintonizables entre otras muchas aplicaciones. Una definición fundamental para este componente sería la siguiente: un interruptor es un dispositivo para establecer o interrumpir un circuito eléctrico.

Objetivo

El objetivo de esta tesis es diseñar, analizar, simular y fabricar un interruptor MEMS en la banda Ka utilizando un proceso de fabricación flexible de circuito impreso.

Estructura General de la Tesis

La presente tesis está estructurada de la siguiente manera:

- El primer capítulo está dedicado a exponer las características y fundamentos principales de los interruptores MEMS para radiofrecuencia y microondas. Se definen parámetros como aislamiento, pérdidas de inserción y voltaje de actuación, entre otros.
- El segundo capítulo presenta el estado del arte de los interruptores MEMS para radiofrecuencia y microondas.
- En el tercer capítulo se desarrolla el diseño electromecánico del interruptor propuesto y se analiza por medio de software especializado en MEMS.
- El cuarto capítulo muestra el análisis electrodinámico del interruptor a través del llamado Factor de Calidad de Conmutación (CQF), así como el análisis y la simulación hecha por medio de software especializado en radiofrecuencia y microondas.
- En el quinto capítulo se dan los detalles del proceso de fabricación flexible de circuito impreso empleado para la fabricación del interruptor. Se trata de una descripción de los métodos, tecnologías y materiales empleados en la fabricación del interruptor.
- El capítulo VI expone los resultados obtenidos al aplicar los métodos de análisis y simulación empleados en los capítulos III y IV para el interruptor diseñado para la banda Ka.



Sólo el que ha experimentado el colmo del infortunio puede sentir la felicidad suprema. Es preciso haber querido morir, amigo mío, para saber cuán buena y hermosa es la vida.

*Vivid, pues, y sed dichosos, hijos queridos de mi corazón, y no olvidéis nunca que hasta el día en que Dios se digne descifrar el porvenir al hombre, toda la sabiduría humana estará resumida en dos palabras:
¡Confiar y esperar!*

Vuestro amigo,

Edmundo Dantés, Conde de Montecristo.

El Conde de Montecristo, Alejandro Dumas

Capítulo I. Aspectos Generales de los Interruptores RF MEMS

1.1. Definición de Interruptor RF MEMS

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

La tecnología MEMS tiene el potencial para reemplazar muchos dispositivos de radiofrecuencia (RF), tales como inductores, capacitores, desplazadores de fase, dispositivos SAW (Surface Acoustic Wave) e interruptores entre otros muchos componentes, que son utilizados en los sistemas satelitales y de comunicaciones de la actualidad. En muchos casos, los dispositivos RF MEMS podrían no solo reducir sustancialmente el tamaño, peso, consumo de potencia y cantidad de componentes, sino también prometen tener un desempeño superior en comparación con las tecnologías existentes [1].

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

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

Hay varios parámetros muy importantes que poseen los interruptores RF MEMS, tales como [2]:

- Voltaje de actuación
- Tiempo de conmutación
- Frecuencia de resonancia
- Aislamiento
- Pérdidas de inserción
- Factor de Calidad de Conmutación

1.2. Parámetros más Importantes de los Interruptores RF MEMS

1.2.1. Voltaje de Actuación

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

1.2.2. Tiempo de Conmutación

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

1.2.3. Frecuencia de Resonancia

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

1.2.4. Aislamiento

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

1.2.5. Pérdidas de Inserción

Las pérdidas de inserción de un interruptor miden su eficiencia para transmitir una señal de RF. Se especifica sólo cuando su estado es de encendido. También se precisa por medio del coeficiente S_{21} , igualmente en decibeles. Un interruptor ideal tiene pérdidas de inserción igual a cero, es decir, que entre sus puertos de entrada y salida hay un acoplamiento perfecto, y por lo tanto hay transmisión entre ellos. En consecuencia, uno de los objetivos principales es minimizar este parámetro.

1.2.6. Factor de Calidad de Conmutación

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

1.3. Configuración Eléctrica de los Interruptores RF MEMS

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

1.3.1. Paralelo

En la configuración en paralelo, figura 1.1., el interruptor RF MEMS es colocado entre la línea de transmisión y tierra. Dependiendo del voltaje aplicado, el interruptor deja "pasar" la señal de RF a través de la línea de transmisión o la bloquea mandándola a tierra. Esta configuración es más utilizada en frecuencias que van desde 5 GHz hasta 100 GHz.

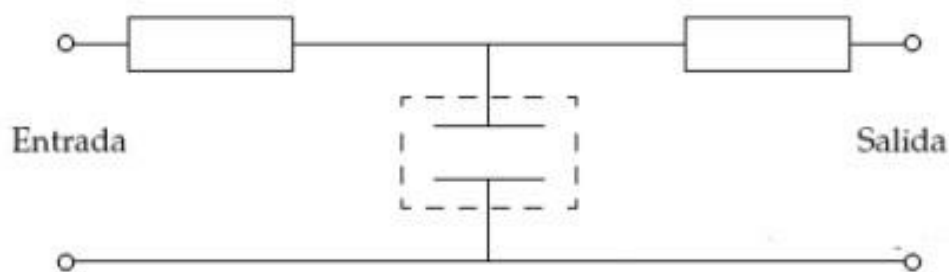


Figura 1.1. Interruptor en Paralelo. Por lo general, se modela como un capacitor.

1.3.2. Serie

El interruptor en serie, figura 1.2., resulta en un circuito abierto en la línea de transmisión cuando no se aplica voltaje (no hay transmisión de la señal de RF), y resulta en un cortocircuito en la línea de transmisión cuando se aplica el voltaje de actuación y por lo tanto la señal de RF es transmitida. Esta configuración es ampliamente utilizada para aplicaciones entre 0.1 y 40 GHz.

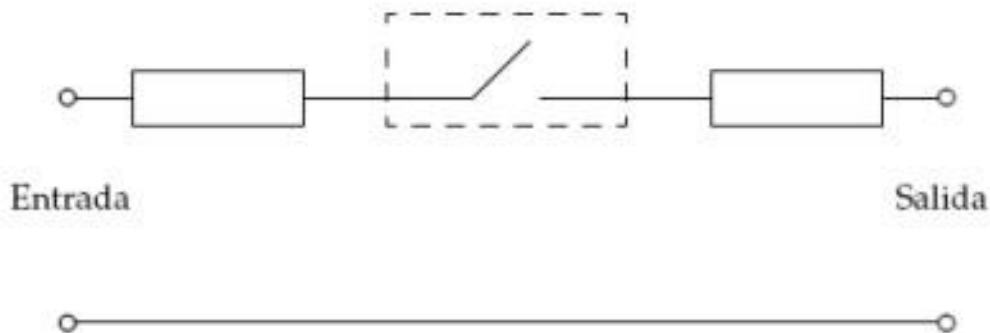


Figura 1.2. Interruptor en Serie

1.4. Actuación Electroestática

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

- Electroestática
- Magnetostática
- Piezoeléctrica
- Térmica

La técnica de actuación más comúnmente usada, y la más estudiada, es la electroestática debido a que tiene un tiempo de conmutación más rápido que las demás y a que tiene bajo consumo de potencia. El tiempo de conmutación de los interruptores RF MEMS electroestáticos es de alrededor de 2 - 40 μs , el de los interruptores térmicos/magnetostáticos es de aproximadamente 200 - 3000 μs . Por otro lado, la actuación electroestática requiere de un voltaje elevado, 30 - 100 V, sin embargo no consumen corriente por tanto el consumo de potencia es virtualmente nulo. Por su parte, los interruptores actuados térmicamente/magnetostáticamente requieren una corriente elevada, 10 - 100 mA, para lograr actuar [3].

Hasta la fecha, sólo los interruptores electroestáticos han sido probados en el rango de 0.1 - 100 GHz con alta confiabilidad (100 millones - 10 mil millones de ciclos) [4].

1.5. Comparación de los Interruptores MEMS e Interruptores a Diodos PIN y a FET's

Comparados con los interruptores basados en diodos PIN y en transistores de efecto de campo (FET), los interruptores RF MEMS tienen varias ventajas, entre las más importantes se encuentran las siguientes [3]:

- **Muy bajo consumo de potencia:** la actuación electrostática requiere de 30 - 100 V pero no consume corriente, lo cual indica un consumo de energía despreciable (10-100 nJ por ciclo de conmutación).
- **Muy alto aislamiento:** los interruptores serie RF MEMS tienen muy baja capacitancia en el estado apagado (típicamente 2 - 4 fF) lo cual resulta en un aislamiento excelente (> -30 dB) entre 0.1 - 60 GHz. Por su parte, los interruptores paralelo RF MEMS tienen una razón de capacitancias alta (60 - 160) proporcionando muy alto aislamiento (> -20 dB) a 8 - 100 GHz.
- **Muy bajas pérdidas de inserción:** los interruptores tipo serie y tipo capacitivo presentan pérdidas de inserción muy bajas (< 0.1 dB) hasta 100 GHz.
- **Linealidad y productos de intermodulación:** los interruptores MEMS son dispositivos extremadamente lineales, por tanto tienen muy bajos productos de intermodulación. Su desempeño es 30 - 50 dB mejor que los interruptores a diodos PIN o FET.
- **Bajo costo:** los interruptores RF MEMS son fabricados utilizando técnicas de micromaquinado de superficie y pueden ser construidos sobre sustratos de cuarzo, pirex, LTCC (cerámicos), silicio de alta resistividad y alto grado mecánico o GaAs.

Sin embargo, también presentan algunas desventajas tales como [3]:

- **Bajo tiempo de conmutación:** el tiempo de conmutación de la mayoría de los interruptores RF MEMS es del orden de microsegundos.
- **Alto voltaje de actuación:** los interruptores RF MEMS electrostáticos requieren un alto voltaje para que puedan actuar (> 30 V).
- **Manejo de potencia:** la mayoría de los interruptores RF MEMS no pueden manejar más que algunas centenas de mW (200 - 500).
- **Confiabilidad:** la confiabilidad de los interruptores RF MEMS más maduros es de 0.1 - 40 mil millones de ciclos. Sin embargo, muchos sistemas requieren interruptores con 20 - 200 mil millones de ciclos.
- **Empaquetamiento:** los interruptores RF MEMS (y en general los dispositivos MEMS) necesitan ser protegidos en atmósferas inertes (nitrógeno, argón, etc.) y con muy baja humedad, lo cual da como resultado empaquetamientos herméticos o casi herméticos. Los costos por empaquetamiento son relativamente altos y las técnicas de empaquetado en sí mismas pueden afectar adversamente la confiabilidad de los interruptores RF MEMS.

La tabla 1.1., resume las ventajas y desventajas de los interruptores RF MEMS electrostáticos, el diodo PIN y los interruptores FET.

Tabla 1.1. Comparación entre Interruptores MEMS, Diodo PIN y FET [5]

<i>Parámetro</i>	<i>Interruptor MEMS</i>	<i>Diodo PIN</i>	<i>FET</i>
Voltaje de actuación [V]	20 - 100	3 - 5	3 - 5
Corriente [mA]	0	3 - 20	0
Consumo de potencia [mW]	0.05 - 0.1	5 - 100	0.05 - 0.1
Tiempo de conmutación	1 - 300 μ s	1 - 100 ns	1 - 100 ns
C_{up} (serie) [fF]	1 - 6	18 - 80	70 - 140
R_s (serie) [Ω]	0.5 - 2	2 - 4	4 - 6
Aislamiento [1 - 10 GHz]	> 40 dB	> 35 dB	15 - 25 dB
Aislamiento [10 - 40 GHz]	25 - 40 dB	20 - 35 dB	< 20 dB
Pérdidas (1 - 100 GHz) [dB]	0.05 - 0.2	> 2	0.4 - 2.5
Manejo de potencia [W]	<0.5	<10	<5

1.6. Conclusiones

Los interruptores RF MEMS representan una nueva opción tecnológica para construir componentes con bajas pérdidas, bajo consumo de potencia y mejor linealidad en frecuencias de microondas que las tecnologías tradicionales basadas en diodos PIN o FET. Estos dispositivos tienen el potencial para mejorar significativamente el desempeño y el costo de los sistemas de comunicaciones tales como arreglos de antenas, desplazadores de fase, sistemas satelitales, etc.

Combinando su alto desempeño, su tamaño, bajo costo y bajo consumo de potencia, los interruptores RF MEMS permiten a los investigadores y diseñadores, y a la industria de las telecomunicaciones en general, explorar nuevas arquitecturas y configuraciones que no son posibles con las tecnologías tradicionales.

Hay cuatro factores, muy bien identificados, que perjudican a los interruptores RF MEMS:

- **Ambiente circundante.** Cualquier tipo de humedad o gas puede crear películas indeseables en las superficies del interruptor causando un mal contacto. Estos tipos de problemas pueden ser controladas por medio de empaquetamientos cuidadosos y procesos de fabricación limpios.
- **Degradación del contacto.** Ocurre principalmente en interruptores óhmicos (contacto metal-metal) y puede provocar cambios en la resistencia en estado ON del mismo o incluso pegar los contactos. Esta es la principal falla en este tipo de interruptores en la actualidad y requiere el control cuidadoso de los gases con los cuales se empaquetan.
- **Pegajosidad dieléctrica.** Este es el principal problema en los interruptores capacitivos. Un campo eléctrico grande a través del dieléctrico causa que las cargas se metan al interior del mismo donde permanecen mucho tiempo debido al gran tiempo de recombinación. Con el tiempo, estas cargas se acumulan y pueden alcanzar un punto en el cual el voltaje presente en el dieléctrico es suficiente para que el interruptor permanezca en el estado cerrado (down). El interruptor no se libera hasta que haya suficiente tiempo que permita a las cargas recombinarse. En algunos casos pueden ser semanas.

Debido a estos problemas, además de los de la confiabilidad y empaquetamiento, los interruptores RF MEMS no han sido aceptados en la industria comercial a gran escala. No obstante, se están haciendo intensos esfuerzos para resolver estas contrariedades.

Referencias

- [1] B. Pillans, G. Rebeiz y J. B. Lee, "Advances in RF MEMS Technology", *IEEE GaAs Digest*, pp. 70 - 20, 2003.
- [2] V. K. Varadan, K. J. Vinoy y K. A. Jose, E. Kreyszig, *RF MEMS and Their Applications*, 1a edición, John Wiley & Sons, Inglaterra, 2003.
- [3] G. M. Rebeiz, "RF MEMS Switches: Status of the Technology", *The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems*, pp. 1726 - 1729, Boston, Junio 2003.
- [4] H. S. Newman, "RF MEMS Switches and Applications", *IEEE 40th Annual International Reliability Physics Symposium*, pp. 111 - 115, Dallas, 2002.
- [5] G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design and Technology*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.



*Did you see the frightened ones?
Did you hear the falling bombs?
Did you ever wonder why we had to run
for shelter when the promise of a brave new world
unfurled beneath a clear blue sky?*

*Did you see the frightened ones?
Did you hear the falling bombs?
The flames are all gone, but the pain lingers on*

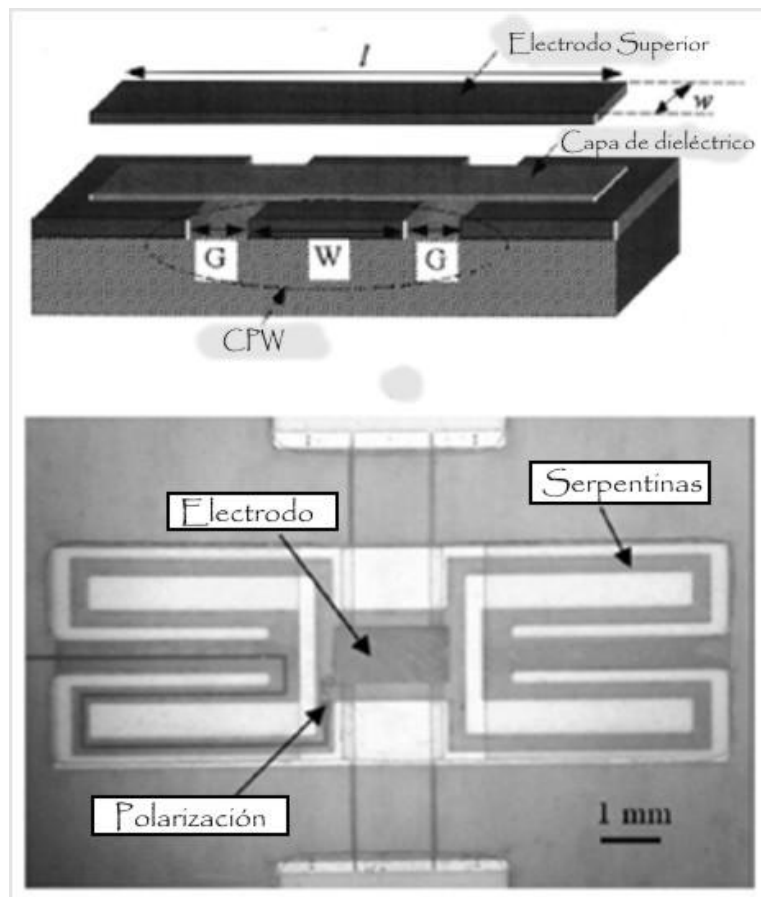
Goodbye Blue Sky, Pink Floyd

Capítulo II. Estado del Arte de los Interruptores RF MEMS

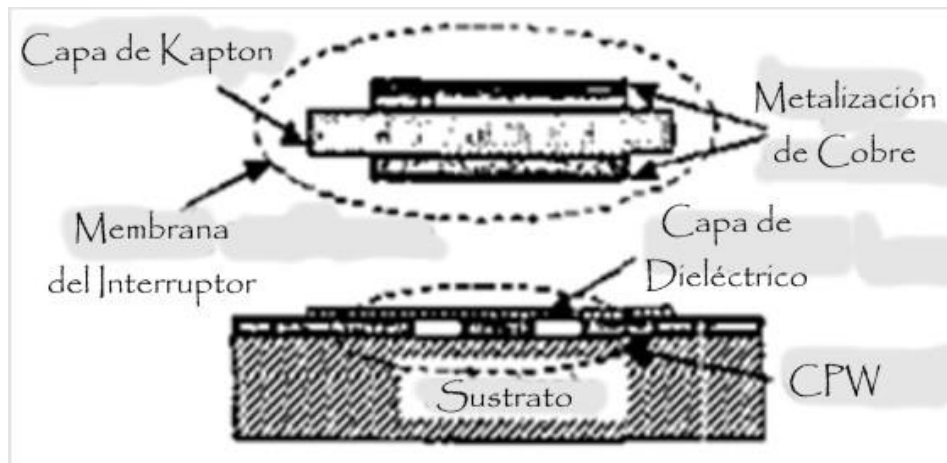
2.1. Interruptor Capacitivo, Paralelo, de las Universidades Auburn-Colorado [1]

Este interruptor, figuras 2.1a y 2.1b, consta de una membrana de película Kapton-E, suspendida sobre una guía de onda coplanar (CPW) usando RT/Duroid 6002 como sustrato. La membrana está anclada a los planos de tierra de la CPW utilizando una capa espaciadora (Polyflon) la cual determina el espaciamiento (gap) del interruptor. Se emplea también una capa fotorresistiva de benzocyclobutene (BCB) como dieléctrico sobre el conductor central de la CPW. Cuando se aplica un voltaje entre el electrodo colocado en la membrana y la línea central de la CPW suficientemente grande para exceder el voltaje de actuación, la membrana se colapsa hacia la línea de la CPW estableciendo el estado cerrado (DOWN) del interruptor y un camino a tierra por medio de unas serpentinas de nicromo resistivo.

La CPW tiene las siguientes dimensiones: $W = 1300 \mu\text{m}$ y $G = 100 \mu\text{m}$. La longitud de la membrana es 2 mm y su ancho es de 1 mm. El gap es de $43 \mu\text{m}$, el espesor del dieléctrico es de $1 \mu\text{m}$. La tabla 2.1., resume los resultados reportados para este interruptor.



a)



b)

Figura 2.1. Interruptor Capacitivo Paralelo Auburn-Colorado

Tabla 2.1. Interruptor Paralelo Auburn-Colorado Tipo Capacitivo

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Longitud Membrana [μm]	2000	Área de actuación [μm^2]	2000 x 1000
Ancho Membrana [μm]	1000	Voltaje de actuación [V]	90 - 100
Gap [μm]	43	Velocidad de conmutación [μs]	N/A
Material Membrana	Kapton E	C_d [pF]	N/A
Espesor Membrana [μm]	3	C_d/C_u	N/A
Dieléctrico [μm]	BCB	Sustrato	Duriod 6002
Aislamiento [dB]	> 15 dB @ 12 - 30 GHz	Pérdidas de inserción [dB]	< 0.3 - 0.4 dB @ 30 GHz

2.2. Interruptor Serie, Capacitivo, de la Universidad de California Irvine [2]

Este interruptor fue desarrollado en dos tipos de líneas de transmisión: guía de onda coplanar (CPW) y línea microcinta (MSL), figura 2.2. Los interruptores fueron fabricados sobre un sustrato de vidrio de 1.2 mm de espesor. La longitud de la línea, L , es 3.5 mm para ambas configuraciones. Para la CPW se tienen las siguientes dimensiones: $W = 500 \mu\text{m}$ y $G = 150 \mu\text{m}$; y para la configuración MSL tiene 1.7 mm de ancho.

El interruptor tiene las mismas dimensiones para ambas líneas. El ancho del electrodo inferior (T_i) es de $200 \mu\text{m}$; una capa de dieléctrico (nitruro de silicio) de $0.2 \mu\text{m}$ es depositado sobre el electrodo inferior; el espesor de la membrana (aluminio u oro) es de $0.5 \mu\text{m}$, su longitud de $400 \mu\text{m}$ y su anchura de $200 \mu\text{m}$.

Cuando no hay una diferencia de potencial entre la línea central de la CPW o de la MSL, el interruptor se encuentra en el estado abierto (UP), la señal de RF no puede seguir la trayectoria; y cuando existe una diferencia de potencial lo suficientemente grande, la membrana se colapsa y el interruptor pasa al estado cerrado (DOWN) permitiendo el paso de la señal de RF. La tabla 2.2., muestra los resultados obtenidos con este interruptor.

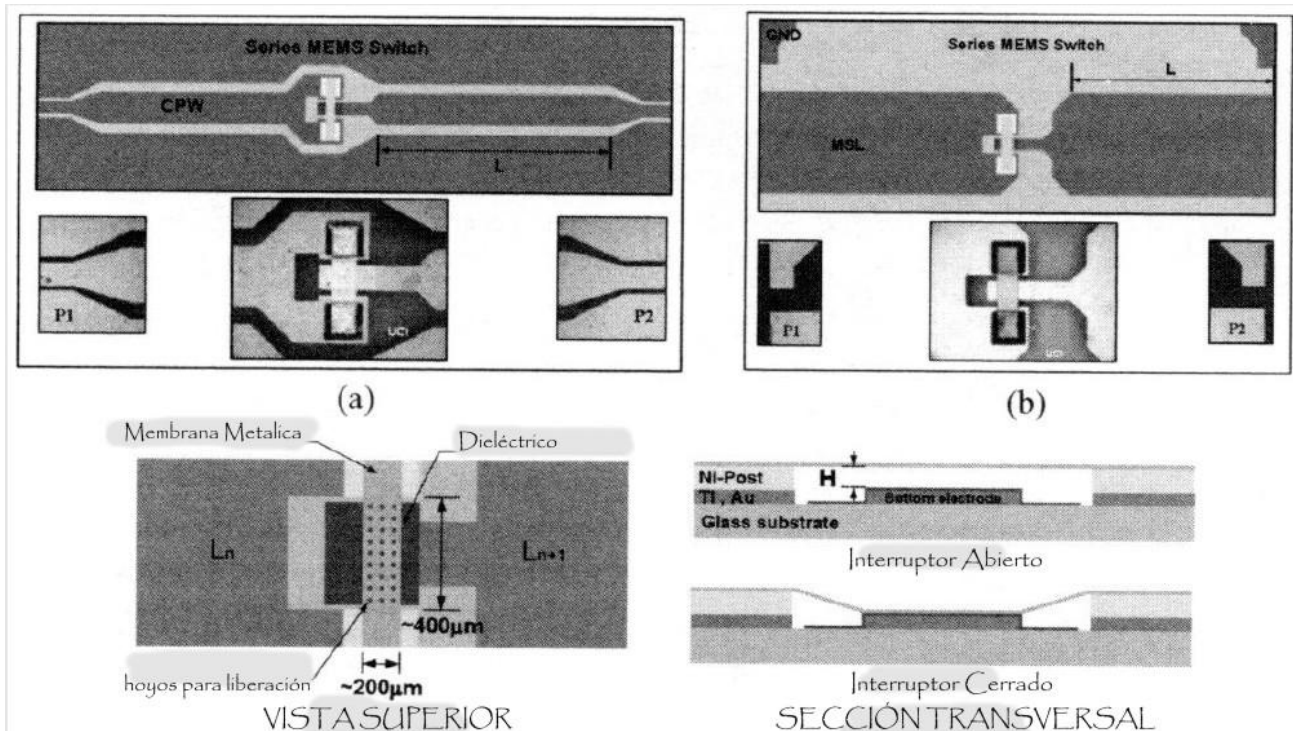


Figura 2.2. Interruptor en Serie Capacitivo. a) Configuración CPW y b) Configuración MSL

Tabla 2.2. Interruptor Serie Capacitivo California Irvine

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Longitud Membrana [μm]	400	Área de actuación [μm^2]	200 x 400
Ancho Membrana [μm]	200	Voltaje de actuación [V]	40
Gap [μm]	5	Velocidad de conmutación [μs]	N/A
Material Membrana	Al - Au	C_d [pF]	7
Espesor Membrana [μm]	0.5	C_d/C_u	140
Dieléctrico [μm]	Nitruro de silicio	Sustrato	Vidrio [1.2 mm]
Aislamiento [dB]	- 30.7 a - 10.5 @ 1-10 GHz [CPW]	Pérdidas de inserción [dB]	- 0.18 a - 0.31 @ 1-10 GHz [CPW]
	- 29.3 a - 9.7 @ 1-10 GHz [MSL]		- 0.07 a - 0.34 @ 1-10 GHz [MSL]

2.3. Interruptor Paralelo, Metal-Metal, de la Universidad de Illinois en Urbana-Champaign (UIUC) [3]

Este interruptor consta de una membrana de oro de 3 μm de espesor suspendida, gracias a cuatro serpentinas, sobre una guía de onda coplanar (CPW) en el estado abierto (UP), figura 2.3. En el estado cerrado (DOWN), la membrana es "jalada" hacia la línea central de la CPW haciendo contacto metal-metal, creando un corto circuito de la señal a tierra. La fuerza electrostática que jala el interruptor es proporcionada por un voltaje dc aplicado en los electrodos de actuación bajo la membrana. Este interruptor está diseñado sobre un sustrato de arseniuro de galio (GaAs). Sus características se resumen en la tabla 2.3.

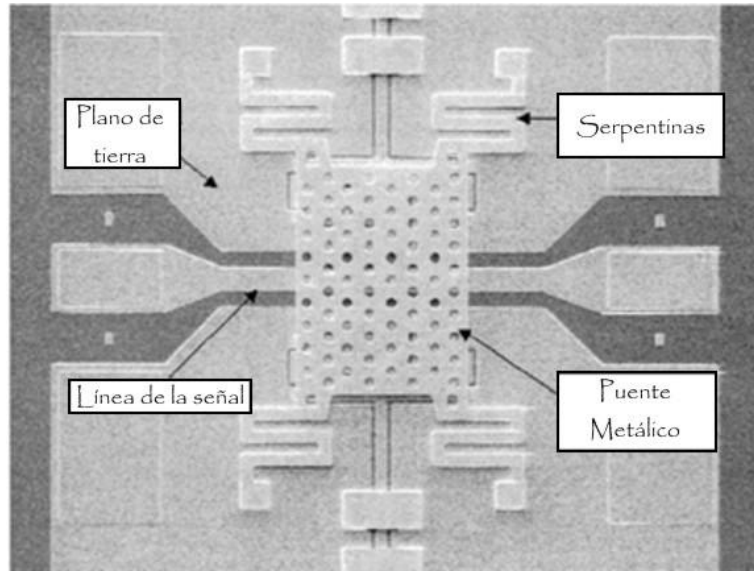


Figura 2.3. Interruptor UIUC con serpentinas para obtener una constante de rigidez baja

Tabla 2.3. Interruptor UIUC Paralelo Capacitivo

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Longitud Membrana [μm]	-	Área de actuación [μm^2]	18000
Ancho Membrana [μm]	-	Voltaje de actuación [V]	15
Gap [μm]	3	Velocidad de conmutación [μs]	> 25
Material Membrana	Au	C_d [pF]	N/A
Espesor Membrana [μm]	N/A	C_d/C_u	N/A
Dieléctrico [μm]	SiNx	Sustrato	GaAs [-]
Aislamiento [dB]	< 20 @ 0 - 40 GHz	Pérdidas de inserción [dB]	> 0.1 @ 0 - 40 GHz

2.4. Interruptor Capacitivo, Paralelo, sobre Sustrato de GaAs [4]

Este interruptor (figura 2.4.) se basa en una membrana de 200 y hasta 400 μm de longitud anclada en los planos de tierra de una guía de onda coplanar de AuGeNi/Au (CPW) con las siguientes dimensiones: 84/140/84. La CPW está sobre 600 μm de GaAs como sustrato. Como dieléctrico usa 0.1 μm de SiN depositado sobre la CPW. Actúa electrostáticamente, presentando un voltaje de actuación relativamente bajo, 17 V. Las pérdidas de inserción medidas son menores a 0.25 dB (1 - 25.6 GHz), y el aislamiento puede alcanzar los - 42 dB. Tiene un tiempo de vida de 5 millones de ciclos.

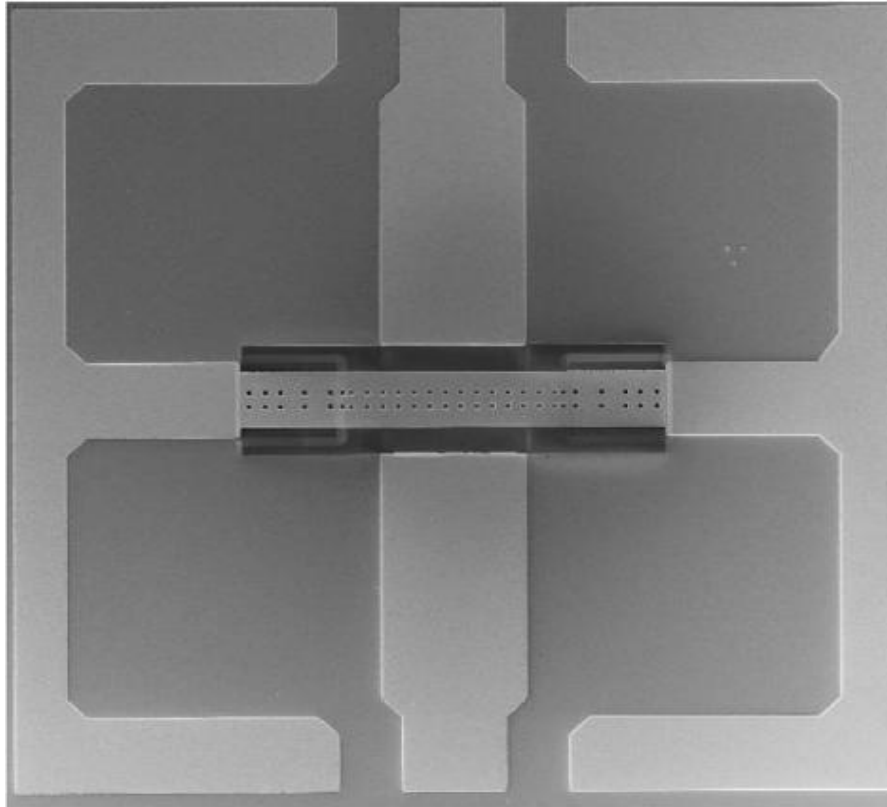


Figura 2.4. Vista del interruptor Nanking

Tabla 2.4. Interruptor Paralelo Nanking Tipo Capacitivo

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Longitud Membrana [μm]	200 - 400	Área de actuación [μm^2]	60 x 200 - 60 x 400
Ancho Membrana [μm]	60	Voltaje de actuación [V]	17
Gap [μm]	1.6	Velocidad de conmutación [μs]	N/A
Material Membrana	Au	C_d [pF]	N/A
Espesor Membrana [μm]	1.5	C_d/C_u	N/A
Dieléctrico [μm]	SiN [0.1]	Sustrato	GaAs [600 μm]
Aislamiento [dB]	- 42 dB @ 24.5 GHz	Pérdidas de inserción [dB]	> 0.25 dB @ 1 - 25.6 GHz

2.5. Interruptor Paralelo, Óhmico CEA-LETI [5]

Este interruptor se implementó sobre un sustrato de silicio de alta resistividad, en el que hay una guía de onda coplanar cuyas dimensiones son (G/W/G) 45/80/45 μm y bajo la membrana se reducen a 13/20/13 μm , figura 2.5. Esta membrana es de SiN de 340 μm de largo y 50 μm de ancho. El interruptor es actuado electrostáticamente aplicando un voltaje entre los planos de tierra de la guía de onda coplanar (CPW) y los electrodos de oro colocados en la membrana. Cuando la membrana está arriba (UP), el interruptor está en el estado cerrado (ON). El interruptor funciona usando un contacto de oro colocado en la membrana a 0.5 μm sobre la CPW. Cuando el interruptor es actuado la membrana colapsa y el contacto metal-metal con la CPW establece un corto circuito hacia tierra.

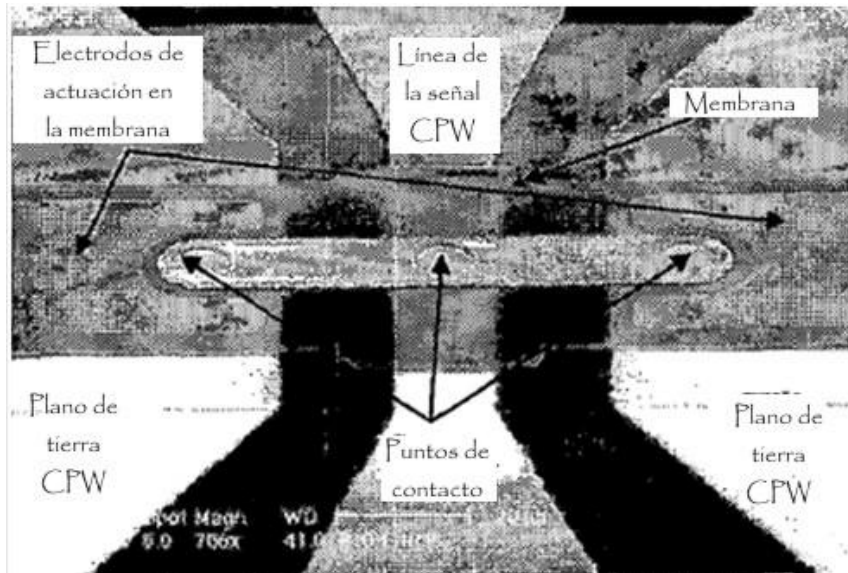


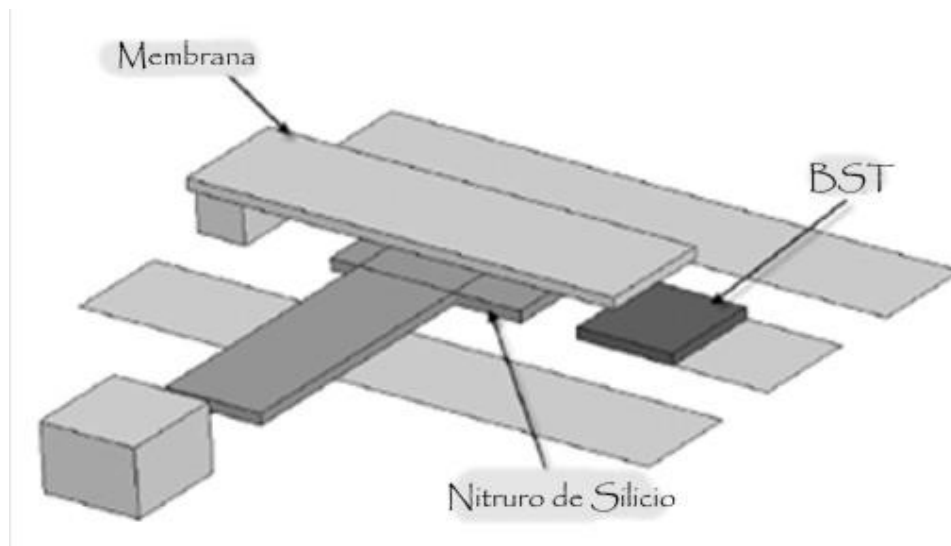
Figura 2.5. Detalle del interruptor CEA-LETI

Tabla 2.5. Interruptor Paralelo CEA-LETI Con Contacto Metal-Metal

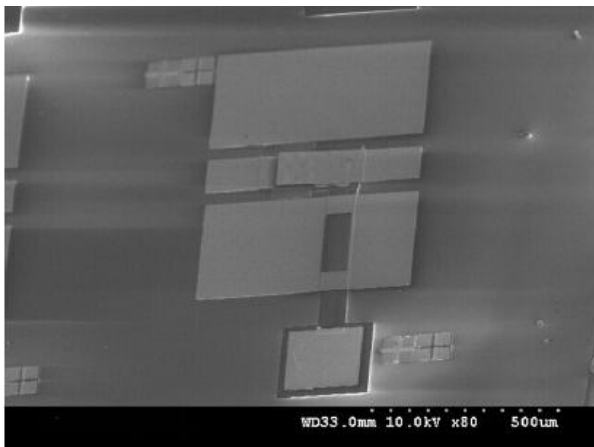
<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Longitud Membrana [μm]	340	Área de actuación [μm^2]	$2 \times 40 \times 115$
Ancho Membrana [μm]	50	Voltaje de actuación [V]	22
Gap [μm]	0.5	Velocidad de conmutación [μs]	0.5 @ 40 V
Material Membrana	Au	C_d [fF]	40
Espesor Membrana [μm]	1.5	C_d/C_u	N/A
Dieléctrico [μm]	SiN [0.1]	Sustrato	Silicio de alta resistividad
Aislamiento [dB]	> 22 @ 100 GHz	Pérdidas de inserción [dB]	0.35 @ 31 GHz 1 @ 75 GHz 1.4 @ 100 GHz

2.6. Interruptor Cantilever, Capacitivo y Sintonizado del Instituto Tecnológico de Georgia – nGimat [6]

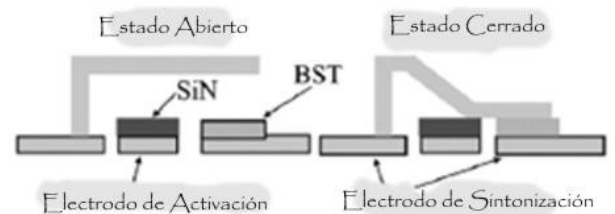
Este es un interruptor con guía de onda coplanar, tipo viga voladiza, sobre un sustrato de zafiro, figuras 2.6a, 2.6b, y 2.6c. El interruptor consta de una membrana de oro de $1.2\ \mu\text{m}$ de espesor; un gap de $2\ \mu\text{m}$; un electrodo inferior de platino; y un material ferromagnético (bario estroncio titanio, BST) como dieléctrico, el cual gracias a su alta constante dieléctrica (> 200) permite obtener relaciones de capacitancias muy altas. Este interruptor ha sido fabricado para el desarrollo de antenas reconfigurables.



a)



b)



c)

Figura 2.6. Interruptor nGimat, b) vista interruptor fabricado y c) estados abierto y cerrado

Tabla 2.6. Interruptor Capacitivo Tipo Cantilever nGimat

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Longitud Membrana [μm]	-	Área de actuación [μm^2]	100 x 200
Ancho Membrana [μm]	-	Voltaje de actuación [V]	45 - 50
Gap [μm]	2	Velocidad de conmutación [μs]	-
Material Membrana	Oro	C_d [pF]	130
Espesor Membrana [μm]	1.2	C_d/C_u	13000
Dieléctrico [μm]	BST	Sustrato	Zafiro
Aislamiento [dB]	-25 dB @ 20 GHz	Pérdidas de inserción [dB]	-0.6 dB @ 40 GHz

2.7. Interruptor Tipo Pull-Up Desarrollado por MINT, Universidad Dongguk [7]

Este interruptor adopta una estructura de jale-arriba (pull-up) sin deformación elástica involucrada en la actuación, figuras 2.7., y 2.8. La fuerza electrostática, introducida por un electrodo, jala hacia arriba un contacto movable desde una posición inferior a otra superior.

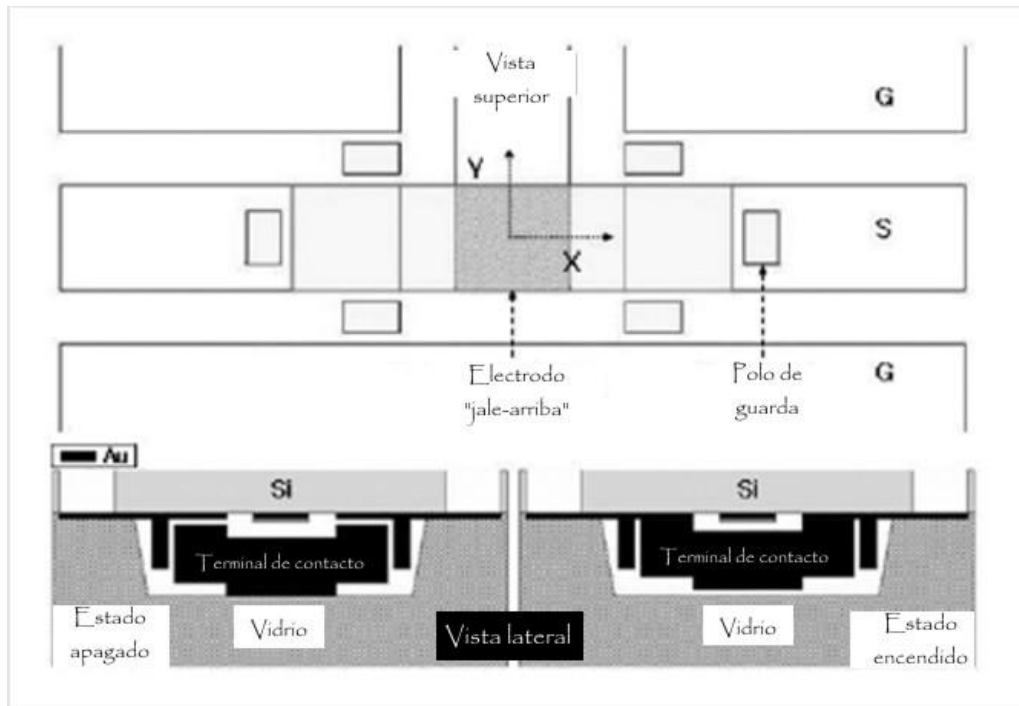


Figura 2.7. Vistas superior y transversal del interruptor Dongguk

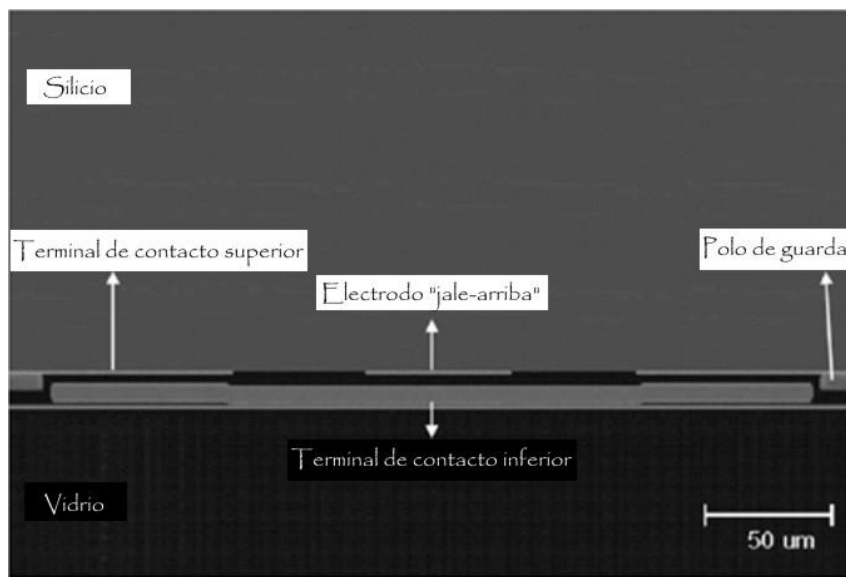


Figura 2.8. Sección transversal del interruptor Dongguk

La fabricación de este interruptor fue diseñada con dos sustratos (silicio y vidrio) de 200 μm de espesor cada uno. El proceso para cada sustrato se hizo por separado y al final los dos sustratos se acoplaron para formar el interruptor. Sobre el sustrato de silicio se formaron con oro de 1.5 μm de espesor los electrodos, las líneas de tierra y las líneas para la señal, en el sustrato de vidrio se formaron trincheras, para dar espacio a la parte formada en el sustrato de silicio, y se depositó cromo para formar las terminales para polarización y pruebas.

Tabla 2.7. Interruptor Jale-Arriba Dongguk

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Longitud Membrana [μm]	-	Área de actuación [μm^2]	100 x 100
Ancho Membrana [μm]	-	Voltaje de actuación [V]	< 5
Gap [μm]	5	Velocidad de conmutación [nm]	< 130
Material Membrana	Oro	C_d [fF]	-
Espesor Membrana [μm]	1.5	C_d/C_u	-
Dieléctrico [μm]	-	Sustrato	Vidrio y Silicio
Aislamiento [dB]	55 dB @ 50 GHz	Pérdidas de inserción [dB]	0.5 dB @ 50 GHz

2.8. Conclusiones

Los dispositivos conmutables más ampliamente utilizados en circuitos de microondas son los interruptores basados en diodos PIN y en FET. Las grandes pérdidas de inserción y el pobre aislamiento son los mayores problemas de estos dispositivos basados en silicio. El estado del arte de los interruptores RF MEMS reporta enormes esfuerzos por desarrollar interruptores RF MEMS basados ya no en silicio sino en sustratos de alta resistividad como vidrio, zafiro, polímeros, GaAs entre otros, con el propósito de superar las limitaciones que presentan los semiconductores en general. El desarrollo actual en la tecnología MEMS con sustratos dieléctricos o de alta resistividad ha hecho posible el diseño y la fabricación de interruptores para RF para sistemas muy complejos, debido a las ventajas que éstos tienen, a saber: banda de operación muy amplia (1 - 100 GHz), bajas pérdidas de inserción, despreciable consumo de potencia, buen aislamiento y alta linealidad.

Referencias

- [1] R. Ramadoss, S. Lee, V. M. Bright y K. C. Gupta, "Fabrication, Assembly, and Testing of RF MEMS Capacitive Switches Using Flexible Printed Circuit Technology", *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Vol. 26, No.3, pp. 248 - 254, Agosto 2003.
- [2] Chang won Jung y Franco De Flaviis, "RF-MEMS Capacitive Series Switches of CPW & MSL Configurations for Reconfigurable Antenna Application", *IEEE*, pp. 425 - 428, 2005.
- [3] R. Chan, R. Lesnick, D. Becher y M. Feng, "Low-Actuation Voltage RF MEMS Shunt Switch With Cold Switching Lifetime of Seven Billion Cycles", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 12, No. 5, pp. 713 - 719, Octubre 2003.
- [4] Wei-Bin Zheng, Qing-An Huang, Xiao-Ping Liao y Fu-Xiao Li, "RF MEMS Membrane Switches on GaAs Substrates for X-Band Applications", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 14, No. 3, pp. 464 - 471, Junio 2005.
- [5] D. Mercier, P. L. Charvet, P. Berruye, C. Zancy, L. Lapierre, O. Vendier, J. L. Cazaux y P. Blondy, "A DC to 100 GHz High Performance Ohmic Shunt Switch", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1931 - 1934, 2004.
- [6] G. Wang, T. Polley, A. Hunt y J. Papapolymerou, "A High Performance Tunable RF MEMS Switch Using Barium Strontium Titanate (BST) Dielectrics for Reconfigurable Antennas and Phased Arrays", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 4, pp. 217 - 220, 2005.
- [7] S. Lee, B. Jun, S. Kim y J. Rhee, "A Novel Pull-Up Type RF MEMS Switch With Low Actuation Voltage", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 15, No. 12, pp. 856 - 858, Diciembre 2005.



*Il dort. Quoique le sort fût pour lui bien étrange,
Il vivait. Il mourut quand il n'eut plus son ange,
La chose simplement d'elle-même arriva,
Comme la nuit se fait lorsque le jour s'en va.*

Les Misérables, Victor Hugo

Capítulo III. Análisis Electromecánico del Interruptor

En este capítulo se analizarán los detalles electromecánicos de un interruptor diseñado para operar en la banda X [8 - 12 GHz]. Este análisis está dividido en dos partes: la estática y la dinámica. En la parte estática se obtendrá la constante de rigidez [k] de la membrana y se comparará con la que se obtendrá a través de la utilización de software especializado en MEMS; enseguida se deducirá el voltaje de actuación por medio de la ecuación diferencial que gobierna el movimiento del interruptor. La parte dinámica ayudará a obtener el tiempo de conmutación del interruptor, resolviendo la ecuación de movimiento del sistema, el cual también será confrontado con el tiempo proporcionado por las simulaciones en computadora. Con los desarrollos presentados en este capítulo, posteriormente se analizará electromecánicamente un interruptor que opere en la banda Ka [26 - 40 GHz] (Capítulo VI).

3.1. Especificaciones de Diseño

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

- | | |
|---|--|
| ➤ Bandas de operación: | Banda X [8 - 12 GHz]
Banda Ka [26 - 40 GHz] |
| ➤ Factor de Calidad de Conmutación [CQF]: | > 5000 |
| ➤ Voltaje de actuación: | < 30 V |
| ➤ Proceso de fabricación: | Flexible de Circuito Impreso |
| ➤ Pérdidas de Inserción | < 0.1 dB |
| ➤ Aislamiento: | > 20 dB |

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

Descripción Física del Interruptor RF MEMS para la Banda X

El interruptor se muestra en las figuras 3.1. - 3.4. Éste es de tipo membrana en configuración paralelo y capacitivo. Consiste de una delgada membrana de aluminio de $0.5 \mu\text{m}$ de espesor suspendida sobre el conductor central de una guía de onda coplanar (CPW). La membrana está apoyada en cuatro postes de cobre de $6 \mu\text{m}$ de espesor colocados sobre los planos de tierra de la CPW. Sobre el conductor central de la CPW hay CYCLOTENE de $1 \mu\text{m}$, el cual se usa como dieléctrico. Todo el interruptor está sobre un sustrato dieléctrico llamado Rogers RO4003C de $203 \mu\text{m}$ de espesor.

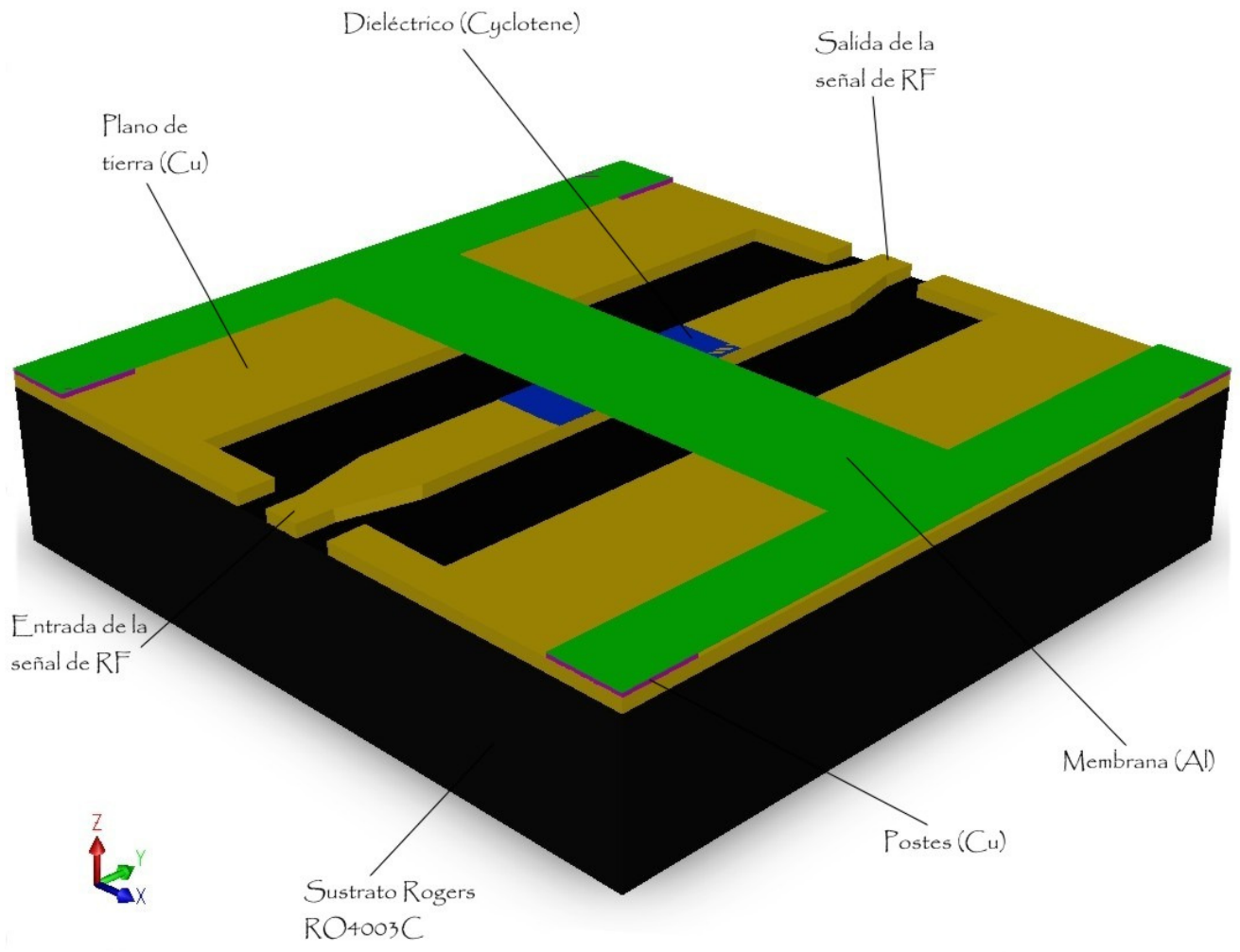


Figura 3.1. Interruptor RF MEMS para Banda X

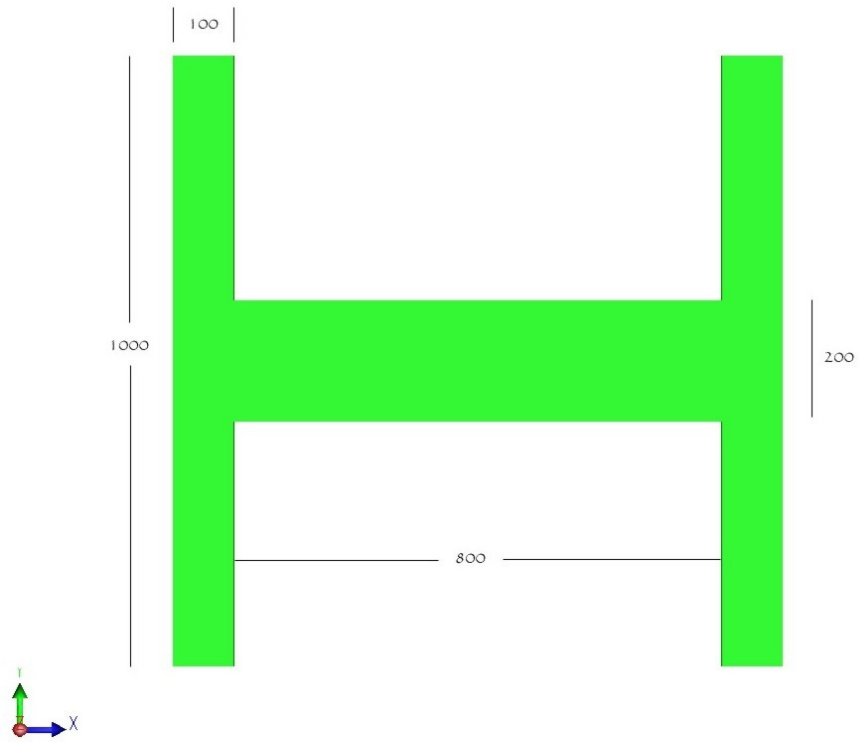


Figura 3.2. Dimensiones de la membrana en μm

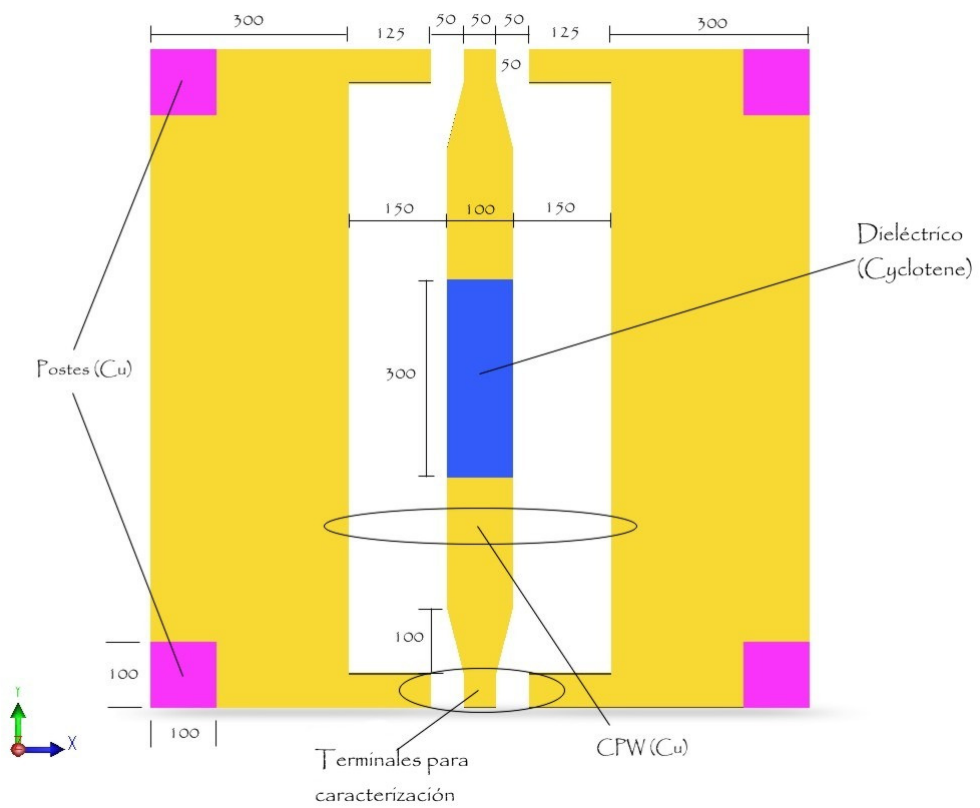


Figura 3.3. Dimensiones de la CPW [μm]. Se muestran los postes y la capa de dieléctrico. Nótese también las terminales para caracterización

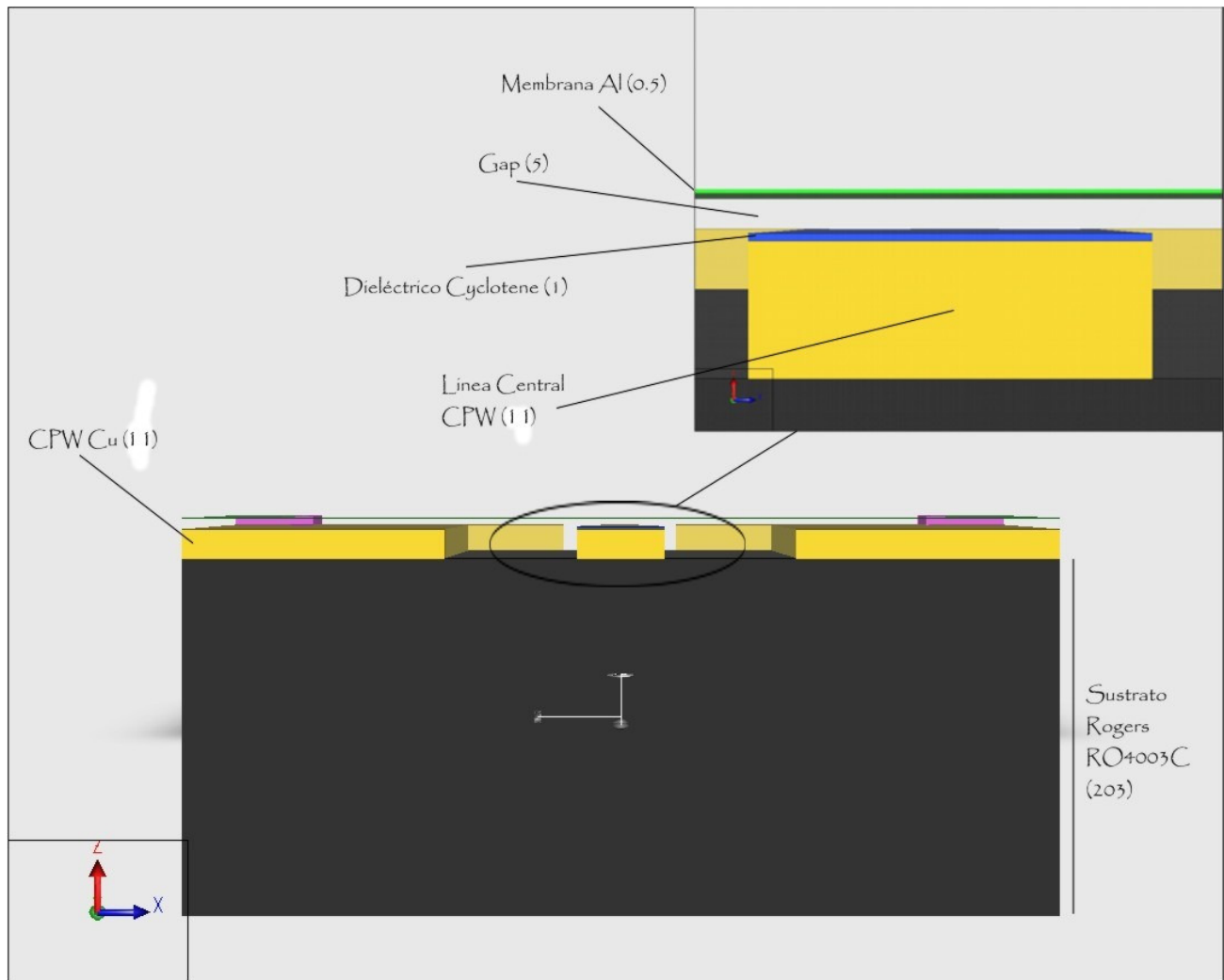


Figura 3.4. Sección transversal del interruptor (entre paréntesis dimensiones dadas en μm)

En este tipo de interruptor, la membrana funciona como electrodo superior y el conductor central de la CPW como electrodo inferior. Dado que la membrana puede moverse verticalmente, la capacitancia puede ser incrementada al reducir la distancia de separación entre los electrodos (gap). Esto se hace aplicando un voltaje de DC entre los electrodos. La diferencia de potencial crea una fuerza electrostática de atracción que jala la membrana hacia el conductor central, disminuyendo el espacio entre ellos y aumentando la capacitancia. La función del dieléctrico depositado sobre el conductor central de la CPW es evitar un cortocircuito entre éste y la membrana, además de incrementar la capacitancia gracias a su constante dieléctrica.

El estado abierto (o UP) del interruptor se presenta cuando no hay diferencia de potencial entre los electrodos y, por tanto, la señal de alta frecuencia se propaga por la línea de transmisión, figura 3.5.

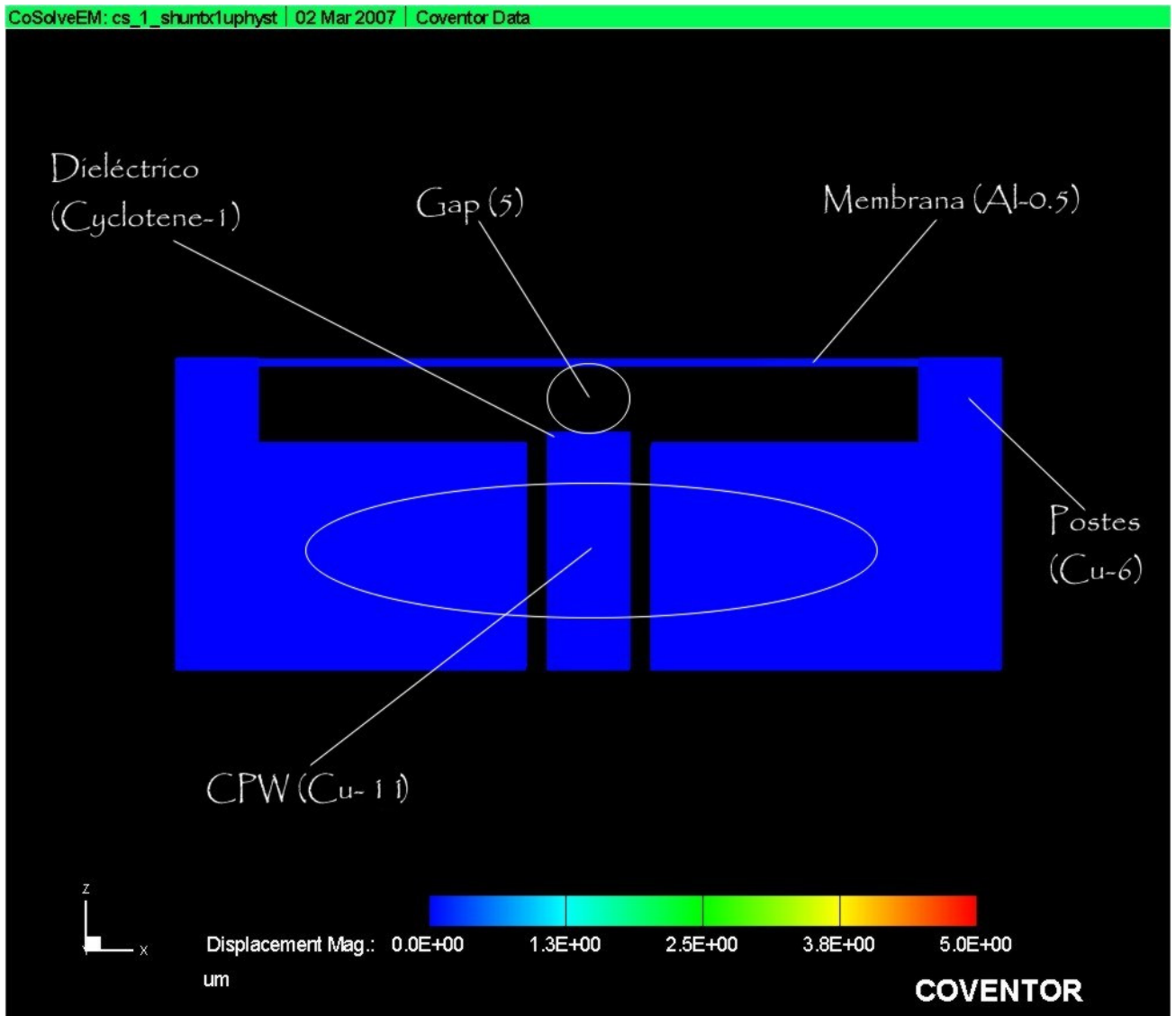


Figura 3.5. Interruptor en estado abierto (Up)

El estado cerrado (o DOWN) se establece cuando se aplica una diferencia de potencial lo suficientemente grande como para vencer la rigidez de la membrana y colapsar de esta forma la misma haciendo contacto capacitivo con la línea central de la CPW, figura 3.6. Esto implica que la señal de alta frecuencia ve interrumpido su trayecto por la membrana, la cual la conduce hacia tierra.

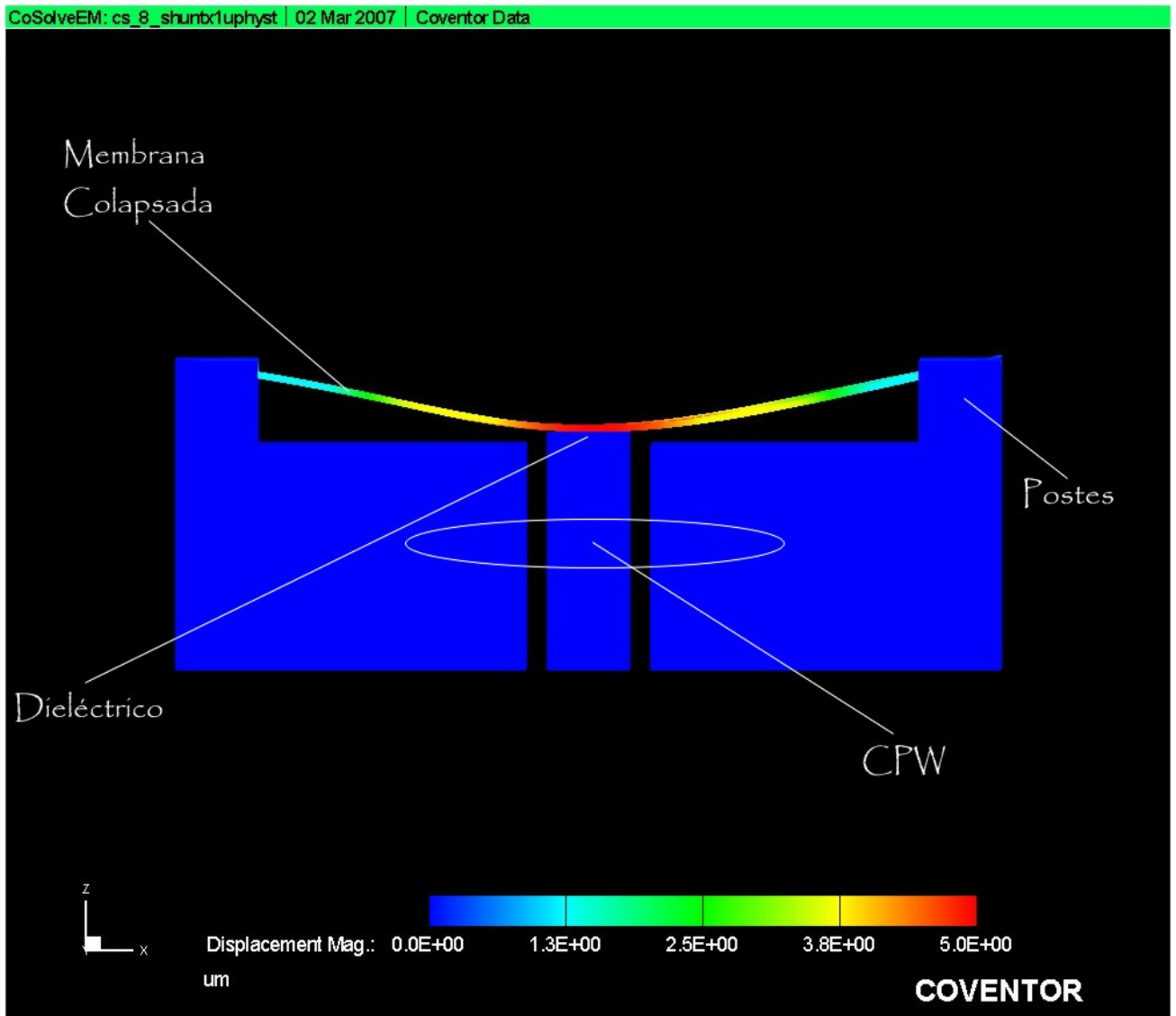


Figura 3.6. Interruptor en estado cerrado (DOWN)

3.2. Diseño Mecánico

Los interruptores RF MEMS desarrollados en la actualidad, incluso los más pequeños, también obedecen las leyes mecánicas desarrolladas hace 200-400 años. Sin embargo, la escala y las fuerzas actuantes en el interruptor son significativamente diferentes a las del mundo macroscópico que experimentamos todos los días. Las fuerzas superficiales y la viscosidad del ambiente dominan sobre las fuerzas gravitacionales o inerciales. Los interruptores son fabricados usando una membrana o una viga voladiza y son modelados como resortes mecánicos con una constante de rigidez equivalente k [N/m]. Ésta constante depende de las dimensiones geométricas de la membrana y de las propiedades elásticas de los materiales empleados. En la mayoría de los interruptores RF MEMS esta constante tiene un valor de entre 5 y 40 N/m [1].

3.2.1. Constante de Rigidez

El comportamiento mecánico de membranas limitadas a pequeñas deflexiones puede ser modelado usando una constante de rigidez lineal designada como k (este modelo es aplicado para vigas, sin embargo se utiliza también para membranas de manera indistinta tal como lo reportan varios investigadores especialistas en MEMS, véanse las referencias [2], [5], [6], [7], [9], [10], [16] y [18]). La deflexión Δg de la membrana, provocada por una fuerza externa F , puede ser obtenida usando $F = k \Delta g$. La constante de rigidez para una membrana fija-fija puede ser modelada en dos partes. La primera, k_r , es debida a la rigidez de la membrana la cual depende de las características de los materiales tales como el módulo de Young (E) y el momento de inercia (I). La otra parte, k_e , es debida al esfuerzo residual biaxial (σ) al interior de la membrana y es resultado del proceso de fabricación [2].

Obtención de k_r

La expresión para k_r , de una membrana fija-fija con una carga vertical concentrada P , se encuentra, según el modelo de la figura 3.7., de la deflexión "versus" la posición de la carga dada por [2]

$$EI \frac{d^2 y}{dx^2} = M_A + R_A x \quad \text{para } x \leq a \quad (3.1a)$$

$$y = \frac{M_A x^2}{2EI} + \frac{R_A x^3}{6EI} \quad \text{para } x \leq a \quad (3.1b)$$

$$M_A = -\frac{Pa}{l^2} (l-a)^2 \quad (3.1c)$$

$$R_A = \frac{P}{l^3} (l-a)^2 (l+2a) \quad (3.1d)$$

Donde l es la longitud de la membrana, M_A es el momento de reacción en el extremo A y R_A es la reacción vertical en el extremo A.

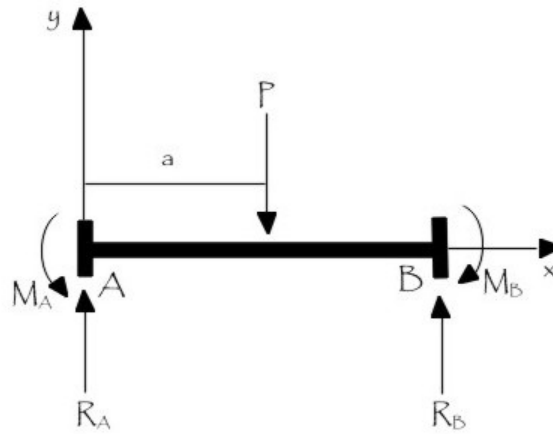


Figura 3.7. Membrana con carga vertical concentrada

El momento de inercia I para una sección transversal rectangular está dado por [2]

$$I = \frac{w_m t^3}{12} \quad (3.2)$$

En la cual w_m es el ancho y t es el espesor de la membrana. En aplicaciones MEMS, la carga esta típicamente distribuida a través de la membrana y la deflexión de la misma en el centro es usada para determinar la constante de rigidez. Sustituyendo $x = l/2$ en la ecuación (3.1), se encuentra la deflexión en el centro para una carga concentrada en el punto a . En el caso donde la carga es distribuida sobre la membrana completa, la deflexión es encontrada evaluando la siguiente integral [2]

$$y = \frac{2}{EI} \int_{l/2}^l \frac{\xi}{48} (l^3 - 6l^2 a + 9la^2 - 4a^3) da \quad (3.3)$$

Donde ξ es la carga por unidad de longitud de tal manera que la carga total es $P = \xi l$. Por tanto, la constante del resorte será [2]

$$k_r = -\frac{P}{y} = -\frac{\xi l}{y} = 32 E w_m \left(\frac{t}{l} \right)^3 \quad (3.4)$$

Obtención de k_e

La parte de la constante de rigidez k_e , debida al esfuerzo residual biaxial al interior de la membrana, se puede modelar como un cable estirado, según se ilustra en la figura 3.8.

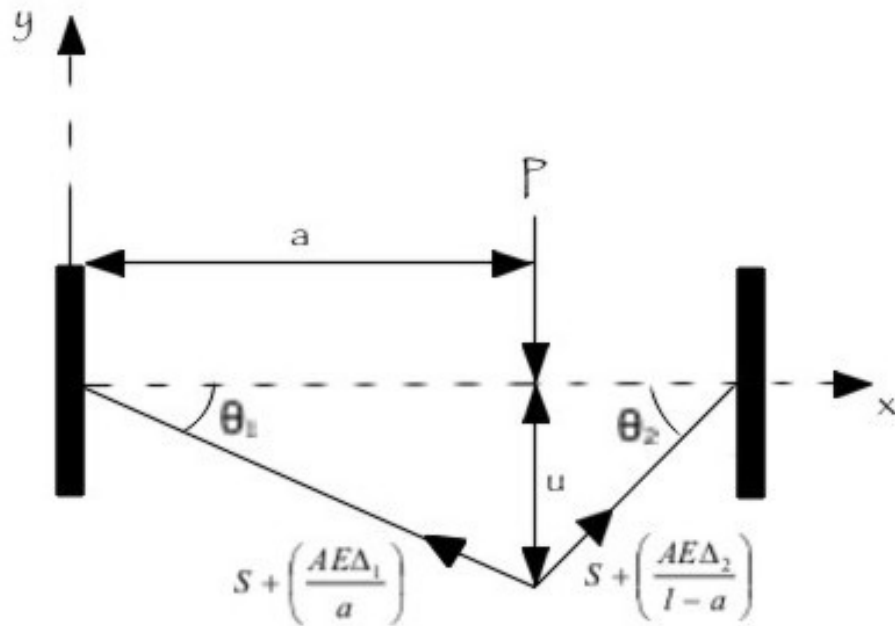


Figura 3.8. Modelo de un cable estirado con carga vertical concentrada (solo válido para esfuerzo tensitivo)

El esfuerzo residual biaxial σ resulta en una fuerza S , definida como sigue [2]

$$S = \sigma(1 - \nu)t w_m \quad (3.5)$$

Esta fuerza jala ambos extremos de la membrana, donde ν es la razón de Poisson. Cuando una fuerza vertical P es aplicada, la membrana se curva una cantidad u en la localización de la fuerza aplicada. Esta deflexión estira la membrana, la cual incrementa la rigidez en la misma, incrementando la fuerza que actúa en los extremos, ecuaciones (3.6a) y (3.6b)

$$S + \left(\frac{AE\Delta_1}{a} \right) \quad (3.6a)$$

$$S + \left(\frac{AE\Delta_2}{l-a} \right) \quad (3.6b)$$

Donde Δ_1 y Δ_2 son las longitudes por las cuales la membrana es estirada en cada lado de la carga vertical P . Igualando la fuerza aplicada con las fuerzas en la membrana proyectadas hacia la dirección vertical y suponiendo una deflexión pequeña, se puede obtener la siguiente ecuación para u

$$u = \frac{Pa(l-a)}{Sl} \quad (3.7)$$

En la cual las fuerzas adicionales debidas a Δ_1 y Δ_2 son despreciadas. De esta ecuación, la deflexión en el centro de la membrana ($x = l/2$) es [2]

$$y = -\frac{P}{2S}(l-a) \quad (3.8)$$

La deflexión para una carga distribuida a través de la membrana entera, con $P = \xi l$, puede encontrarse al evaluar la siguiente integral [2]

$$y = -2 \int_{l/2}^l \frac{\xi}{2S}(l-a) da \quad (3.9)$$

La constante de rigidez será

$$k_e = -\frac{\xi l}{y} = \frac{8S}{l} = 8\sigma w_m (1-\nu) \left(\frac{t}{l}\right) \quad (3.10)$$

Obtención de la Constante de Rigidez Total k

La constante de rigidez total es la suma de las contribuciones de la rigidez de la membrana y del esfuerzo residual biaxial. Sumando (3.4) y (3.10) tenemos

$$k = k_r + k_e = 32 E w_m \left(\frac{t}{l}\right)^3 + 8\sigma w_m (1-\nu) \left(\frac{t}{l}\right) \quad (3.11)$$

Esta expresión para k no toma en cuenta la distribución real de la fuerza electrostática en la membrana. La fuerza electrostática está uniformemente distribuida, no en la membrana entera, sino sólo en la región sobre la línea central de la guía de onda coplanar (CPW), figura 3.9.

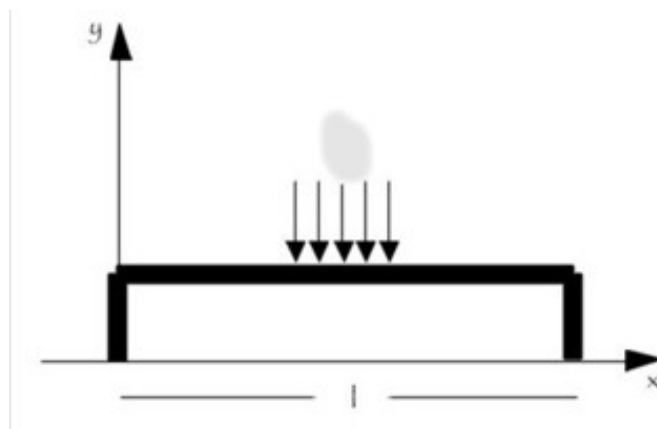


Figura 3.9. Membrana con carga uniformemente distribuida en el centro

Con base en esta consideración, k se ve afectada según la referencia [5]

$$k = \left[32 E w_m \left(\frac{t}{l} \right)^3 + 8 \sigma w_m (1 - \nu) \left(\frac{t}{l} \right) \right] \left[\frac{W}{l} \right] \left[\frac{1}{1 - \left(1 + \frac{W}{l} \right) \left(1 - \frac{W}{l} \right)^3} \right] \quad (3.12)$$

Donde W es el ancho de la línea central de la CPW y l es la longitud de la membrana. Con los parámetros de la tabla 3.1., se puede calcular k al sustituirlos en la ecuación 3.12.

Tabla 3.1. Propiedades Elásticas Típicas para una Membrana de Aluminio

$E = 70 \text{ GPa}$	$w_m = 200 \text{ }\mu\text{m}$
$\sigma = 20 \text{ MPa}$	$t = 0.5 \text{ }\mu\text{m}$
$\nu = 0.35$	$l = 800 \text{ }\mu\text{m}$

El resultado es el siguiente

$$k = \left(\frac{7}{64} + 13 \right) \left(\frac{512}{1009} \right) \left[\frac{N}{m} \right] = \frac{6712}{1009} \left[\frac{N}{m} \right] \approx 6.652 \left[\frac{N}{m} \right] \quad (3.13)$$

Dado que el interruptor tiene cuatro suspensiones, entonces la constante de rigidez se verá afectada según la siguiente consideración [6]

$$k_{suspensiones} = \frac{k}{4} = \left(\frac{1}{4} \right) \left(\frac{6712}{1009} \right) \left[\frac{N}{m} \right] \approx 1.663 \left[\frac{N}{m} \right] \quad (3.13a)$$

3.2.2. Voltaje de Actuación

Cuando un voltaje es aplicado entre la membrana del interruptor (electrodo superior) y el conductor central de la CPW (electrodo inferior), se ejerce una fuerza electrostática sobre la membrana, figura 3.10. Esta fuerza es de la misma naturaleza de la fuerza que existe en un capacitor de placas paralelas bajo los efectos de una diferencia de potencial entre sus placas. Por este motivo, la membrana y el conductor central de la CPW se modelan como dicho capacitor.

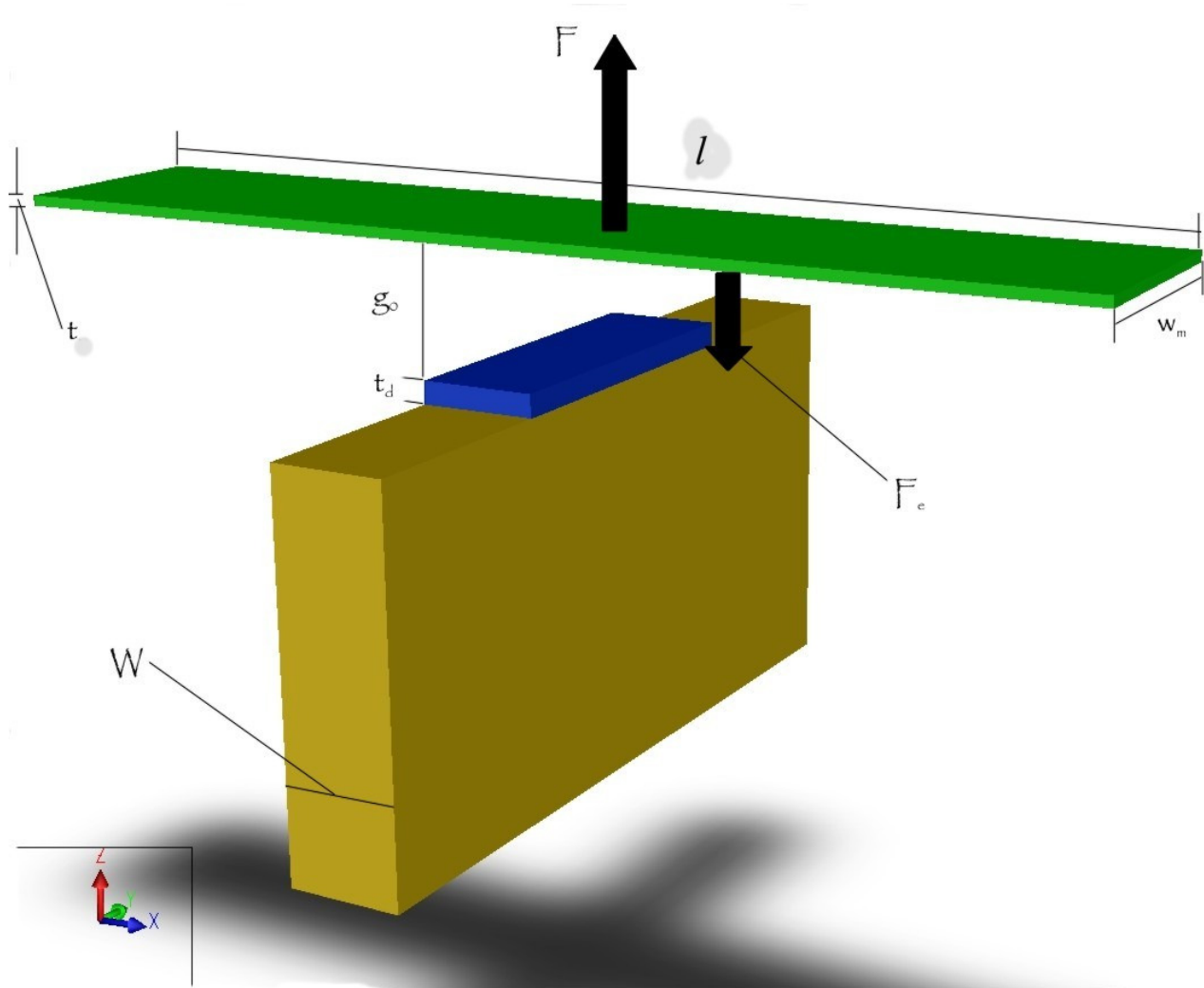


Figura 3.10. Membrana y conductor central de una CPW actuando como un capacitor de placas paralelas

En esta figura, w_m es el ancho de la membrana, W es el ancho del conductor central de la CPW, g_0 es la separación entre los electrodos, t_d es el espesor del dieléctrico, t es el espesor de la membrana, l es la longitud de la membrana, F es la fuerza de restauración de la membrana y F_e es la fuerza electrostática. La figura 3.11., representa el modelo equivalente para el interruptor.

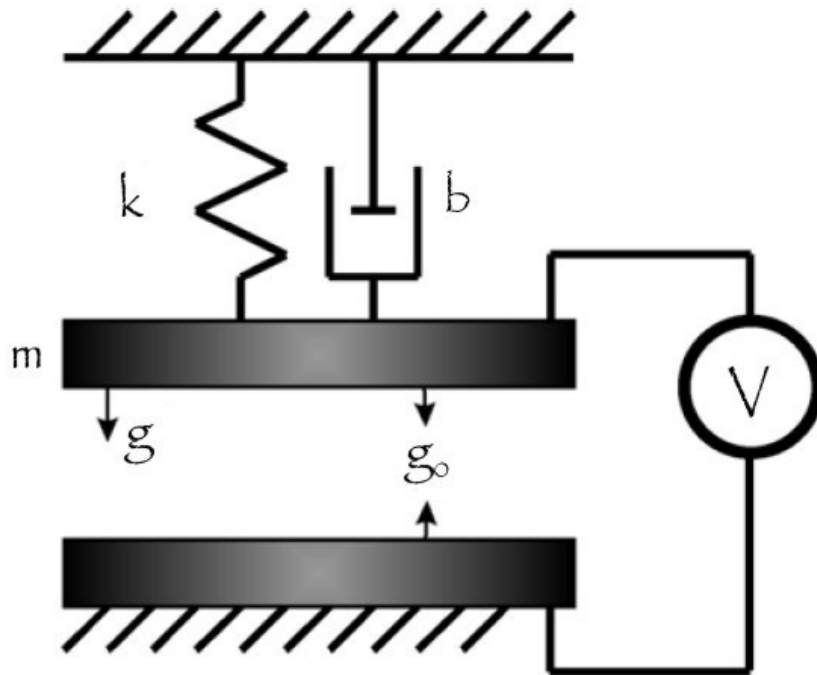


Figura 3.11. Modelo típico de un actuador electrostático (este modelo considera que la inercia, amortiguamiento y rigidez son lineales)

El modelo consiste de un capacitor de placas paralelas con la placa inferior fija y la superior movable. En un sentido se presenta la fuerza electrostática que jala la placa movable y por el otro hay tres fuerzas que se oponen al movimiento: inercia, amortiguamiento y elasticidad. La ecuación general que gobierna este modelo es la siguiente [7]

$$m \frac{d^2 g}{dt^2} + b \frac{dg}{dt} + k g = F_e \quad (3.14)$$

Donde m es la masa de la placa movable, b es el coeficiente de amortiguamiento y k es la constante de rigidez de la membrana. Este modelo tiene un único grado de libertad, el espaciamiento, g , entre las placas.

Para el caso estático (velocidad y aceleración igual a cero), la única fuerza que se opone al movimiento de la membrana es la fuerza del resorte k . Para pequeñas deflexiones, como en el caso de los interruptores MEMS, la ecuación para la fuerza del resorte se iguala con la fuerza electrostática, es decir

$$k(g_0 - g) = F_e \quad (3.15)$$

La fuerza electrostática F_e se deduce como sigue. Dado que el ancho de la membrana es w_m y el ancho del electrodo inferior es W , la capacitancia C , incluyendo los efectos del dieléctrico y despreciando los efectos de fuga del campo electrostático, es

$$C = \frac{\epsilon_0 W w_m}{\frac{t_d}{\epsilon_{rd}} + g} \quad (3.16)$$

Donde ϵ_0 es la permitividad del vacío y ϵ_{rd} es la permitividad relativa del dieléctrico. Por otra parte, la energía almacenada en un capacitor es

$$E_e = \frac{1}{2} \int_v \epsilon |\vec{E}|^2 dv = \frac{1}{2} \epsilon \left(\frac{V}{t_d + g} \right)^2 \int_v dv = \frac{1}{2} \epsilon \frac{V^2}{(t_d + g)^2} W w_m (t_d + g) = \frac{1}{2} C V^2 \quad (3.17)$$

La fuerza electrostática está dada por

$$F_e = \frac{\partial E_e}{\partial g} = \frac{\partial}{\partial g} \left[\frac{1}{2} C V^2 \right] \quad (3.18)$$

Por tanto, tenemos que (3.18) se convierte en

$$F_e = - \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 W w_m V^2}{\left(\frac{t_d}{\epsilon_{rd}} + g \right)^2} \quad (3.19)$$

Sustituyendo (3.19) en (3.15) y resolviendo para el voltaje, obtenemos la siguiente expresión

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 W w_m} (g_0 - g) \left(\frac{t_d}{\epsilon_{rd}} + g \right)^2} \quad (3.20)$$

La gráfica de la ecuación (3.20) se muestra en la figura 3.12. Nótese que a un cierto voltaje aplicado el espaciamiento g se reduce totalmente casi de inmediato, debido a que la membrana se colapsa hacia el conductor central de la CPW.

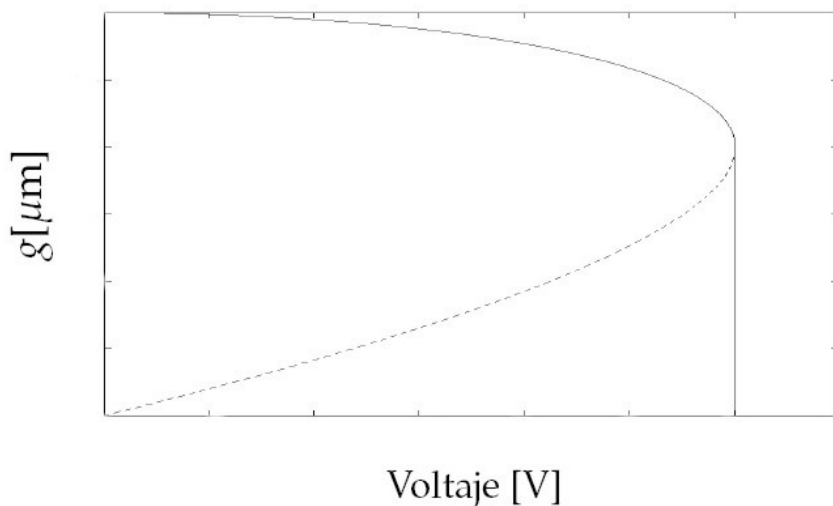


Figura 3.12. Gráfica Espaciamiento versus Voltaje

Cuando el voltaje aplicado es aumentado, la fuerza electrostática también crece debido a un incremento en la carga. Simultáneamente la fuerza electrostática disminuye la altura de la membrana, la cual incrementa la capacitancia y, por lo tanto, la carga y el campo eléctrico aplicado. A una cierta altura, el incremento de la fuerza electrostática es más grande que el aumento de la fuerza restauradora de la membrana, provocando que la posición de la misma se vuelva inestable y se colapse hacia el electrodo inferior. Para encontrar el valor al cual el sistema se vuelve inestable, se debe tomar la derivada de (3.20), igualar a cero y resolver la ecuación, es decir

$$\frac{dV}{dg} = 0 \quad (3.21)$$

Lo que da como consecuencia que

$$g = \frac{1}{3} \left[2g_0 - \frac{t_d}{\epsilon_{rd}} \right] \quad (3.22)$$

Al tomar el valor de (3.22) y al sustituirlo en (3.20) se tiene que

$$V_P = \sqrt{\left(\frac{8}{27}\right)\left(\frac{k}{\epsilon_0 W w_m}\right)\left[g_0^3 + \left(\frac{t_d}{\epsilon_{rd}}\right)g_0^2 - \left(\frac{t_d}{\epsilon_{rd}}\right)^2 g_0 - \left(\frac{t_d}{\epsilon_{rd}}\right)^3\right]} \quad (3.23)$$

Donde V_P es el llamado voltaje de jale. Cuando el voltaje aplicado (V_S) alcanza el voltaje de jale, el sistema entra en desequilibrio provocando que la membrana se colapse. El voltaje de jale para este interruptor, con $g_0 = 5 \mu\text{m}$ y $\epsilon_{rd} = 2.5$, es

$$V_P \approx 19.324 \text{ [Volts]} \quad (3.24)$$

A fin de que el interruptor actué, se necesita que el voltaje aplicado sea mayor al voltaje de jale. Usualmente el voltaje de actuación es un poco mayor que el voltaje de jale, es decir

$$V_S = 1.3V_P = 25.1212 \text{ [Volts]} \quad (3.25)$$

3.3. Simulación Mecánica

El aumento en la fuerza electrostática se vuelve dominante respecto a la fuerza restauradora mecánica de la membrana, y la misma se colapsa rápidamente hacia la línea central de la CPW. Una vez que la membrana hizo contacto con la capa de dieléctrico, el voltaje de liberación, el voltaje al cual la fuerza electrostática exactamente equilibra la fuerza del resorte, puede calcularse. Entre los voltajes de jale y de liberación, la membrana tiene dos soluciones válidas exhibiendo lo que se conoce como histéresis. La figura 3.13., muestra el fenómeno de histéresis típico en interruptores MEMS.

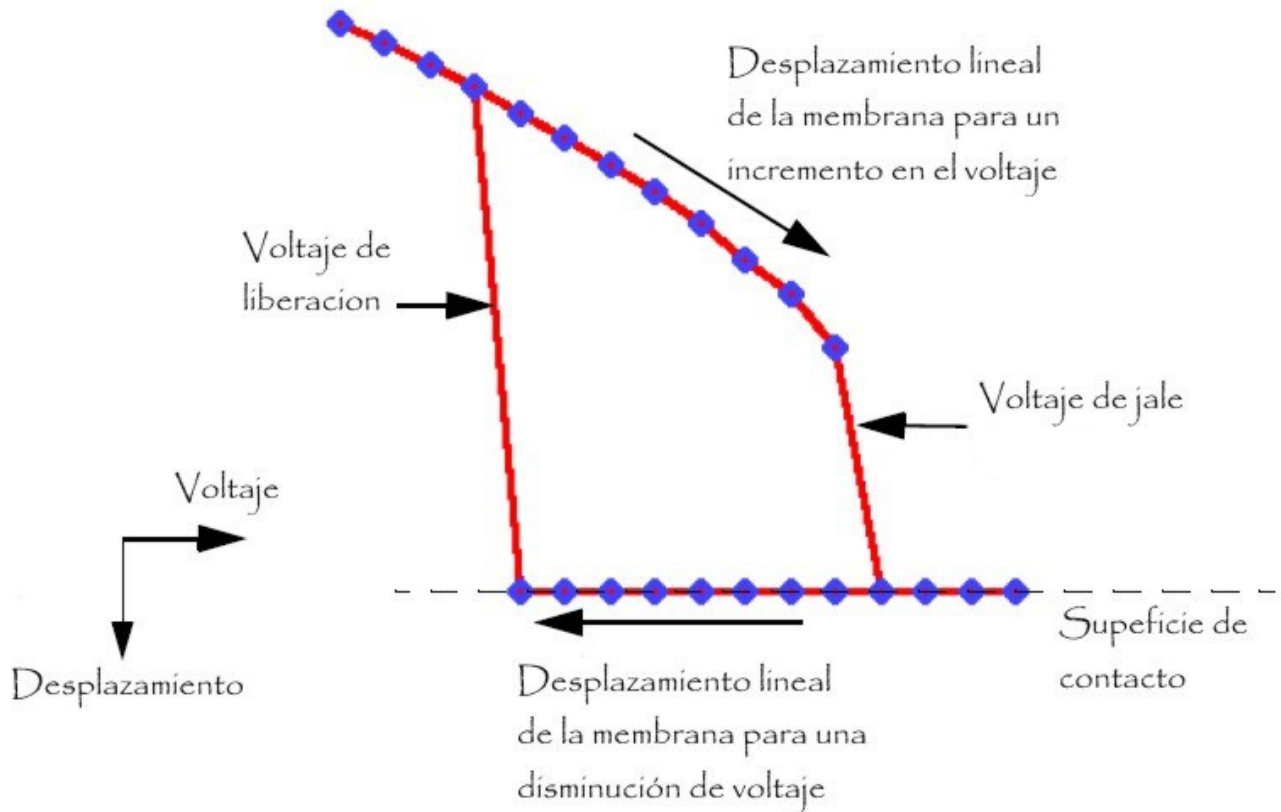


Figura 3.13. Histéresis en un interruptor MEMS

A fin de verificar las expresiones teóricas deducidas en la sección anterior, el interruptor se sometió a simulaciones computacionales utilizando un programa especializado en dispositivos MEMS llamado CoventorWare [8]. Este software usa el método del elemento finito (FEM) para realizar sus simulaciones. El objetivo de este método de análisis es encontrar el desplazamiento, el esfuerzo y las fuerzas de reacción en vigas, membranas, vigas voladizas, etc.

El primer paso de la simulación es discretizar la geometría de la estructura utilizando elementos finitos cada uno de los cuales representa una porción de la estructura física. Los elementos finitos son unidos por nodos. Los nodos y los elementos finitos forman el mallado (mesh en inglés). El número de elementos usados en un mallado particular se conoce como densidad de mallado. CoventorWare usa este mallado para calcular el desplazamiento, el esfuerzo y las fuerzas de reacción en cada elemento finito. El interruptor mallado puede observarse en la figura 3.14.

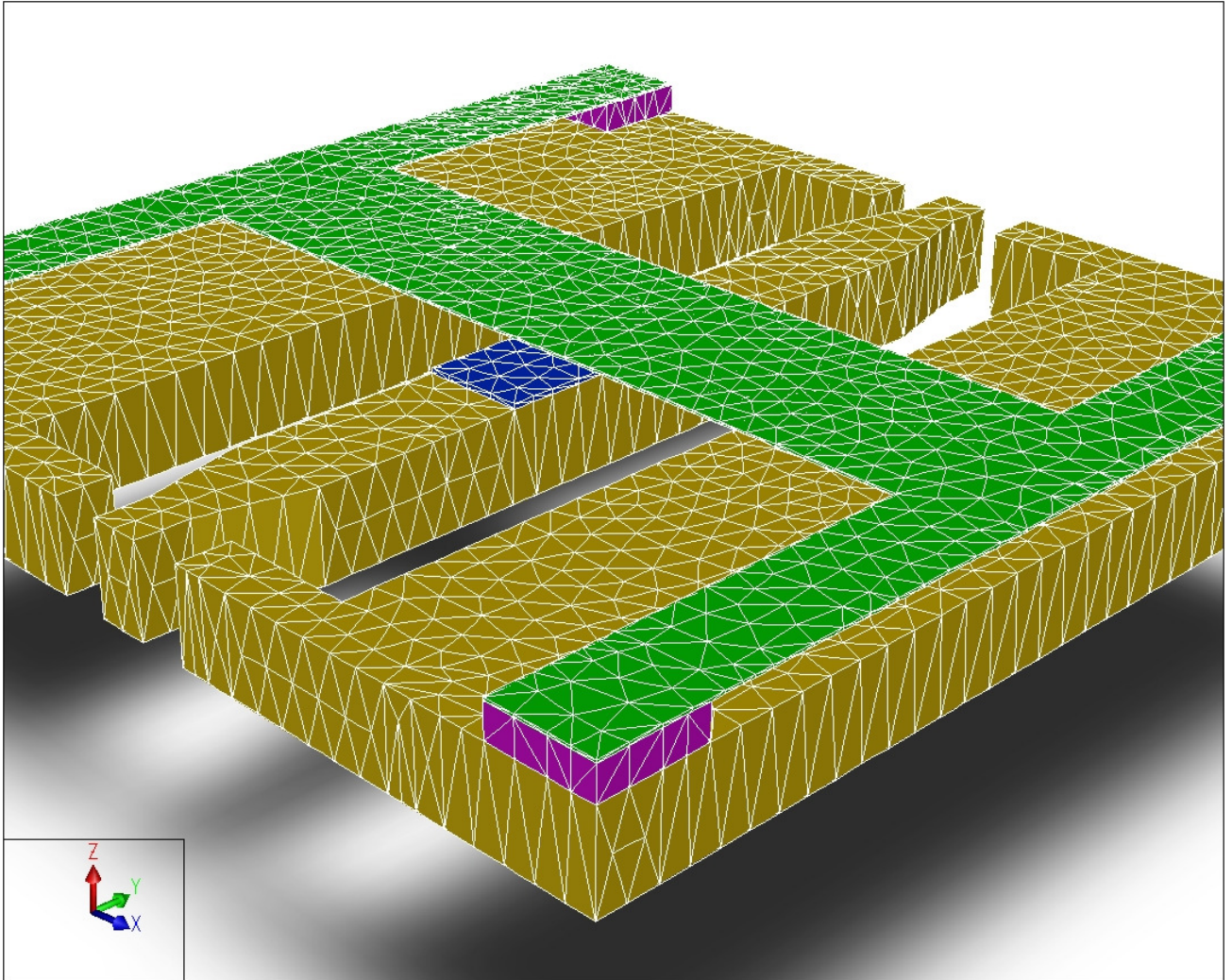


Figura 3.14. Mallado del interruptor RF MEMS

Con este tipo y densidad de mallado se simularon las características electromecánicas del dispositivo observando los efectos del incremento y decremento de voltaje en el interruptor. En la figura 3.15., se muestra la gráfica derivada de la simulación computacional para obtener del voltaje de jale del interruptor. Y en la figura 3.16., se pueden observar los voltajes de jale y de liberación del interruptor.

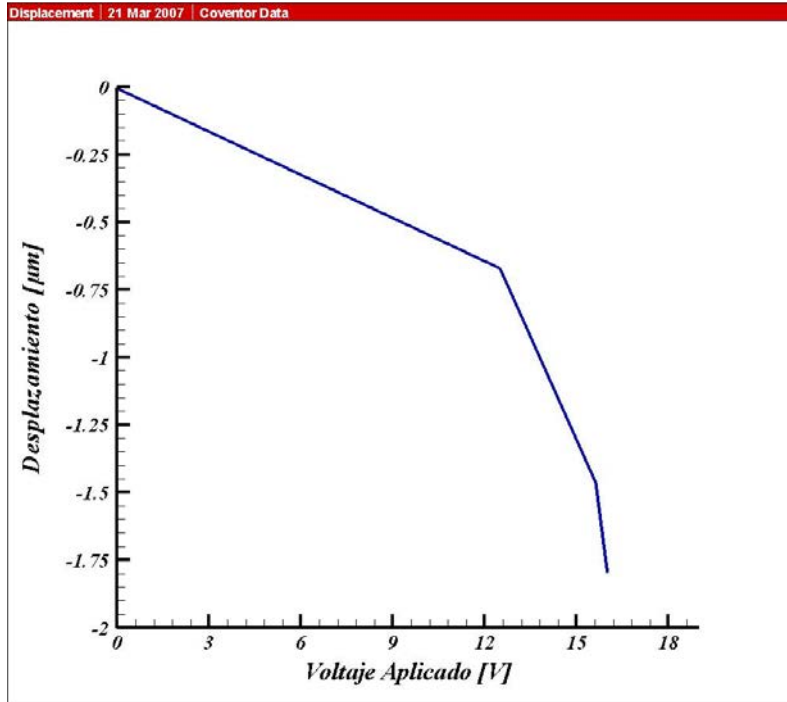


Figura 3.15. Voltaje de jale del interruptor

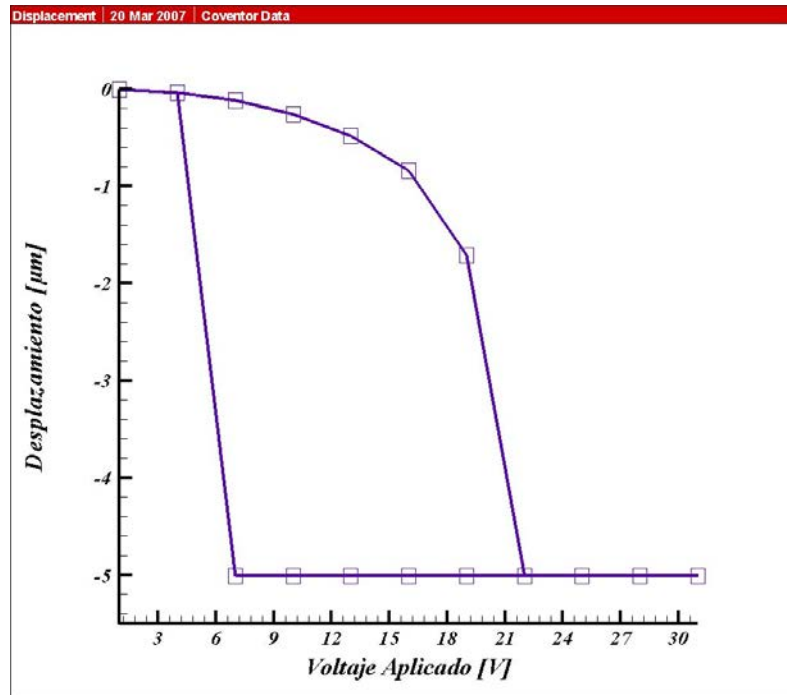


Figura 3.16. Característica de histéresis en el interruptor

El comportamiento de la constante de rigidez la membrana se obtuvo aplicando varios desplazamientos en la dirección z sobre la membrana, obteniendo fuerzas de reacción en la misma dirección z, pero en sentido contrario, para cada desplazamiento aplicado. Con estos datos se aproximó su constante de rigidez para cada desplazamiento aplicado mediante la siguiente ecuación:

$$k = \frac{F_z}{\Delta g} \quad (3.26)$$

La tabla 3.2., lista los voltajes aplicados, los desplazamientos obtenidos, las fuerzas de reacción alcanzadas y la constante de rigidez de la viga conseguida en la simulación para el interruptor. La figura 3.17., muestra estos resultados.

Tabla 3.2. Resultados de la Simulación de la Constante de Rigidez

<i>Voltaje Aplicado [V]</i>	<i>Desplazamiento de la Membrana Δg [μm]</i>	<i>Fuerza de Reacción F_z [μN]</i>	<i>Constante de Rigidez k [N/m]</i>
1	6.80E-03	2.24E-03	3.29E-01
4	3.59E-02	3.60E-02	1.00
7	1.20E-01	1.13E-01	9.41E-01
10	2.62E-01	2.46E-01	9.37E-01
13	4.83E-01	4.57E-01	9.48E-01
16	8.37E-01	8.17E-01	9.76E-01
19	1.71	1.83	1.07

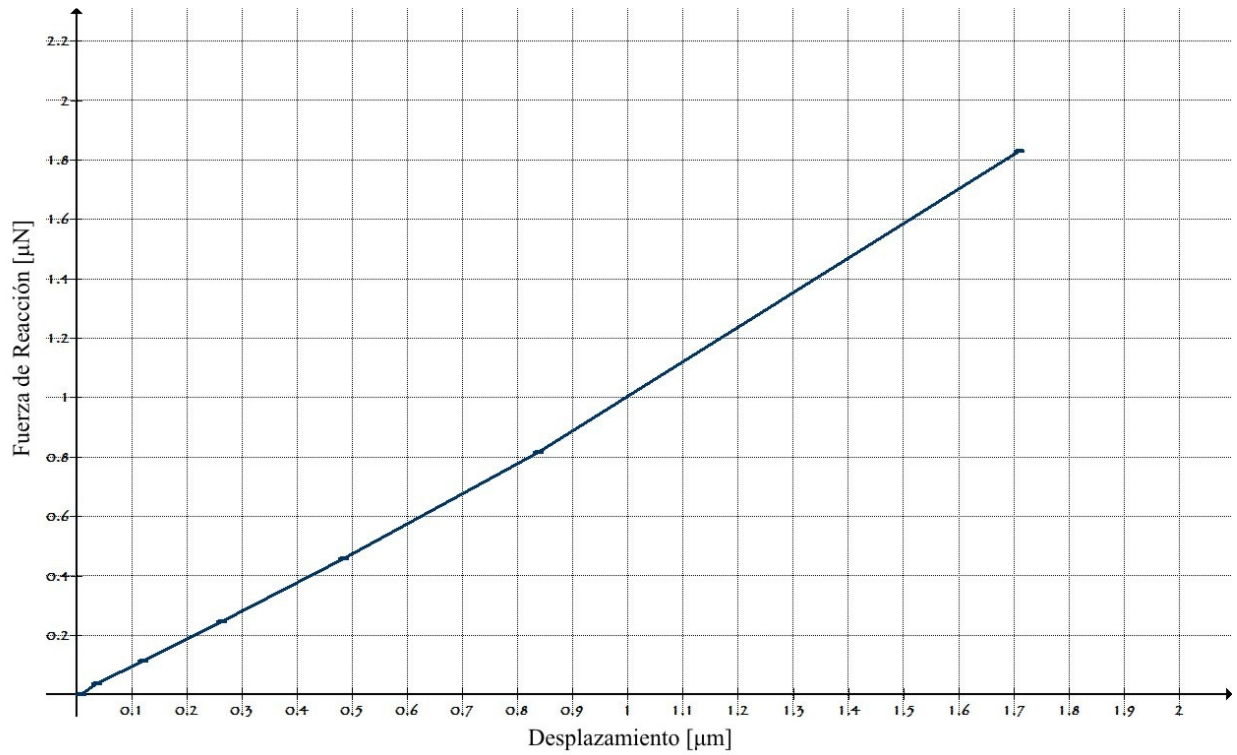


Figura 3.17. Gráfica de la fuerza de reacción contra desplazamiento para el interruptor

Los resultados arrojados por CoventorWare se resumen en la tabla 3.3.

Tabla 3.3. Resultados de la Simulación Electromecánica Usando CoventorWare

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Desplazamiento de la membrana</i>
Voltaje de jale [V_P]	16.01562 - 16.40625 V	1.798388 μm
Voltaje de liberación [V_R]	≈ 5 V	≈ 1.5 μm
Voltaje de actuación [V_S]	22 V	5 μm
Constante de rigidez de la membrana [k]		≈ 1.142 N/m

3.4. Diseño Dinámico

El tiempo de conmutación es una de las pocas desventajas de los interruptores MEMS comparados con los interruptores con diodos PIN y transistores FET. Mientras que su masa es típicamente muy pequeña (10^{-11} a 10^{-9} Kg.), la inercia debida al movimiento mecánico aún limita su velocidad al orden de algunos microsegundos. Los interruptores de bajo voltaje de actuación generalmente se espera que sean lentos dado que deben mover un área de actuación relativamente grande. Esto es particularmente cierto si se espera que el interruptor opere en un ambiente de aire o algún otro gas tal como N_2 para limitar el nivel humedad alrededor de la estructura.

3.4.1. Tiempo de Conmutación

Recordando el modelo mostrado en la figura 3.11., y a la ecuación que rige dicho modelo, se puede analizar dinámicamente el interruptor como sigue. A bajas presiones, suponiendo constante el campo aplicado y despreciando el campo de fuga, el termino de amortiguamiento puede eliminarse ($b \approx 0$) y la ecuación (3.14) se transforma en

$$m \frac{d^2 g}{dt^2} + k g = \frac{1}{2} \left[\frac{\epsilon_0 W w_m V^2}{\left(\frac{t_d}{\epsilon_{rd}} + g \right)^2} \right] \quad (3.27)$$

Este sistema de segundo orden tiene frecuencia de resonancia mecánica de la membrana igual a

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (3.28)$$

Para este interruptor $\omega_0 = 72.712$ [kHz]. El tiempo de conmutación será igual a [9]

$$t_s = \sqrt{\frac{27}{2}} \left(\frac{V_p}{\omega_0 V_s} \right) \quad (3.29)$$

Por tanto, el tiempo de conmutación teórico es igual a $t_s = 32.211$ [μs]. La energía consumida en el proceso de conmutación puede ser calculada como la suma de las energías mecánica y eléctrica en el interruptor [10]. La energía mecánica es la que se almacena en el "resorte" de la membrana y está dada por

$$E_m = \frac{k g^2}{2} \quad (3.30)$$

La energía eléctrica es la que se almacena en el capacitor MEMS y está dada por (3.17), es decir

$$E_e = \frac{C_d V_s^2}{2}$$

Donde C_d es la capacitancia en estado cerrado (down) del interruptor. Por tanto, la energía requerida por el interruptor será de

$$E = E_m + E_e = 0.160 \quad [nJ] \quad (3.31)$$

Un análisis más completo toma en cuenta la variación de la fuerza con respecto a la posición o el tiempo mientras la membrana está siendo atraída hacia el electrodo inferior. Además, se debe considerar el factor de amortiguamiento de la "atmósfera" bajo la membrana. Si a una estructura se le permite vibrar libremente, la magnitud de la oscilación es constante. En realidad, sin embargo, la energía es disipada por el movimiento de la estructura, en consecuencia la oscilación decrece hasta detenerse. Esta energía de disipación es conocida como amortiguamiento. Comúnmente el amortiguamiento es viscoso y proporcional a la velocidad. Por tanto la ecuación de movimiento se convierte en:

$$m \frac{d^2 g}{dt^2} + b \frac{dg}{dt} + kg = \frac{1}{2} \left[\frac{\epsilon_0 W w_m V^2}{\left(\frac{t_d}{\epsilon_{rd}} + g \right)^2} \right] \quad (3.32)$$

El factor de amortiguamiento b está definido para el caso de dos placas paralelas como [9] y [11]

$$b = \frac{k}{\omega_0 Q} = \frac{3}{2\pi} \left(\frac{\mu_{at} A^2}{g_0^3} \right) \quad (3.33)$$

Donde A es el área de actuación, μ_{at} es la viscosidad de la atmósfera bajo la membrana ($\approx 1.8 \times 10^{-5}$ kg/m³ para el aire) y Q es el factor de calidad de la membrana. El amortiguamiento juega un papel importante en el tiempo de conmutación de los interruptores MEMS debido a que bajo la membrana el ambiente gaseoso actúa como un medio viscoso. Durante la actuación del interruptor cuando la membrana se mueve hacia abajo, el medio presente, al interior del espaciado entre electrodos, debe ser desplazado y las moléculas presentan muchas colisiones entre la membrana y el electrodo inferior. Para este interruptor, el factor de amortiguamiento (considerando una atmósfera de aire) b es igual a

$$b = 2.750 \times 10^{-5} \left[\frac{N}{m} \cdot s \right]$$

Lo que implica un factor de calidad de la membrana de

$$Q = 0.689$$

La mayoría de los diseños MEMS tienen un valor de entre 0.2 y 5 para Q [1]. Un factor de calidad bajo (<0.5) resulta en un interruptor lento. Es importante operar el interruptor a la presión atmosférica y así mantener a Q alrededor de 1 (amortiguamiento bueno). Si el interruptor es operado en vacío, Q puede alcanzar valores mucho mayores de 50. El amortiguamiento puede reducirse al hacer hoyos en la membrana. Estas perforaciones permiten que el gas (medio viscoso) bajo la membrana escape más fácilmente y, por tanto, se puede señalar que reduciendo el amortiguamiento se incrementa la Q de la estructura [6]. Con el valor de Q para este interruptor y con $b \approx 0$ se puede decir que la ecuación (3.29) es una muy buena aproximación para el tiempo de conmutación.

3.5. Simulación Dinámica

Un análisis modal calcula las frecuencias de resonancia naturales de una estructura mecánica en equilibrio. A estas frecuencias de resonancia, una estructura mecánica no amortiguada (sin pérdidas) responde a una excitación limitada con una respuesta ilimitada, es decir, su función de transferencia se vuelve infinita a esas frecuencias de resonancia. Estas frecuencias, y sus modos asociados, son de particular interés en el diseño porque se parecen a las características correspondientes de un sistema mecánico subamortiguado e indican cuándo el sistema tendrá su máxima respuesta a una entrada deseada o no deseada (como el ruido).

Las frecuencias de resonancia son calculadas con los valores propios de la ecuación homogénea y no amortiguada de movimiento para el sistema. Además, los vectores resultantes, o modos, son calculados. Estos modos representan las deformaciones totales de la estructura mecánica oscilante a la frecuencia modal asociada. Las frecuencias modales pueden ser calculadas y visualizadas en CoventorWare. Si la masa es movida y luego liberada, oscilará a la frecuencia $\omega = \sqrt{k/m}$. Si la fuerza es aplicada a esta frecuencia, la amplitud del desplazamiento se incrementará dramáticamente; este fenómeno es conocido como resonancia. Las estructuras reales tienen un gran número de frecuencias naturales. Es importante diseñar estructuras de tal manera que las frecuencias a las cuales pueden ser cargadas no se acerquen a las frecuencias naturales. Las frecuencias naturales pueden ser determinadas considerando la respuesta dinámica de la estructura sin fuerza aplicada. La tabla 3.4., muestra las frecuencias naturales para los primeros tres modos calculados en CoventorWare.

Tabla 3.4. Frecuencias Naturales para los Primeros Tres Modos

<i>Modo</i>	<i>Frecuencia [kHz]</i>
1	10.68946
2	22.22615
3	29.80171

Utilizando la ecuación (3.29) y la frecuencia de resonancia calculada por CoventorWare, el tiempo de conmutación estimado es de $t_s = 39.786 \text{ } [\mu\text{s}]$.

3.6. Conclusiones

Para explicar el funcionamiento electromecánico del interruptor se emplea un modelo sencillo de masa-resorte. A este modelo se le aplica la teoría mecánica newtoniana clásica para predecir su comportamiento bajo la acción de una fuerza electrostática. Un modelo completo que pudiera predecir exactamente el comportamiento del interruptor debería integrar una buena comprensión de diferentes fenómenos incluyendo electrostática, mecánica, esfuerzo residual, fuerza de contacto, amortiguamiento y los efectos del impacto en micro escala. Muchas de estas áreas están actualmente bajo investigación y no existe un modelo completo que tome en cuenta todos estos efectos. No obstante las limitaciones del modelo utilizado, todo el análisis realizado en este capítulo puede proporcionar algunas aproximaciones razonables que indiquen cómo es el desempeño electromecánico del interruptor. Estos resultados se resumen en la tabla 3.4.

Tabla 3.4. Comparación de Resultados Electromecánicos Teóricos y Simulados

<i>Parámetro</i>	<i>Teórico</i>	<i>Computacional</i>	<i>Estado del Arte</i>
Constante de Rigidez de la Membrana (k) [N/m]	1.663	1.142	5 - 40
Voltaje de jale (V_p) [V]	19.324	≈ 16	20 - 100
Voltaje de actuación (V_s) [V]	25.121	≈ 22	1.2 - 1.4 V_p
Frecuencia de Resonancia (ω_0) [kHz]	87.7444	72.712	30 - 100
Tiempo de Conmutación (t_s) [μ s]	32.211	39.786	2 - 300

Como se puede observar en la tabla, los resultados, obtenidos a través de la utilización de software especializado en MEMS, avalan los análisis teóricos hechos en este capítulo. Además, estos resultados son comparables con los del estado del arte.

Referencias

- [1] G. M. Rebeiz y J. B. Muldavin, "RF MEMS Switches and Switch Circuits", *IEEE Microwave Magazine*, pp. 59 - 71, Diciembre 2001.
- [2] G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design and Technology*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.
- [3] R. J. Roark y W. C. Young, *Formulas for Stress and Strain*, 6a edición, McGraw-Hill, 1989.
- [4] J. M. Gere, *Mecánica de Materiales*, 5a edición, Thompson Learning, 2002.
- [5] S. Simion, "Modeling and Design Aspects of the MEMS Switch", *Semiconductor Conference*, pp. 125 - 128, Septiembre - Octubre 2003.
- [6] D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, y L. P. B. Katehi, "Electromechanical Considerations in Developing Low-Voltage RF MEMS Switches", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, No. 1, pp. 259 - 270, Enero 2003.
- [7] G. N. Nielson y G. Barbastathis, "Dynamic Pull-In of Parallel-Plate and Torsional Electrostatic MEMS Actuators", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 15, No. 4, pp. 811 - 821, Agosto 2006.
- [8] Coventor Inc., www.coventor.com
- [9] S. C. Saha, T. Singh y T. Sæther, "Design and Simulation of RF MEMS Switches for High Switching Speed and Moderate Voltage Operation", *Research in Microelectronics and Electronics*, Vol. 1, pp. 233 - 236, Julio 2005.
- [10] G. M. Rebeiz y J. B. Muldavin, "Nonlinear Electro-Mechanical Modeling of MEMS Switches", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 2119 - 2122, 2001.
- [11] J. J. Blech, "On isothermal squeeze films", *J. Lubrication Tech.*, Vol. 105, pp. 615-620, Octubre 1983.
- [13] R. T. Howe y R. S. Muller, "Resonant-microbridge vapor sensor", *IEEE Trans. On Electron Devices*, Vol. ED-33, No. 4, pp. 499 - 506, Abril 1986.
- [14] E. Kreyszig, *Advanced Engineering Mathematics*, 7a edición, John Wiley & Sons, New York, 1993.
- [15] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [16] S. E. Lyshevski, *Nano- and Micro-Electromechanical Systems: Fundamentals of nano- and microengineering*, 2a edición, CRC Press, Boca Raton, 2005.
- [17] D. Bahaman, S. K. Bhattacharya, F. Ayazi y J. Papapolymerou, "Low-Cost Low Actuation Voltage Copper RF MEMS Switches", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1225 - 1228, 2002.
- [18] C. L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman y D. Denniston, "Performance of Low-Loss RF MEMS Capacitive Switches", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 8, No. 8, pp. 269 -271, Agosto 1998.



POR MÍ SE VA HASTA LA CIUDAD DOLIENTE,
POR MÍ SE VA AL ETERNO SUFRIMIENTO,
POR MÍ SE VA A LA GENTE CONDENADA.

LA JUSTICIA MOVIÓ A MI ALTO ARQUITECTO.
HÍZOME LA DIVINA POTESTAD,
EL SABER SUMO Y EL AMOR PRIMERO.

ANTES DE MÍ NO FUE COSA CREADA
SINO LO ETERNO Y DURO ETERNAMENTE.
DEJAD, LOS QUE AQUÍ ENTRÁIS, TODA ESPERANZA.

La Divina Comedia, Dante Alighieri

Capítulo IV. Análisis Electrodinámico del Interruptor

Este capítulo detalla el diseño y modelado electrodinámico del interruptor RF MEMS. Se muestra el modelo de alta frecuencia, la simulación y el análisis paramétrico del mismo haciendo uso del factor de calidad de conmutación (k), el cual es una figura de mérito de los dispositivos conmutables que resume las características más importantes de un interruptor.

4.1. Factor de Calidad de Conmutación

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

Consideremos un bipuerto recíproco sin pérdidas que tiene como carga un dispositivo conmutable, figura 4.1. El CQF será la relación entre la impedancia de entrada del bipuerto cuando el dispositivo se encuentra en estado abierto y la impedancia de entrada del bipuerto cuando la carga se encuentra en estado cerrado [1].

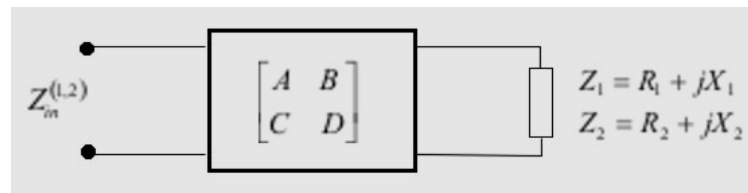


Figura 4.1. Bipuerto recíproco sin pérdidas usado para transformar el par de impedancias Z_1 y Z_2 en el par de impedancias $Z_{in}^{(1)}$ y $Z_{in}^{(2)}$

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

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (4.1a)$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2 \quad (4.1b)$$

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

$$Z_{in}^{(1)} = R_{in}^{(1)} + jX_{in}^{(1)} \quad (4.2a)$$

$$Z_{in}^{(2)} = R_{in}^{(2)} + jX_{in}^{(2)} \quad (4.2b)$$

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

$$X_{in}^{(1)} = X_{in}^{(2)} = 0 \quad (4.3a)$$

$$R_{in}^{(1)} \ll Z_0 \quad (4.3b)$$

$$R_{in}^{(2)} \gg Z_0 \quad (4.3c)$$

Estas condiciones no son las únicas posibles para sintetizar la transformación de las impedancias, pero facilitan considerablemente el análisis. El uso de otras consideraciones no cambiarían las características fundamentales del dispositivo conmutable considerado. Bajo estas consideraciones, las impedancias de entrada son puramente resistivas, por tanto se define el CQF como [1]

$$k = \frac{R_{in}^{(2)}}{R_{in}^{(1)}} \quad (4.4)$$

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

$$A_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

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

$$ad + cb = 1 \quad (4.6)$$

La matriz de parámetros ABCD del interruptor es [2]

$$A_S = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{1,2} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Donde $Y_{1,2}$ es la admitancia del interruptor. La matriz ABCD del bipuerto equivalente es

$$A_E = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{1,2} & 1 \end{bmatrix} = Y_{1,2} \begin{bmatrix} a Z_{1,2} + jb & jb Z_{1,2} \\ jc Z_{1,2} + d & d Z_{1,2} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

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

$$Z_{in}^{(1,2)} = \frac{a(R_{1,2} + jX_{1,2}) + jb}{jc(R_{1,2} + jX_{1,2}) + d} \quad (4.9)$$

La parte real es

$$R_{in}^{(1,2)} = \frac{R_{1,2}}{d^2 \left[1 - \frac{2c}{d} X_{1,2} + \left(\frac{c}{d} \right)^2 (R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2) \right]} \quad (4.10)$$

Y la parte imaginaria es

$$X_{in}^{(1,2)} = \frac{bd + (ad - bc)X_{1,2} - ca(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2)}{d^2 \left[1 - \frac{2c}{d}X_{1,2} + \left(\frac{c}{d}\right)^2 (R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2) \right]} \quad (4.11)$$

Pero como (4.11) es igual a cero, entonces se consigue

$$bd + (ad - bc)X_1 - ca(R_1^2 + X_1^2) = 0 \quad (4.12a)$$

$$bd + (ad - bc)X_2 - ca(R_2^2 + X_2^2) = 0 \quad (4.12b)$$

De lo cual se puede decir que

$$(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2) = \frac{bd + (ad - bc)X_{1,2}}{ac} \quad (4.13)$$

Sustituyendo (4.13) en (4.10) se obtiene

$$R_{in}^{(1,2)} = \frac{R_{1,2}}{d} \left(\frac{a}{1 - \frac{c}{d}X_{1,2}} \right) \quad (4.14)$$

Introduciendo nuevas variables para facilitar los cálculos [1]

$$n^2 = \frac{a}{d} \quad (4.15a)$$

$$y = \frac{c}{d} \quad (4.15b)$$

$$z = \frac{b}{d} \quad (4.15c)$$

La ecuación (4.14) puede describirse como

$$R_{in}^{(1,2)} = R_{1,2} \frac{n^2}{1 - yX_{1,2}} \quad (4.16)$$

Utilizando la definición dada en (4.4) se tiene que

$$k = \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{1 - yX_1}{1 - yX_2} \right] \quad (4.17)$$

La cual se transforma en

$$k = \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{X_2 - X_1}{1 - y X_2} \right] y \quad (4.18)$$

Análogamente, se deduce que [1]

$$\frac{1}{k} = \frac{R_1}{R_2} \left[\frac{1 - y X_2}{1 - y X_1} \right] \quad (4.19)$$

Transformando (4.19)

$$\frac{1}{k} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \left[\frac{X_1 - X_2}{1 - y X_1} \right] y \quad (4.20)$$

Sumando (4.18) y (4.20) se tiene la siguiente expresión

$$k = \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{X_2 - X_1}{1 - y X_2} \right] y + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \left[\frac{X_1 - X_2}{1 - y X_1} \right] y \quad (4.21)$$

Acomodando términos

$$k + \frac{1}{k} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \left[\frac{R_1^2 (1 - y X_2) - R_2^2 (1 - y X_1)}{(1 - y X_1)(1 - y X_2)} y \right] \left[\frac{X_1 - X_2}{R_1 R_2} \right] \quad (4.22)$$

Por otro lado, combinando (4.12) y (4.15) y resolviendo para z, se tiene [1]

$$z = \frac{n^2 (y R_1^2 + y X_1^2 - X_1)}{1 - y X_1} = \frac{n^2 (y R_2^2 + y X_2^2 - X_2)}{1 - y X_2} \quad (4.23)$$

De (4.23) se puede decir que

$$X_1 - X_2 = \frac{R_1^2 (1 - y X_2) - R_2^2 (1 - y X_1)}{(1 - y X_2)(1 - y X_1)} y \quad (4.24)$$

Sustituyendo (4.24) en (4.22) se puede concluir que

$$k + \frac{1}{k} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \quad (4.25)$$

La ecuación (4.25) es la que define el factor de calidad de conmutación de un dispositivo conmutable. El diodo PIN tiene un factor de calidad de conmutación de 5000 en la banda Ka, el cual es un valor que los interruptores RF MEMS deben satisfacer para que su desempeño sea mejor que el de los interruptores con diodos PIN. Por tanto, despreciando el término $1/k$, se puede decir que el factor de calidad de conmutación es

$$k = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \quad (4.26)$$

Para el caso en el cual las resistencias sean comparables en magnitud, se tiene la siguiente simplificación

$$k = \frac{(1 - n)^2}{(\omega C_1)^2 R_1 R_2} \quad (4.26a)$$

Donde n es la relación de capacitancias ($n = \frac{C_1}{C_2}$).

4.2. Modelo Eléctrico del Interruptor

El interruptor es modelado por dos líneas de transmisión cortas y un circuito RLC (correspondiente a la membrana), figura 4.2. Podemos observar que la capacitancia varía, dependiendo de si el interruptor está en el estado cerrado o abierto. Las líneas de transmisión son de longitud $\frac{w_m}{2} + l$, donde l es la distancia desde el plano de referencia y hasta donde inicia la membrana, figura 4.3.

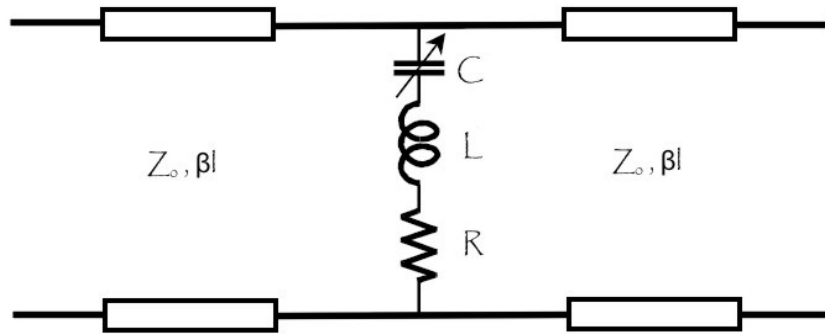


Figura 4.2. Interruptor modelado como dos líneas de transmisión y un circuito RLC

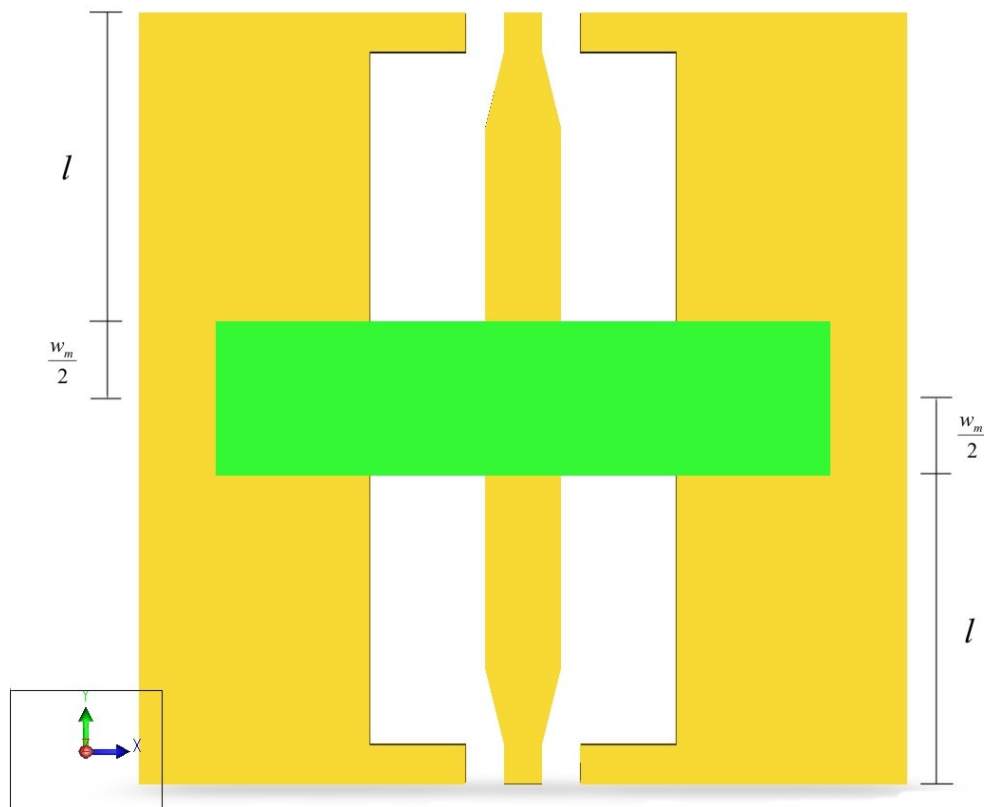


Figura 4.3. Definición de las líneas de transmisión del interruptor

La impedancia del interruptor está dada por

$$Z = R + j \omega L + \frac{1}{j \omega C} \quad (4.27)$$

De lo cual se deduce que la frecuencia de resonancia es

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \quad (4.28)$$

Se sabe que ésta frecuencia en el estado abierto (up) es muy grande ($\gg 200$ GHz) [3], por esta razón se desprecian los efectos inductivos. Por lo tanto, el interruptor presenta una impedancia resistiva-capacitiva. En el estado cerrado (down), la inductancia depende principalmente de las partes de la membrana sobre los espaciamentos (gaps) entre la línea central y los planos de tierra de la CPW, pero no depende de la parte que está sobre la línea central de la CPW debido a que la corriente se concentra en las paredes de los conductores de la misma.

Capacitancias en estado cerrado y abierto del interruptor

En el capítulo III (ecuación 3.16) se dedujo la expresión para la capacitancia del interruptor en el estado abierto, la cual está definida como

$$C_2 = \frac{\epsilon_0 W w_m}{\frac{t_d}{\epsilon_{rd}} + g}$$

El efecto del campo de fuga en la capacitancia puede ser despreciado debido a que la altura de la membrana sobre la CPW es relativamente baja, lo cual ayuda a disminuir este efecto. En el estado cerrado, la capacitancia es

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{rd} W w_m}{t_d} \quad (4.29)$$

Ésta ecuación supone que la cara superior del dieléctrico y la cara inferior de la membrana son planas. Las capacitancias teóricas son las siguientes:

$$C_1 = 0.4425 \quad [pF]$$

$$C_2 = 0.03278 \quad [pF]$$

Los valores típicos para L se encuentran entre algunos pH (6 - 12) [3]. Por esta razón, el interruptor en estado cerrado también puede modelarse como un capacitor, al igual que en el estado abierto. La figura 4.4., muestra el modelo eléctrico para el interruptor.

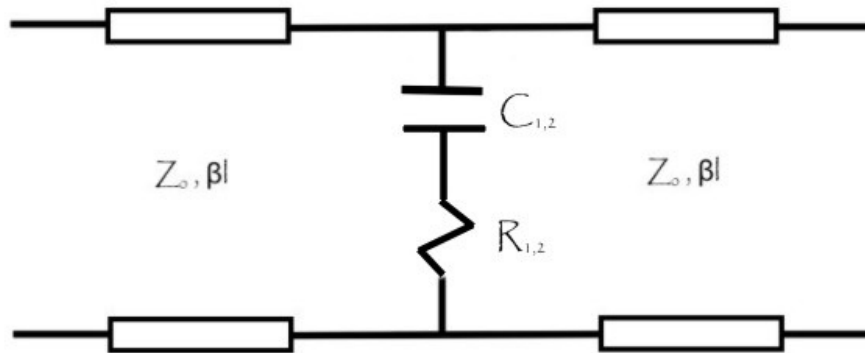


Figura 4.4. Modelo del interruptor como una resistencia y un capacitor. Los subíndices 1 y 2 indican los estados cerrado (down) y abierto (up) respectivamente

La relación de capacitancias estará dada por la siguiente expresión

$$n = \frac{C_1}{C_2} = 1 + \epsilon_{rd} \left[\frac{g_0}{t_d} \right] \quad (4.30)$$

Para los parámetros del interruptor, la relación de capacitancias será de $n = 13.5$. Con este valor de n se puede estimar el factor de calidad de conmutación considerando que $R_1 \approx R_2 \approx 1 \text{ } [\Omega]$. Esto da un valor de $k \approx 202131.38$ a 10 GHz.

Resistencias en estado cerrado y abierto del interruptor

Hay dos componentes de la resistencia de un interruptor MEMS. La primera, llamada R_{S1} , es debida a las pérdidas en la línea de transmisión y pueden ser calculadas usando $\alpha = \frac{R_{S1}}{2 Z_0 l}$. Donde α son las pérdidas de la línea de transmisión en Np/m (neper por metro). La segunda parte es R_S , la cual es debida a la membrana del interruptor y es en general muy difícil de calcular a causa de las diferentes distribuciones de la corriente en los estados abierto y cerrado. Por ello, la resistencia se obtendrá por medio de simulaciones hechas con software especializado en alta frecuencia.

4.3. Simulación Electrodinámica

Análisis del Interruptor en RF en el Estado Abierto (Up)

Al someter al interruptor a análisis computacionales por medio de software especializado en radiofrecuencia y microondas, se puede obtener parámetros del mismo y ver su desempeño en frecuencias de microondas, específicamente en la banda X (8 - 12 GHz). En la figura 4.5., se observa el interruptor en el estado abierto (up) con un puerto discreto usado para realizar las simulaciones en RF. En la figura 4.6., se observa la propagación de los campos E y H de una onda casi-TEM (quasi-TEM), propia en dispositivos basados en una guía de onda coplanar.

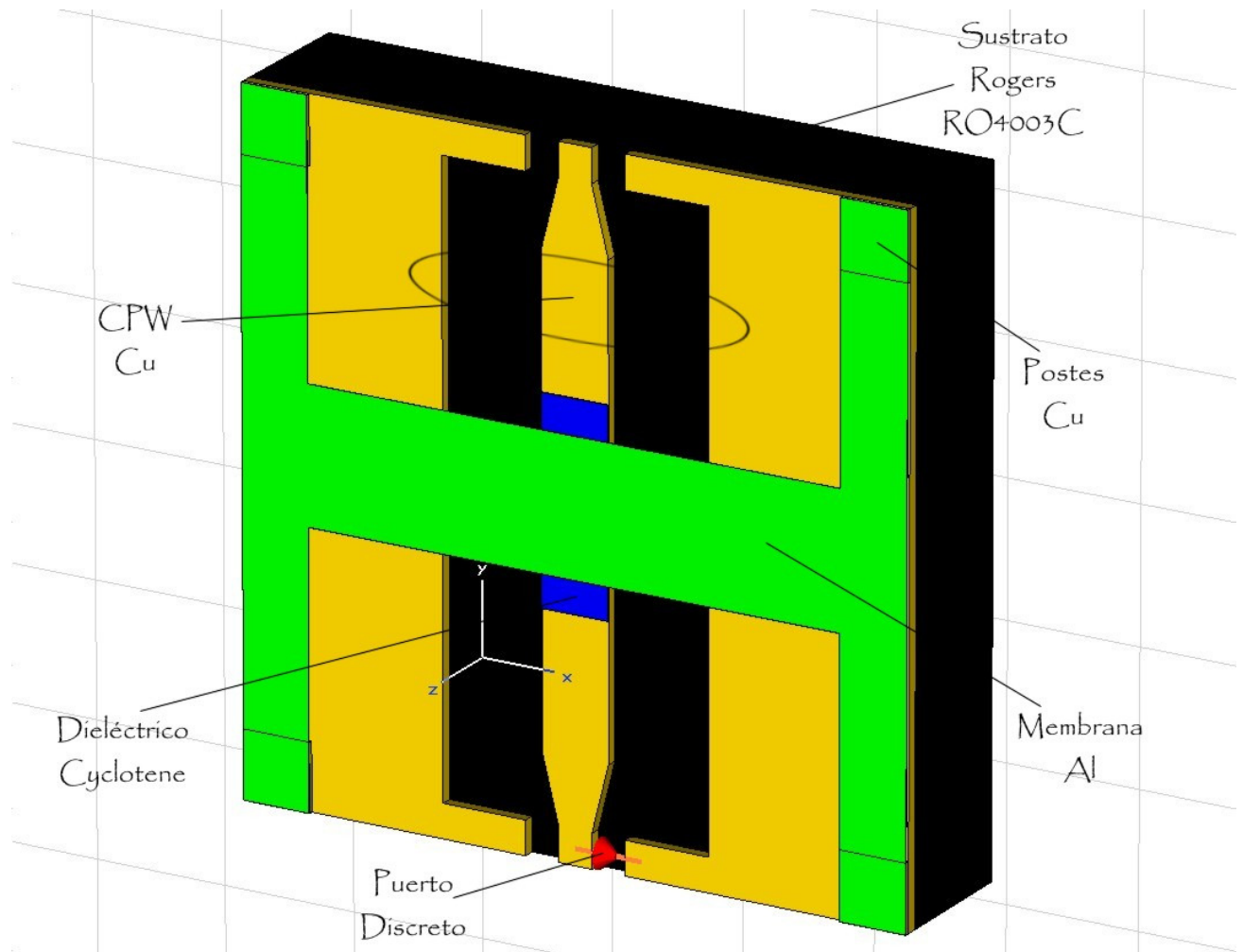
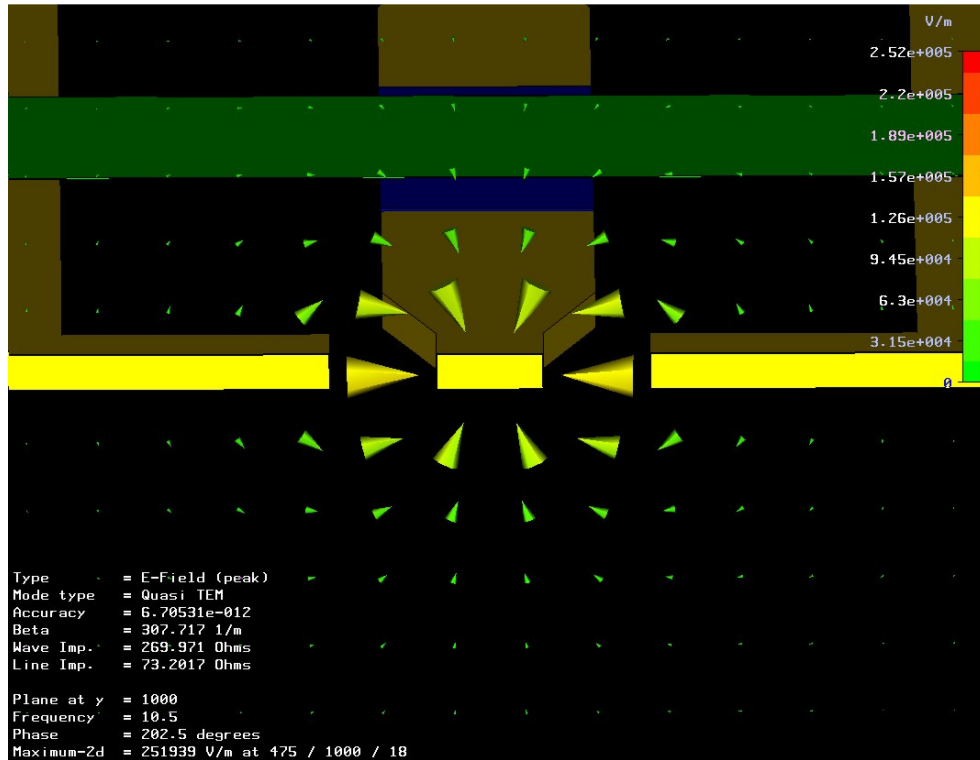
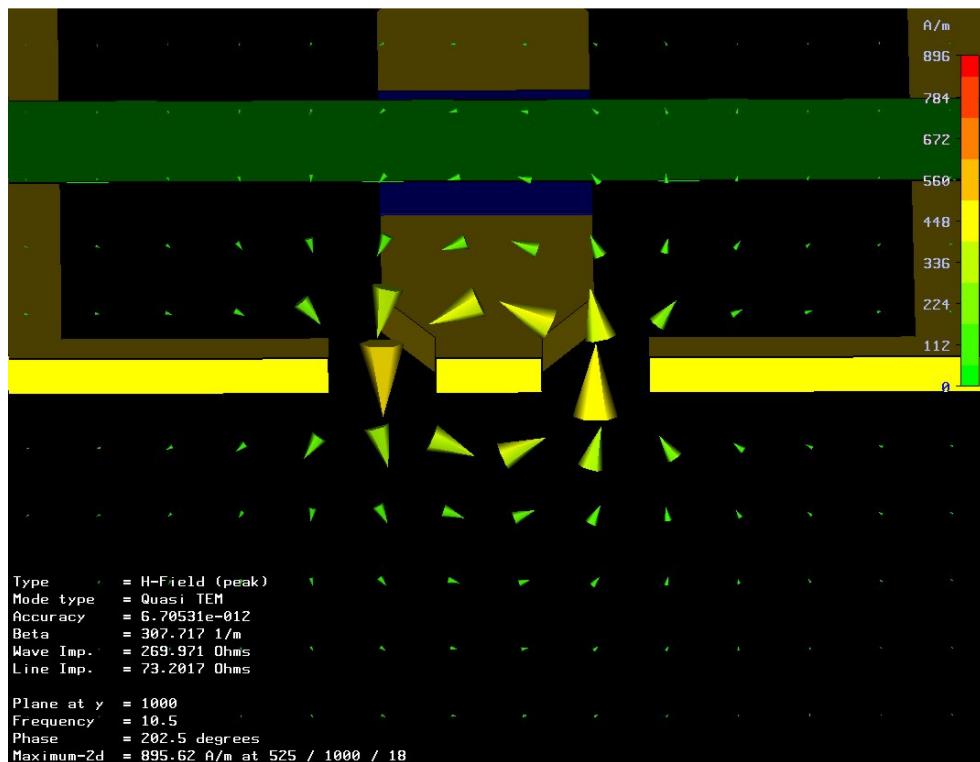


Figura 4.5. Interruptor con puerto discreto para análisis en RF



a) Campo Eléctrico de la señal de microondas



b) Campo Magnético de la señal de microondas

Figura 4.6. Campos E y H de la onda Quasi-TEM en la CPW del interruptor

Las figuras 4.7., y 4.8., muestran la resistencia (R_2) y reactancia (X_2) del interruptor en estado abierto (up) obtenidos a través del análisis computacional.

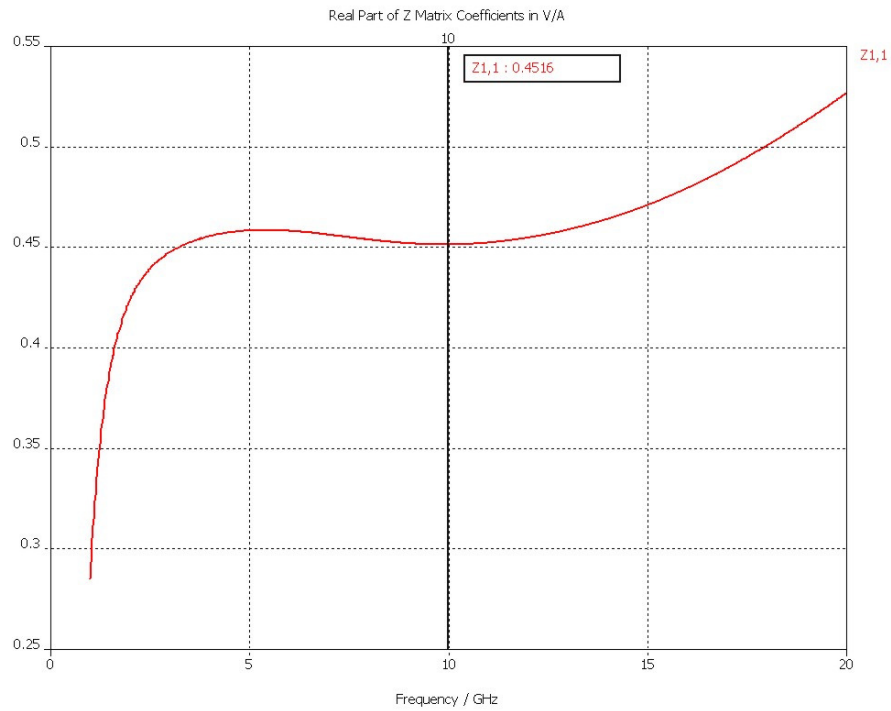


Figura 4.7. Resistencia en estado abierto (up) (R_2) del interruptor

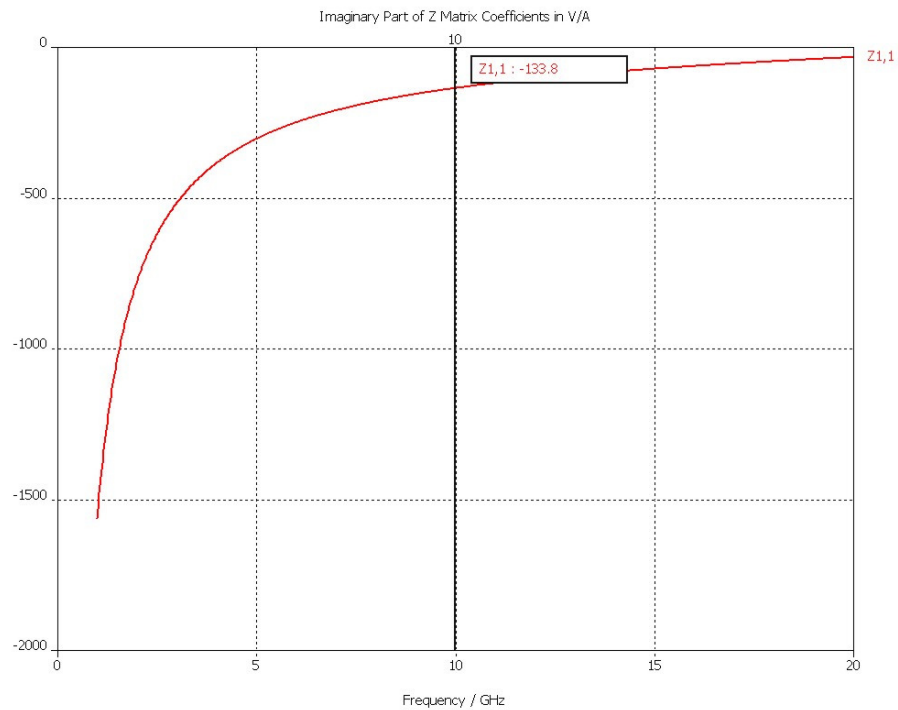


Figura 4.8. Reactancia en estado abierto (up) (X_2) del interruptor

Análisis del Interruptor en RF en el Estado Cerrado (Down)

Para el estado cerrado (down), las gráficas para la resistencia (R_1) y la reactancia (X_1) del interruptor, se muestran en las figuras 4.9., y 4.10.

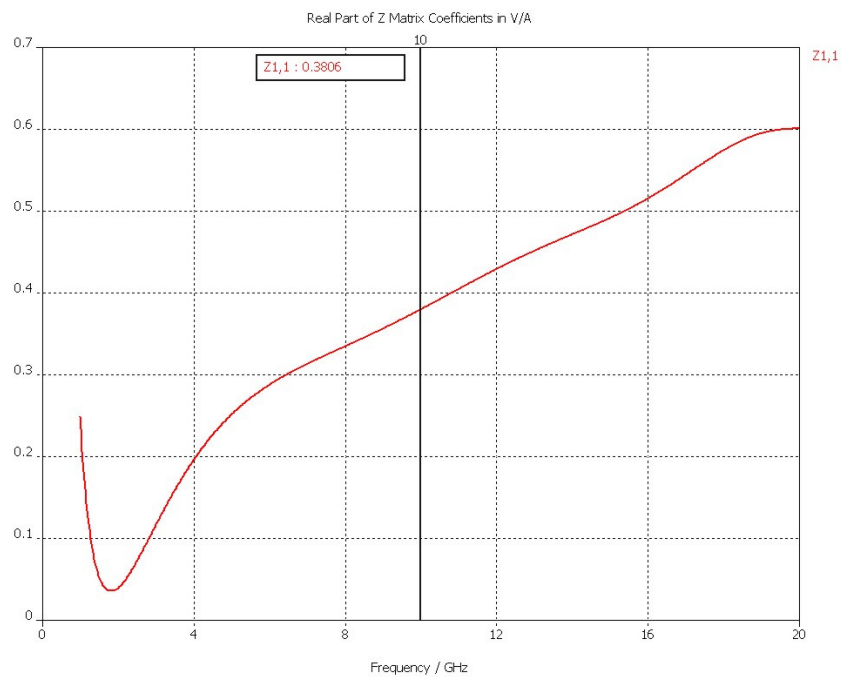


Figura 4.9. Resistencia en estado cerrado (down) (R_1) del interruptor

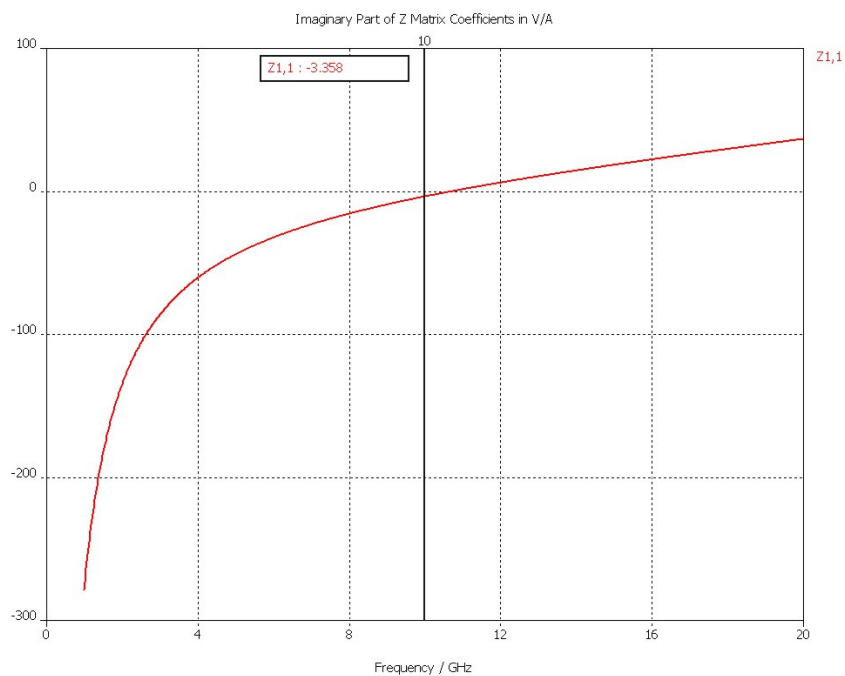


Figura 4.10. Reactancia en estado cerrado (down) (X_1) del interruptor

La figura 4.10., muestra el momento justo en el que la reactancia cambia de capacitiva a inductiva. Este fenómeno ocurre a 10.6 GHz y se conoce como resonancia. Puede considerarse mejor este fenómeno a través de la gráfica de la fase de la impedancia, figura 4.11.

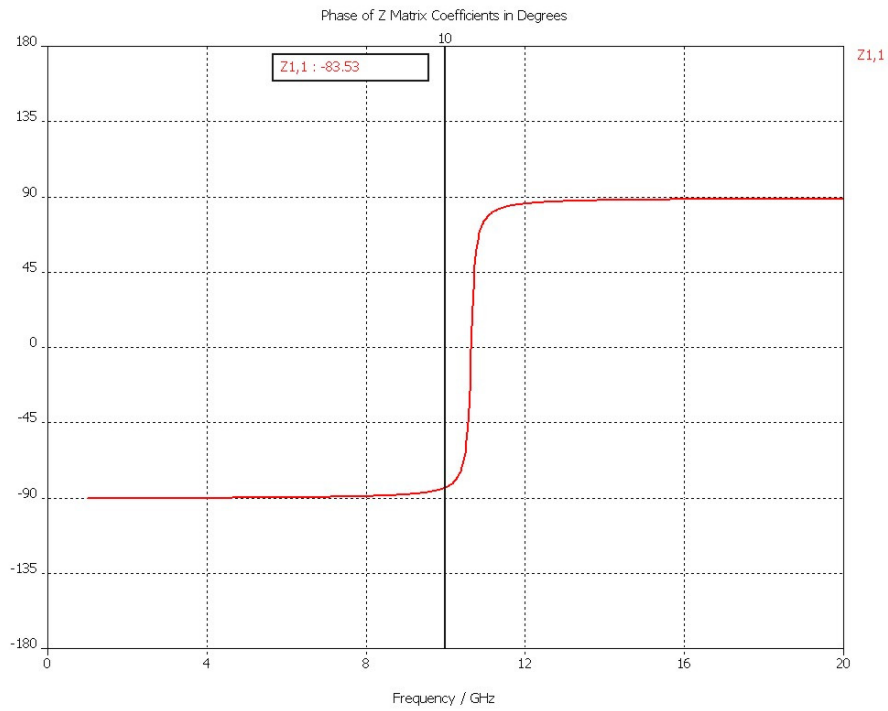


Figura 4.11. Resonancia del interruptor. La impedancia pasa de capacitiva a inductiva en 10.6 GHz

Dados estos valores de reactancias, se pueden deducir los valores para las capacitancias en ambos estados. Las figuras 4.12., y 4.13, muestran los resultados. A 10 GHz se obtuvo una capacitancia en estado cerrado de 4.7814 pF y en estado abierto fue de 0.1189 pF.

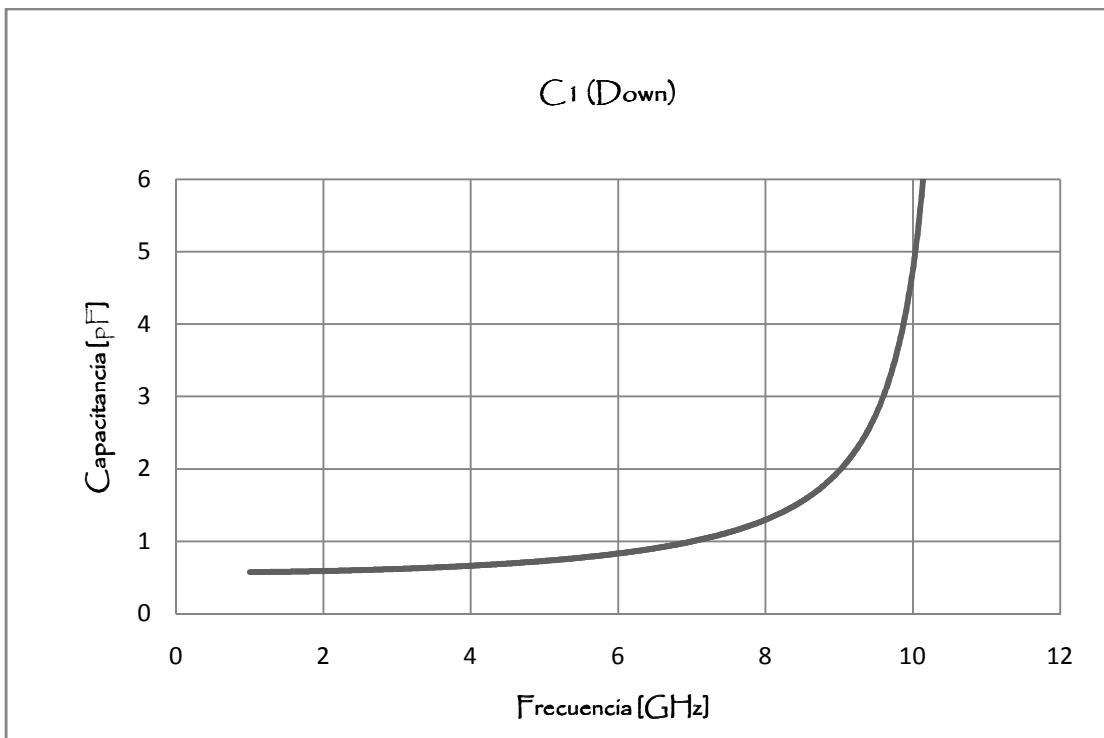


Figura 4.12. Capacitancia en estado cerrado (down)

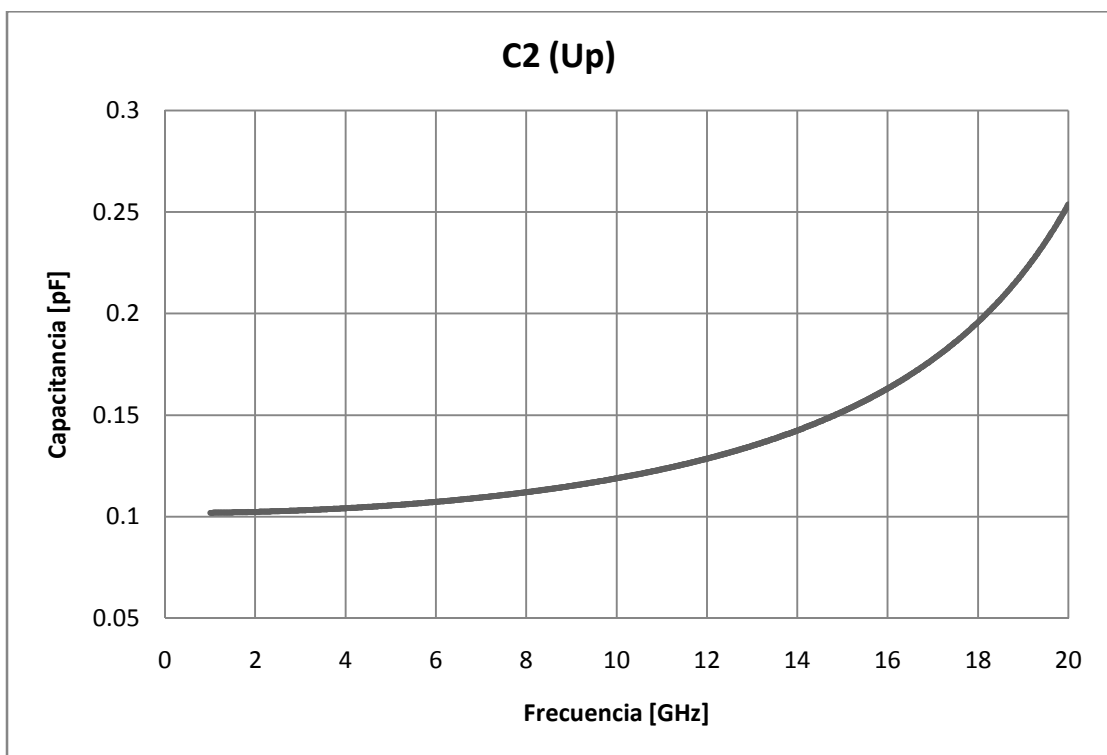


Figura 4.13. Capacitancia en estado abierto (up)

Factor de Calidad de Conmutación (k) del Interruptor

Los parámetros para calcular el CQF se obtienen de los resultados arrojados por los análisis computacionales. A 10 GHz, estos valores son los siguientes

$$R_1 = 0.3806 \ \Omega$$

$$X_1 = -3.358 \ \Omega$$

$$R_2 = 0.4516 \ \Omega$$

$$X_2 = -133.8 \ \Omega$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación (4.26) se obtiene un factor de calidad de conmutación de

$$k = 99405.09597$$

La gráfica del factor de calidad de conmutación (k) como una función de la frecuencia se ilustra en la figura 4.14.

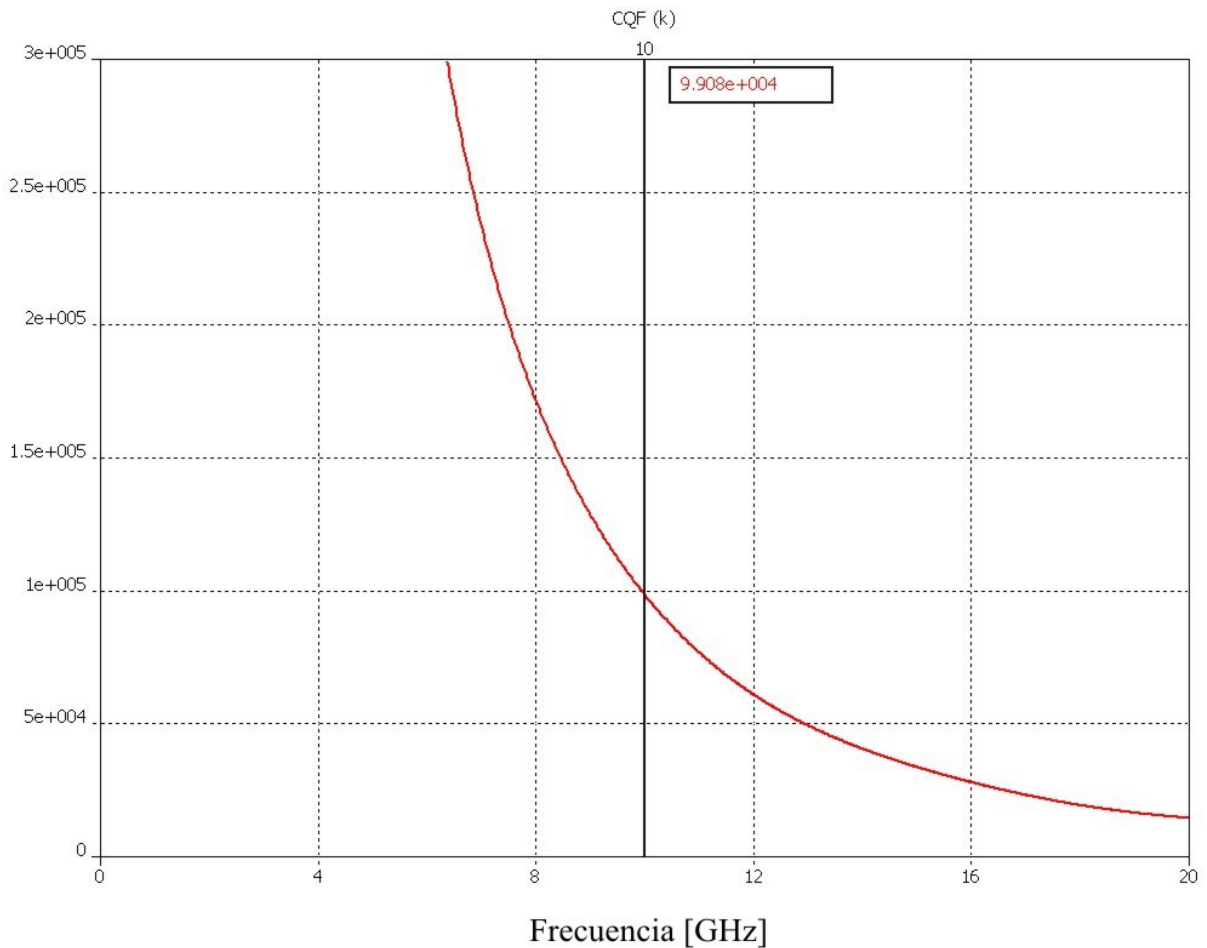


Figura 4.14. Factor de Calidad de Conmutación (k) del interruptor

Pérdidas de Inserción y Aislamiento del Interruptor

Las pérdidas de inserción son un parámetro que caracteriza a un dispositivo indicando las pérdidas que sufre la señal de RF al pasar a través del mismo. Se obtienen por medio de los parámetros de dispersión del dispositivo, los cuales son en esencia los coeficientes de reflexión (Γ) y de transmisión (T) del dispositivo. En forma de matriz, los parámetros S se definen como sigue

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (4.31)$$

Donde V^- y V^+ son los voltajes reflejados e incidentes respectivamente. Y en la cual un elemento particular puede ser determinado como

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0} \quad ; k \neq j \quad (4.32)$$

En un bipuerto, el parámetro S_{21} en el estado cerrado representa el aislamiento y en el estado abierto representa las pérdidas de inserción. Consideremos la red mostrada en la figura 4.15. Esta red se compone de un generador con impedancia Z_0 , de dos líneas de transmisión con impedancia característica Z_0 y constante de fase β , de una carga con impedancia Z_0 y del interruptor, con impedancia en estado cerrado Z_1 y en estado abierto Z_2 .

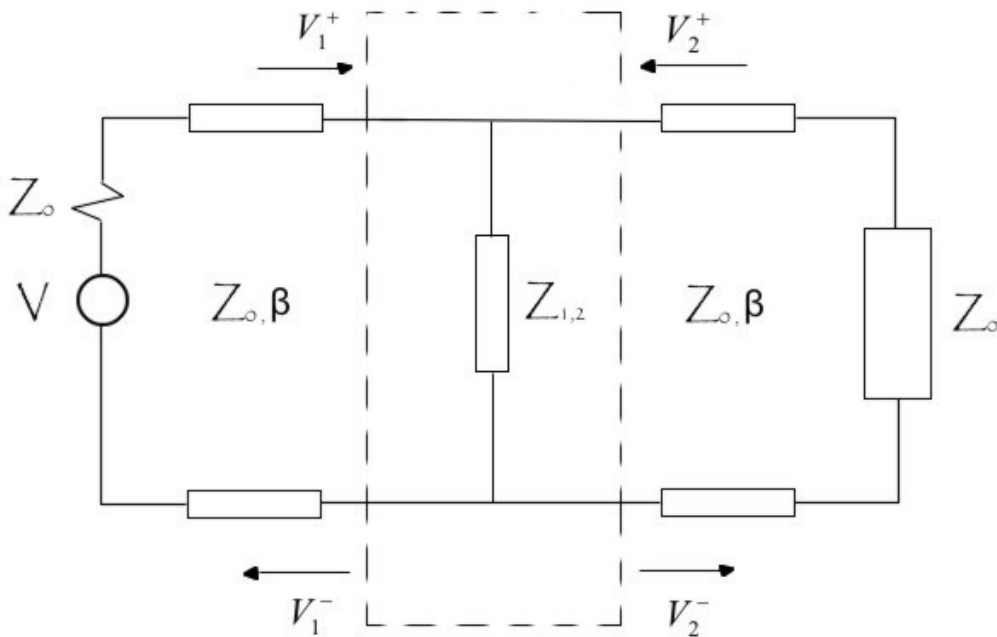


Figura 4.15. Red utilizada para el cálculo de los parámetros de dispersión de un bipuerto

Dado lo anterior, el parámetro S_{11} será

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = \Gamma_{11} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{\left(\frac{Z_{1,2} Z_0}{Z_{1,2} + Z_0} \right) - Z_0}{\left(\frac{Z_{1,2} Z_0}{Z_{1,2} + Z_0} \right) + Z_0} = \frac{-Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0} \quad (4.33)$$

El parámetro S_{21} se calcula como sigue

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = T_{21} \quad (4.34)$$

Recordando que el voltaje es igual a la suma de los voltajes incidente y reflejado, se tiene que

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ \left(1 + \frac{V_1^-}{V_1^+} \right) = V_1^+ \left[1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0} \right] \quad (4.35)$$

Por otro lado, de la figura 4.15., se obtiene que

$$V_2 = V_2^+ + V_2^- = V_2^- = V_1 \quad (4.36)$$

Al combinar las ecuaciones (4.35) y (4.36) resulta en

$$S_{21} = 1 - \frac{Z_0}{Z_0 + 2Z_{1,2}} = \frac{2Z_{1,2}}{Z_0 + 2Z_{1,2}} \quad (4.37)$$

Si suponemos pérdidas resistivas muy bajas, entonces la magnitud del parámetro S_{21} es

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega C_{1,2} Z_0}{2} \right)^2}} \quad (4.38)$$

Como consecuencia, el aislamiento se encuentra cuando el interruptor está cerrado (down), es decir, cuando la membrana está colapsada, y está definido por la siguiente ecuación

$$S_{21}|_{DOWN} = \frac{2Z_1}{Z_0 + 2Z_1} \quad (4.39a)$$

$$\text{Aislamiento (dB)} = -20 \log |S_{21}|_{DOWN} \quad [dB] \quad (4.39b)$$

El aislamiento teórico, presentado en la figura 4.16., se evaluó a 10 GHz con los siguientes resultados

$$|S_{21}|_{down} = 0.7009$$
$$Aislamiento (dB) = 3.0867 \text{ [dB]}$$

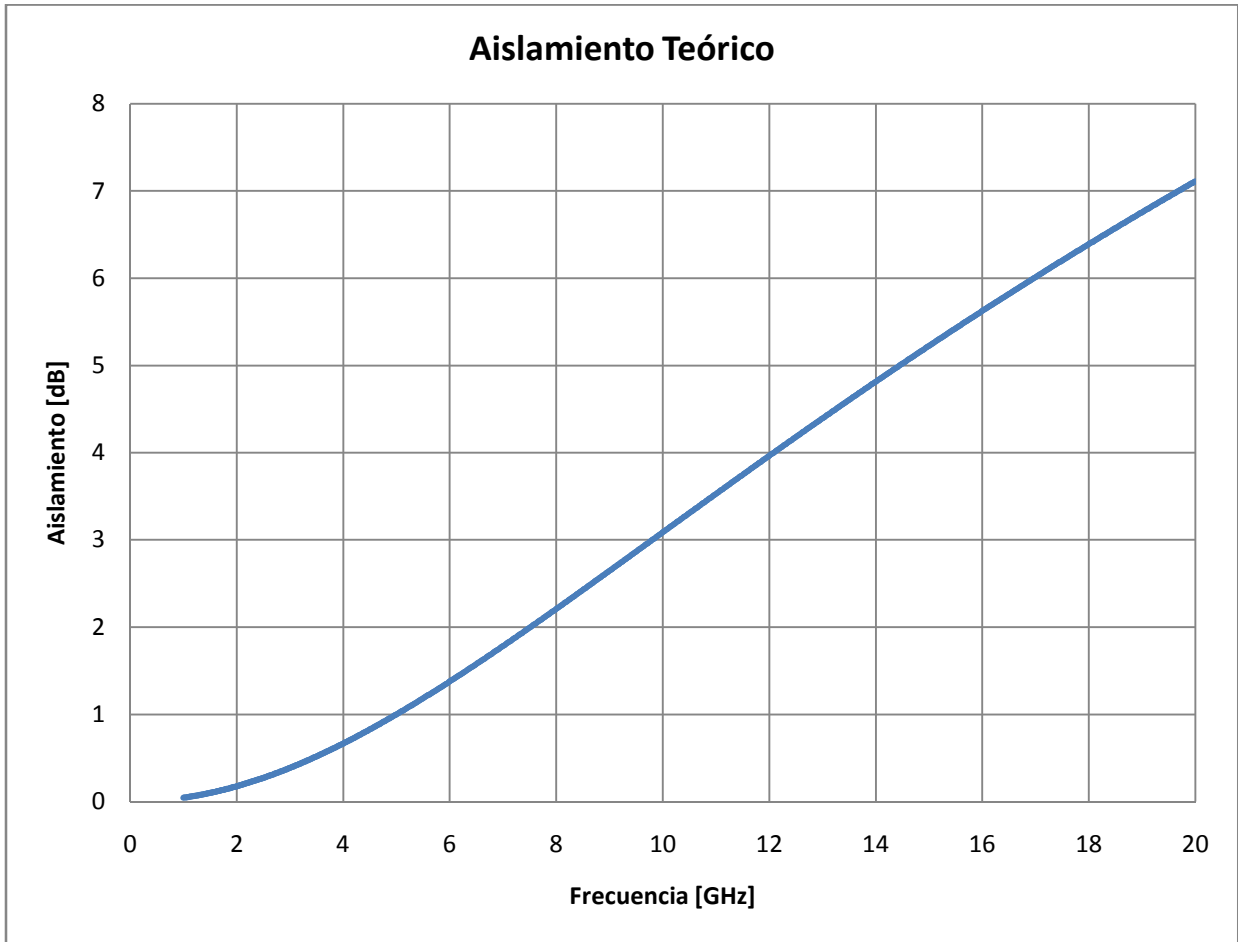


Figura 4.16. Aislamiento teórico del interruptor hasta 20 GHz

El aislamiento obtenido a 10 GHz con ayuda de los resultados computacionales (figura 4.17.) es

$$|S_{21}|_{down} = 0.09057$$
$$Aislamiento (dB) = 20.8601 \text{ [dB]}$$

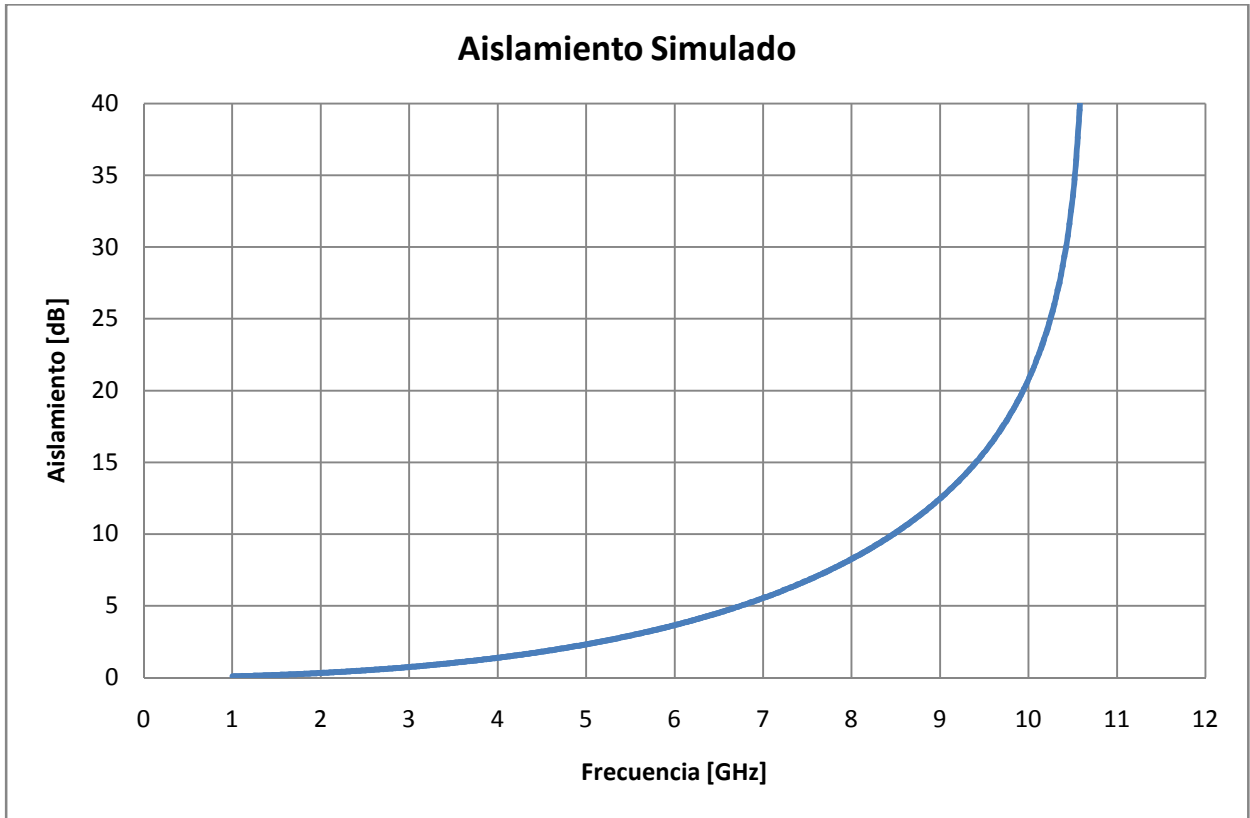


Figura 4.17. Aislamiento simulado del interruptor

Las pérdidas de inserción son las que se obtienen cuando la membrana está arriba (up), y se expresan como

$$S_{21}|_{UP} = \frac{2Z_2}{Z_0 + 2Z_2} \quad (4.40a)$$

$$IL (dB) = -20 \log |S_{21}|_{UP} \quad [dB] \quad (4.40b)$$

A 10 GHz, las pérdidas de inserción teóricas son (figura 4.18.) de

$$|S_{21}|_{up} = 0.99717$$

$$IL (dB) = 0.02460895 \quad [dB]$$

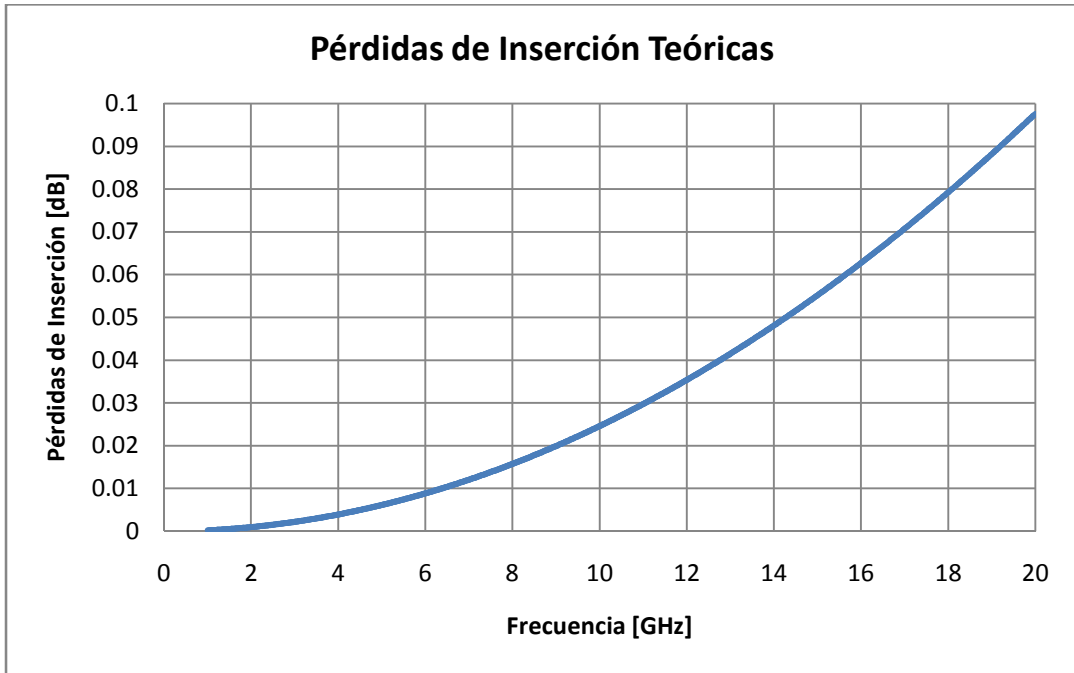


Figura 4.18. Pérdidas de inserción teóricas del interruptor

Las pérdidas de inserción obtenidas con los resultados computacionales, las cuales se muestran en la figura 4.19., son

$$|S_{21}|_{up} = 0.96459$$

$$IL (dB) = 0.3131263 \text{ [dB]}$$

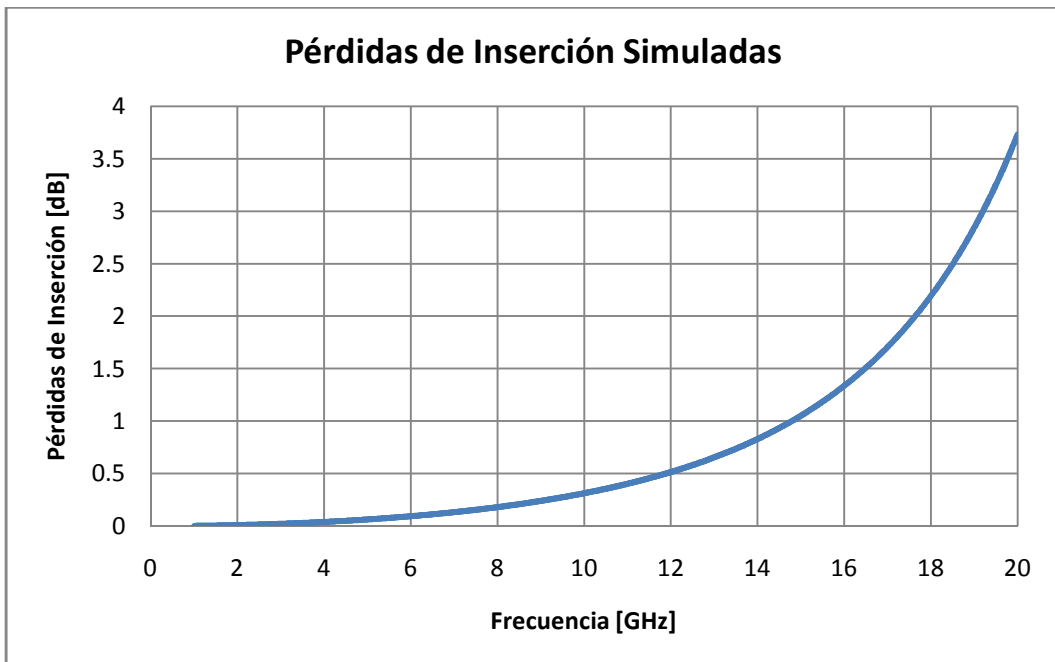


Figura 4.19. Pérdidas de inserción del interruptor computacionales

4.4. Conclusiones

En este capítulo se presentó el modelado electrodinámico del interruptor, alcanzando un factor de calidad de conmutación (k) mayor a 99000 a 10 GHz. Además, se extrajeron valores aproximados para los parámetros R y C de simulaciones computacionales realizadas por medio de software para alta frecuencia. Se presentaron gráficas de las impedancias del interruptor en el estado abierto (up) y cerrado (down). También se mostraron las pérdidas de inserción y el aislamiento de interruptor. Todos estos parámetros se resumen en la tabla 4.1.

Tabla 4.1. Resumen de Resultados Teóricos y Simulados

<i>Parámetro</i>	<i>Valor Teórico</i>	<i>Valor Simulado</i>
C _{QF} (k) @ 10 GHz	> 202131	99405.096
C ₁ (down) [pF] @ 10 GHz	0.4425	4.7814
C ₂ (up) [pF] @ 10 GHz	0.03278	0.1189
Relación de capacitancias (n) @ 10 GHz	13.5	11.8
Pérdidas de Inserción [dB] @ 10 GHz	0.0246384	0.31366791
Aislamiento [dB] @ 10 GHz	3.08935388	20.8652548

Como puede observarse en la tabla 4.1., los resultados teóricos y simulados difieren entre sí debido posiblemente a que no se consideraron los efectos inductivos y los efectos del campo de fuga en el cálculo de C_2 . No se puede saber con certeza la naturaleza de estas diferencias sino hasta que se puedan validar estos resultados con la caracterización del interruptor. No obstante, estos resultados indican un buen comportamiento en alta frecuencia con un factor de calidad de conmutación superior a 90000 en la banda X. La única limitante es el efecto inductivo presente a 10.6 GHz, el cual perjudica el funcionamiento del interruptor.

Referencias

- [1] I. B. Vendik, O. G. Vendik y E. L. Kollberg, "Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 5, pp. 802 - 808, Mayo 2000.
- [2] Cancino Alatorre Luis Alberto y Noriega Sacristán Erick Alberto, *Diseño y Simulación de un Interruptor MEMS Magnetostático para Aplicaciones en Alta Frecuencia*, Tesis de Licenciatura Ingeniería Eléctrica-Electrónica, Facultad de Ingeniería UNAM, México, 2006.
- [3] G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design and Technology*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.
- [4] I. B. Vendik, G. S. Kizha y Ye. A. Serebryakova, "Microwave Phase Shifters and Switches: Features of Integrated Realizations with PIN Diodes", *Radio Svyaz*, Moscow, 1984.
- [5] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, 1a edition, John Wiley & Sons, New York 2001.
- [6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third edition, John Wiley & Sons, 2005.



*How I wish, how I wish you were here
We're just two lost souls swimming in a fish bowl
Year after year
Running over the same old ground
What have we found?
The same old fears
Wish you were here*

Wish You Were Here, Pink Floyd

Capítulo V. Proceso de Fabricación Flexible de Circuito Impreso

Mientras que los componentes electrónicos de los MEMS son fabricados aprovechando los procesos utilizados en la tecnología de fabricación de circuitos integrados, los componentes microelectromecánicos son manufacturados empleando procesos de micromaquinado compatibles con la tecnología de los CI, los cuales selectivamente atacan partes del sustrato u otros materiales y agregan (depositan) nuevas capas estructurales o de sacrificio de diferentes materiales para formar dispositivos y sistemas mecánicos, electromecánicos, electro-opto-mecánicos, térmicos, piezoeléctricos, etc. Este capítulo documenta las tecnologías y procesos usados para fabricar el interruptor presentado en esta tesis, conocido como tecnología flexible de circuito impreso.

5.1. Tecnologías Empleadas en la Fabricación de MEMS

Micromaquinado

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

Puede haber dos tipos de micromaquinado: de volumen y de superficie. El primero consiste en remover selectivamente parte del sustrato para lograr la formación de estructuras dentro del mismo como membranas, trincheras, barras, etc. el micromaquinado de superficie forma una estructura sobre la superficie del sustrato valiéndose de capas estructurales y de sacrificio, estas últimas sirven para liberar capas estructurales las cuales pueden tener funciones mecánicas, eléctricas, térmicas, etc. [1]

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

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

Evaporación

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

La velocidad de evaporación es una función de la presión del vapor del material, por tanto, los metales que tienen un bajo punto de fusión (por ejemplo aluminio, el cual requiere 660°C) son fácilmente evaporados, mientras que los metales que requieren muy altas temperaturas (por ejemplo, el tungsteno requiere 3422°C para evaporarse) pueden causar daños. En general, las películas evaporadas están altamente desordenadas y tienen un estrés residual grande. El proceso de deposición es relativamente lento, alrededor de algunos nanómetros por segundo [2].

Pulverización Catódica (Sputtering)

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

Un pulverizador catódico (sputtering) típico comprende una cámara de vacío, un objetivo (target) de material deseado, un sujetador (para el sustrato) y una fuente de poder. Después de bajar la presión de la cámara a una presión de 10^{-6} a 10^{-8} Torr, un gas inerte, por ejemplo helio o argón, es introducido a la cámara a unos pocos mTorr de presión. Enseguida este gas arde creando un plasma, que a su vez energiza los iones lo suficiente para hacer que algunos átomos del material (target) escapen de la superficie. Algunos de estos átomos aterrizan sobre la superficie del sustrato colocado en el sujetador constituyendo sobre el mismo una capa delgada. La película así integrada tiende a ser más uniforme que la que se forma por evaporación. La mayoría de los materiales pueden ser pulverizados [2].

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

Deposición Química en Fase Vapor

Esta técnica se basa en la generación de una reacción química en vacío, con la cual se puede lograr el depósito sobre el sustrato de las partes de la reacción. Este es un proceso que trabaja a altas temperaturas ($> 300^{\circ}\text{C}$). Se pueden obtener películas delgadas de dieléctricos y metales de alta calidad. Los métodos basados en la deposición química en fase vapor son: de baja presión (LPCVD), o de plasma mejorado (PECVD), del cual se desprende el método de plasma de alta densidad (HDP-CVD). Los procedimientos de CVD y LPCVD operan con un sustrato a temperaturas de $500 - 800^{\circ}\text{C}$. En PECVD y HDP-CVD, la temperatura del sustrato es cercana a los 300°C . Las características de las películas

finales dependen en gran medida de los parámetros de deposición: temperatura del sustrato, presencia de gases, dopantes, presión, potencia, etc. [1]

Deposición por medio de giro (Spinner)

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

Litografía

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

La resina positiva contiene un sensibilizador, el cual impide que la resina se disuelva al sumergirlo en la solución reveladora. Para grabar el diseño de la máscara en la resina, ésta se expone a luz ultravioleta (200 - 450 nm) rompiendo así el sensibilizador y provocando que las regiones expuestas se disuelvan cuando se sumerge para su revelado. El proceso contrario ocurre con la resina negativa, las regiones expuestas a la luz son las que permanecen.

Grabado

Esta etapa de fabricación de MEMS ataca selectivamente el material usando los patrones utilizados en la resina como máscara. Hay dos tipos de grabado: isotrópico y anisotrópico. El primero se lleva a cabo de manera uniforme en todas las direcciones, por lo cual se tienen cavidades redondeadas. En el segundo tipo de grabado, el ataque se lleva a cabo preferentemente en ciertas direcciones obteniendo cavidades delineadas por superficies planas bien definidas, las cuales no son necesariamente perpendiculares al sustrato.

5.2. Materiales Empleados

Hay cuatro tipos principales de materiales importantes que son usados en la fabricación de MEMS:

- ✓ Capas de dieléctricos
- ✓ Poly-silicio
- ✓ Películas de metales
- ✓ Películas de materiales ferroeléctricos

Los dieléctricos son utilizados para aislar capas conductoras, para difusión e implantación de máscaras y para proteger dispositivos de impurezas, humedad y rayones u otros daños. El Poly-silicio es usado como compuerta en dispositivos MOS y CMOS, como un conductor para metalización multinivel y como contacto para dispositivos con uniones superficiales. Las películas de metales son empleadas para formar conexiones óhmicas de baja resistencia y como contactos no-óhmicos en barreras metal-semiconductor.

5.2.1. Rogers RO4003C [3]

RO4003C es un material formado de vidrio reforzado con láminas de hidrocarbón o cerámica y se utiliza como sustrato dieléctrico en aplicaciones de alta frecuencia (RF) y microondas debido a sus bajas pérdidas dieléctricas. Es un material compatible con la tecnología flexible de circuito impreso. Este material tiene 17 μm de cobre electrodepositado por ambas superficies (inferior y superior). Las características más importantes de este material se resumen en la tabla 5.1.

Tabla 5.1. Propiedades del Sustrato Rogers RO4003C

<i>Propiedad</i>	<i>Valor Típico</i>
Constante Dieléctrica (ϵ_r)	3.38 \pm 0.05
Tangente de Pérdidas (δ)	0.0027 @ 10 GHz
Densidad (σ)	1.179 gr/cm ³
Espesor (t_{sust})	203 μm
Espesor Cobre (t_{Cu})	17 μm

5.2.2. CYCLOTENE XU35133 [4], [5]

CYCLOTENE es una resina electrónica avanzada basada en polímeros de alta pureza que ha sido desarrollada para aplicaciones microelectrónicas. Esta resina esta derivada del benzocyclobuteno (BCB) químico, usada como dieléctrico, está formulada para ser una solución de baja viscosidad y altamente sólida. Sus propiedades más importantes son:

- ✓ Baja constante dieléctrica
- ✓ Bajas pérdidas en alta frecuencia
- ✓ Baja absorción de humedad
- ✓ Baja temperatura de curado
- ✓ Alto grado de planarización
- ✓ Bajo nivel iónico
- ✓ Alta claridad óptica
- ✓ Buena estabilidad térmica
- ✓ Excelente resistencia térmica
- ✓ Buena compatibilidad con varios sistemas de metalización

Tabla 5.2. Propiedades del CYCLOTENE XU35133

<i>Propiedad</i>	<i>Valor Típico</i>
Constante Dieléctrica (ϵ_r)	2.65 @ 1kHz - 20 GHz
Tangente de Pérdidas (δ)	0.0008
Densidad (σ)	1050 kg/m ³
Espesor (t_{sust})	0.8 - 1.8 μ m

5.2.3. Fotorresina AZ 9245 [6]

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

5.2.4. Cobre

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

Tabla 5.3. Propiedades más Importantes del Cobre

<i>Propiedad</i>	<i>Valor Típico</i>
Densidad (σ)	8900 kg/m ³
Conductividad eléctrica	5.8×10^7
Modulo de Young	130 GPa
Razón de Poissons	0.34
Punto de fusión	1357.6 K

5.2.5. Aluminio

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

Tabla 5.4. Propiedades más Importantes del Aluminio

<i>Propiedad</i>	<i>Valor Típico</i>
Densidad (σ)	2700 kg/m ³
Conductividad eléctrica	3.8×10^7
Modulo de Young	70 GPa
Razón de Poisson	0.35
Punto de fusión	933.47 K

5.3. Descripción del Proceso de Fabricación Flexible de Circuito Impreso

Tecnología Flexible de Circuito Impreso

La manera más común de conectar varios dispositivos es una tarjeta de circuito impreso (por sus siglas en inglés PCB, Printed Circuit Board). Hay varias tecnologías PCB basadas en diferentes materiales dieléctricos y procesos de fabricación. Entre estos se consideran tres clases principales de circuitos impresos: sólido, flexible y moldeado. El circuito impreso flexible consiste generalmente de un dieléctrico sobre el cual está presente un metal, predominantemente cobre. Este cobre es grabado (patterned) usando un material fotorresistivo y un agente atacante para definir las pistas entre los componentes electrónicos. Este material dieléctrico puede tener ambas caras (superior e inferior) cubiertas de cobre. Los dieléctricos más usados son vidrio, cuarzo, alumina, algunos polímeros, poliéster y teflón. La elección precisa del dieléctrico depende de las demandas técnicas presentadas por el dispositivo y sus aplicaciones. Las propiedades más importantes son la permitividad y su factor de pérdidas.

5.3.1 Características

La PCB utilizada para la fabricación del interruptor es la flexible y sus características se enlistan enseguida:

- ✓ Consiste de un sustrato dieléctrico conocido como Rogers RO4003C con 17 micras de cobre electrodepositado en ambas superficies (inferior y superior)
- ✓ Como dieléctrico se utiliza CYCLOTENE
- ✓ Tiene otra capa de cobre, el espesor de la misma varía según las necesidades específicas del diseño
- ✓ Se usa una fotorresina conocida como AZ 9245 como capa de sacrificio
- ✓ Una delgada capa de 0.5 micras de aluminio permite tener una capa conductora adicional

La tabla 5.5., muestra la secuencia del proceso de fabricación flexible de circuito impreso.

Tabla 5.5. Secuencia del Proceso de Fabricación Flexible de Circuito Impreso

<i>Capa de material</i>	<i>Espesor [μm]</i>	<i>Máscara correspondiente</i>	<i>Propósito</i>
Rogers RO4003C	203	-	Sustrato
Cobre1	6	COBRE1	Sirve para formar los postes (anclajes) que soportaran la membrana.
CYCLOTENE	1	CYCLOTENE	Dieléctrico, evita que se produzca un cortocircuito cuando la membrana se colapse sobre la línea central de la CPW
Cobre1	11	COBRE2	Se utiliza para formar la guía de onda coplanar (CPW)
Fotorresina1	11	PHOTORESIST_1	Material de sacrificio, cubre los "gaps" de la CPW
Fotorresina2	6	PHOTORESIST_2	Material de sacrificio, cubre todo el espacio vacío desde la CPW y hasta la altura de los postes, con la intención de obtener una superficie plana sobre la que se pueda depositar uniformemente la capa de aluminio
Aluminio	0.5	ALUMINIO	Capa conductora, forma la membrana

5.3.2. Flujo del Proceso

El primer paso del proceso es definir la región que abarcará el dispositivo, lo que bien podría llamarse oblea. Esto significa quitar todo el cobre sobrante, es decir, quitar el cobre de una de las superficies (inferior o superior) y parte del cobre de la superficie restante, de tal manera que solo quede el cobre de la oblea. La máscara correspondiente a este paso se muestra en la figura 5.1. Es necesario señalar que la máscara es positiva, lo cual significa que las áreas oscuras son las que se quedan. El Cobre1 adquirirá este dibujo después se someterlo al ataque correspondiente.

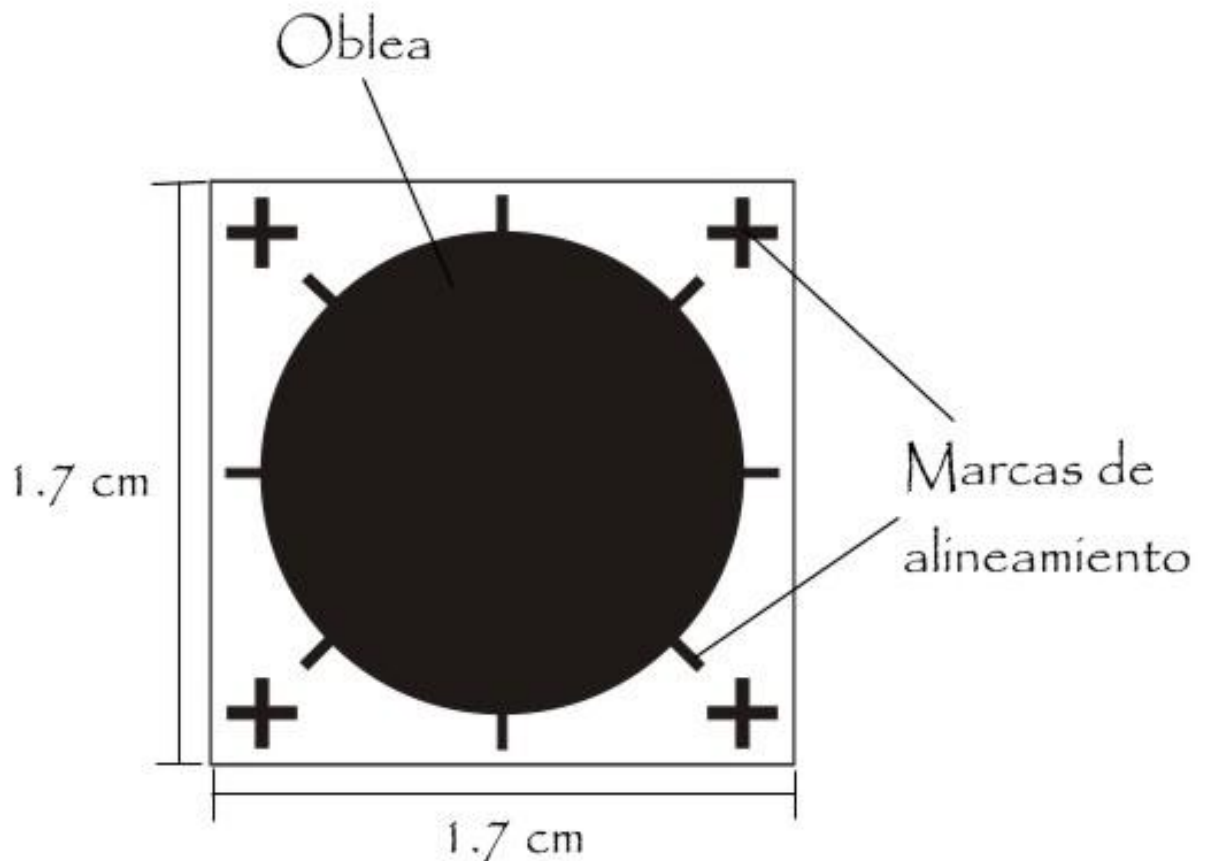


Figura 5.1. Máscara que dibuja el área de trabajo, diseñada para albergar cuatro interruptores. Máscara positiva, es decir, las áreas oscuras son las que permanecen después de atacar el cobre

El siguiente paso es formar los postes atacando parcialmente el Cobre1 6 μm . La máscara empleada se ilustra en la figura 5.2., ésta también es una máscara positiva.

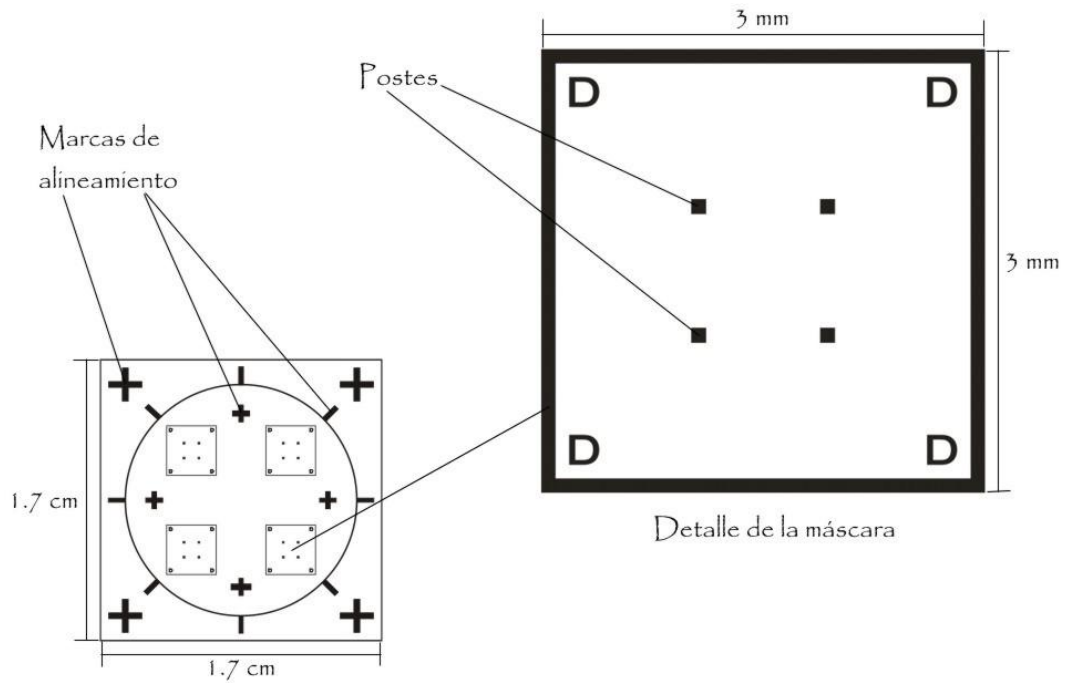


Figura 5.2. Máscara COBRE1, formación de los anclajes para la membrana

Luego de formar los postes, el siguiente paso es depositar $1\ \mu\text{m}$ de CYCLOTENE sobre el Cobrel y atacarlo para formar la capa aislante evitando un cortocircuito entre la membrana y la línea central de la CPW. La máscara CYCLOTENE se ilustra en la figura 5.3.; esta máscara es negativa, por lo cual las partes oscuras son eliminadas durante el ataque y las partes claras formaran la película de CYCLOTENE.

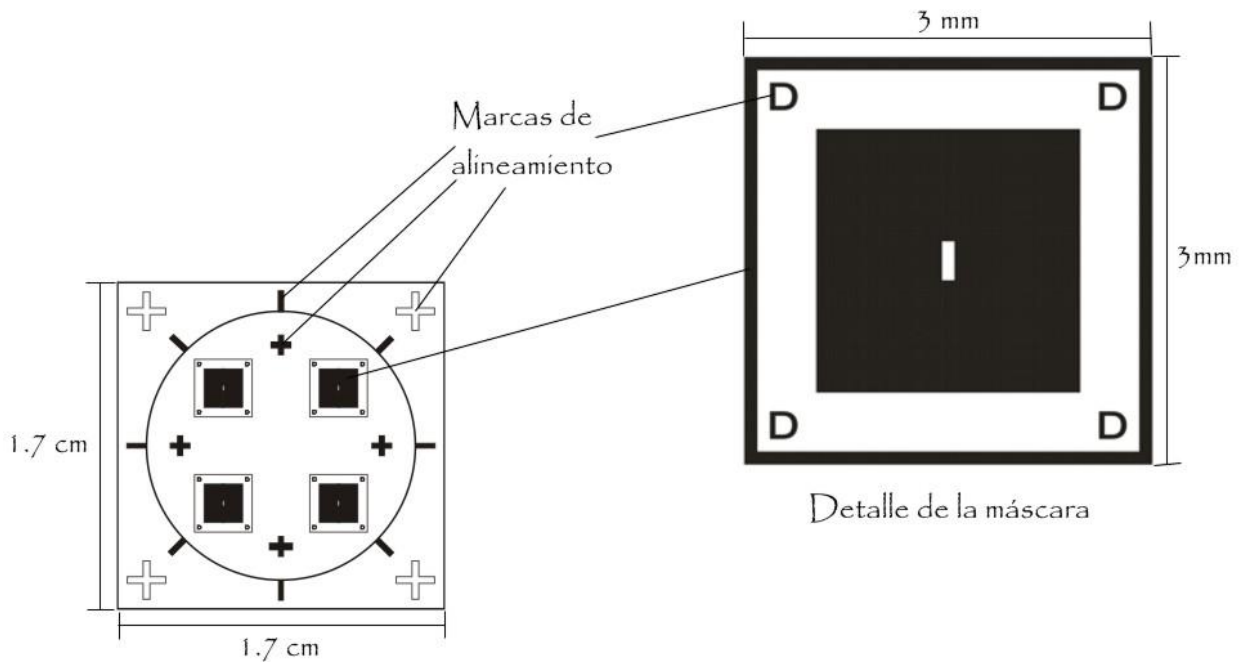


Figura 5.3. Máscara CYCLOTENE, nótese los cuatro interruptores y el detalle de uno de ellos. Máscara negativa, las partes oscuras son atacadas y eliminadas

A continuación se forma la guía de onda coplanar (CPW) con la máscara COBRE2 aplicada a la capa Cobre1. La máscara se muestra en la figura 5.4.

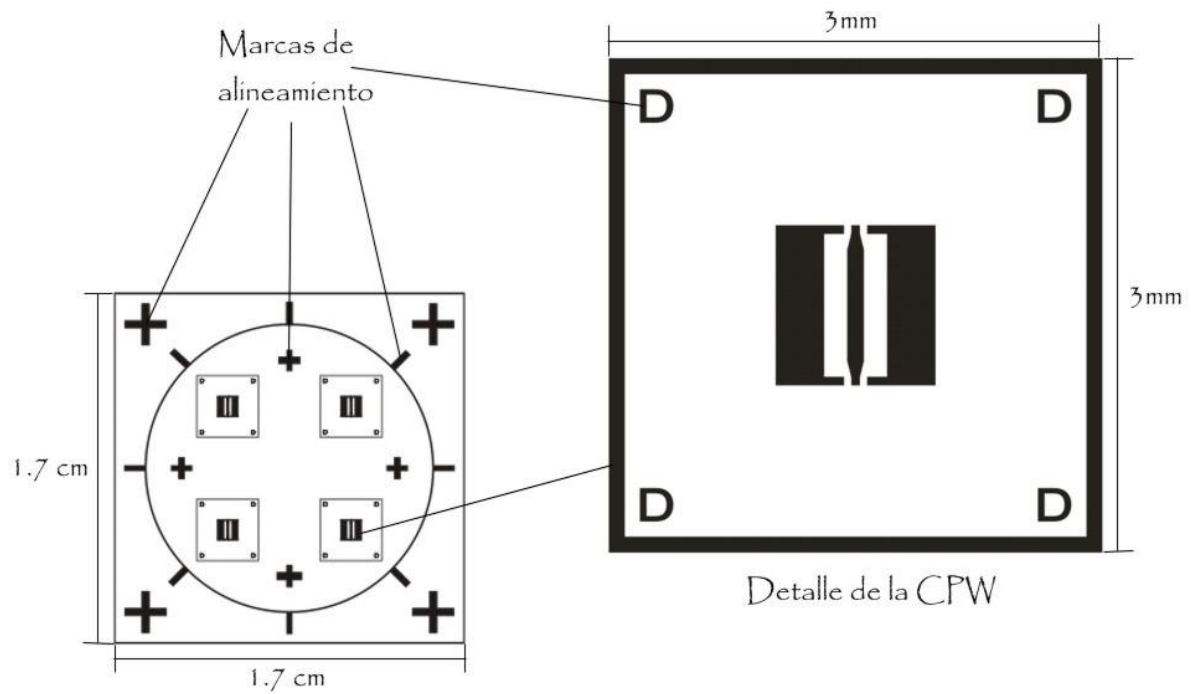


Figura 5.4. Máscara COBRE2, CPW dibujada en el Cobre1

Después de formar la CPW se rellenan los espacios entre las tierras y la línea central de la CPW con la fotorresina, esta máscara se muestra en la figura 5.5. Luego se rellena, también con la fotorresina, todo el espacio hasta el nivel de los postes, es decir, 6 μm sobre la CPW, la máscara correspondiente se puede observar en la figura 5.6. Ambas máscaras son positivas.

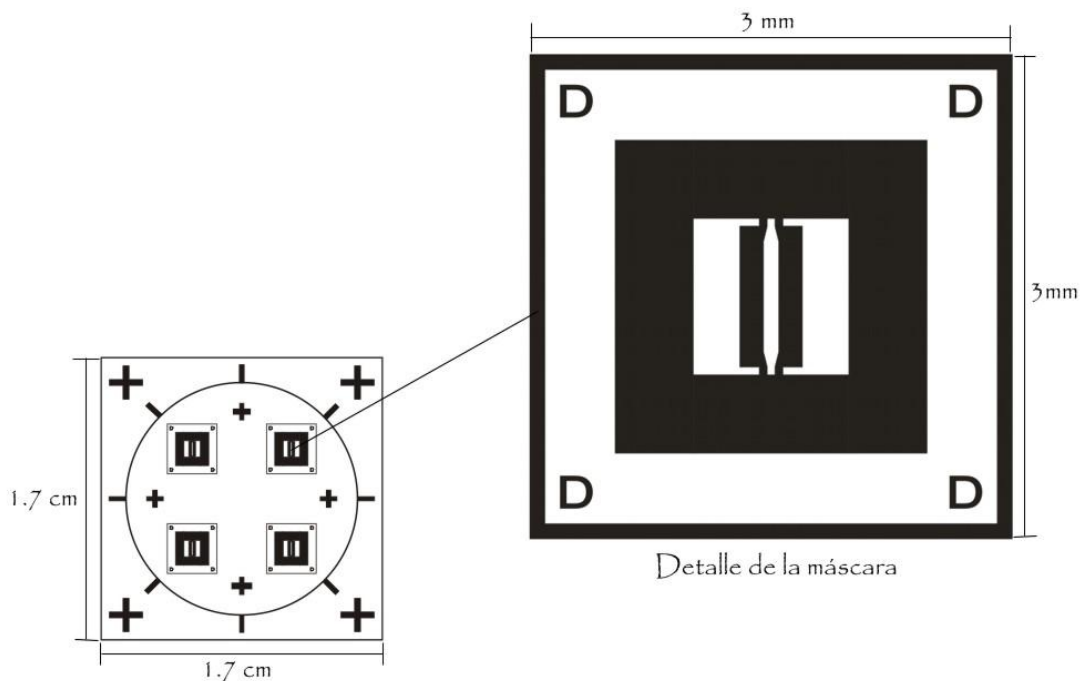


Figura 5.5. Máscara PHOTORESIST_1, relleno de los gaps de la CPW con fotorresina

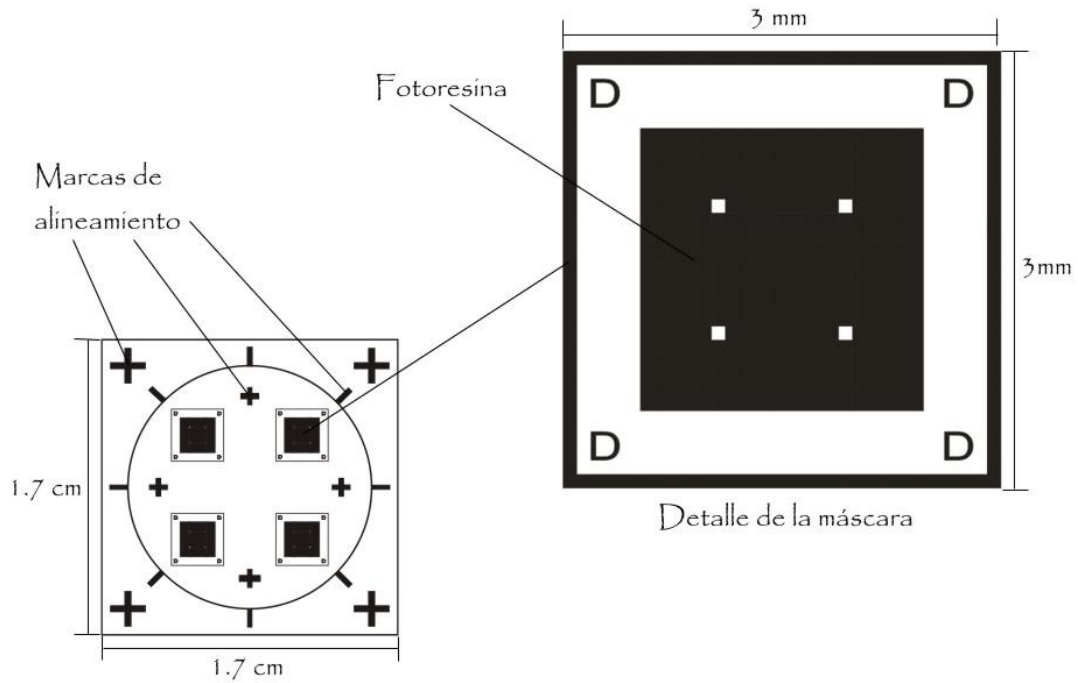


Figura 5.6. Máscara PHOTORESIST_2, relleno de los postes con fotoresina

La última máscara, figura 5.7., grabará la membrana en el aluminio terminando así el proceso de fabricación del interruptor. Al igual que la mayoría de las máscaras, ésta también es positiva.

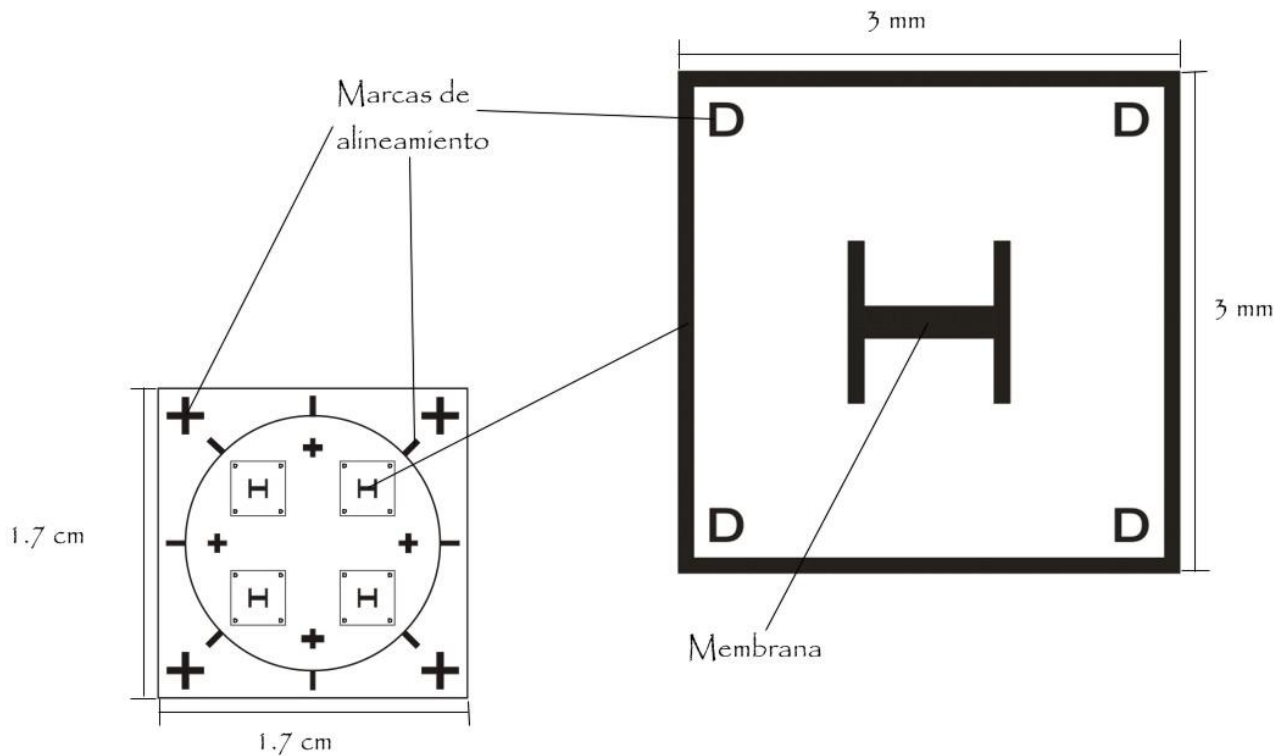
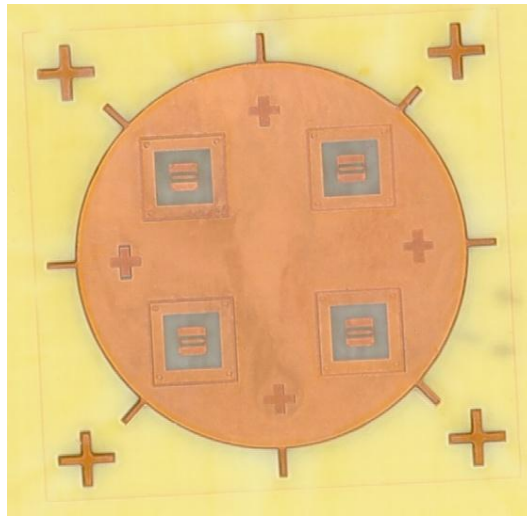


Figura 5.7. Máscara ALUMINIO, grabado de la membrana en la capa de aluminio

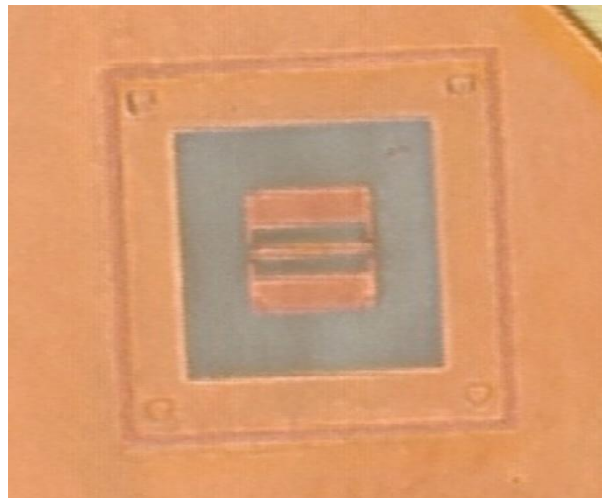
5.4. Conclusiones

En este capítulo se presentaron las técnicas y las tecnologías empleadas en la fabricación del interruptor RF MEMS analizado en esta tesis. Se mostraron las características más importantes de la tecnología flexible de circuito impreso, también conocida como PCB flexible. Se expusieron las características y el flujo del proceso de fabricación, describiendo paso a paso la construcción del interruptor. De igual forma se mostraron las máscaras usadas en cada paso del proceso.

El proceso de fabricación consta de 6 capas físicas y 6 procesos litográficos. Cada uno de los cuales se efectúa totalmente en la UNAM, utilizando tecnología existente en la misma. Este hecho es posible debido a la relativa sencillez del proceso de fabricación y a la simplicidad del diseño del interruptor. En las figuras 5.8. - 5.11, se pueden observar algunas fotografías del interruptor obtenidas con un vibrometro Polytec del Centro UNAMems.



a)



b)

Figura 5.8. a) Interruptor RF MEMS después de grabar la CPW. Se pueden observar cuatro interruptores en esta "oblea", b) detalle de uno de los interruptores. Puede notarse la CPW y las marcas de alineamiento

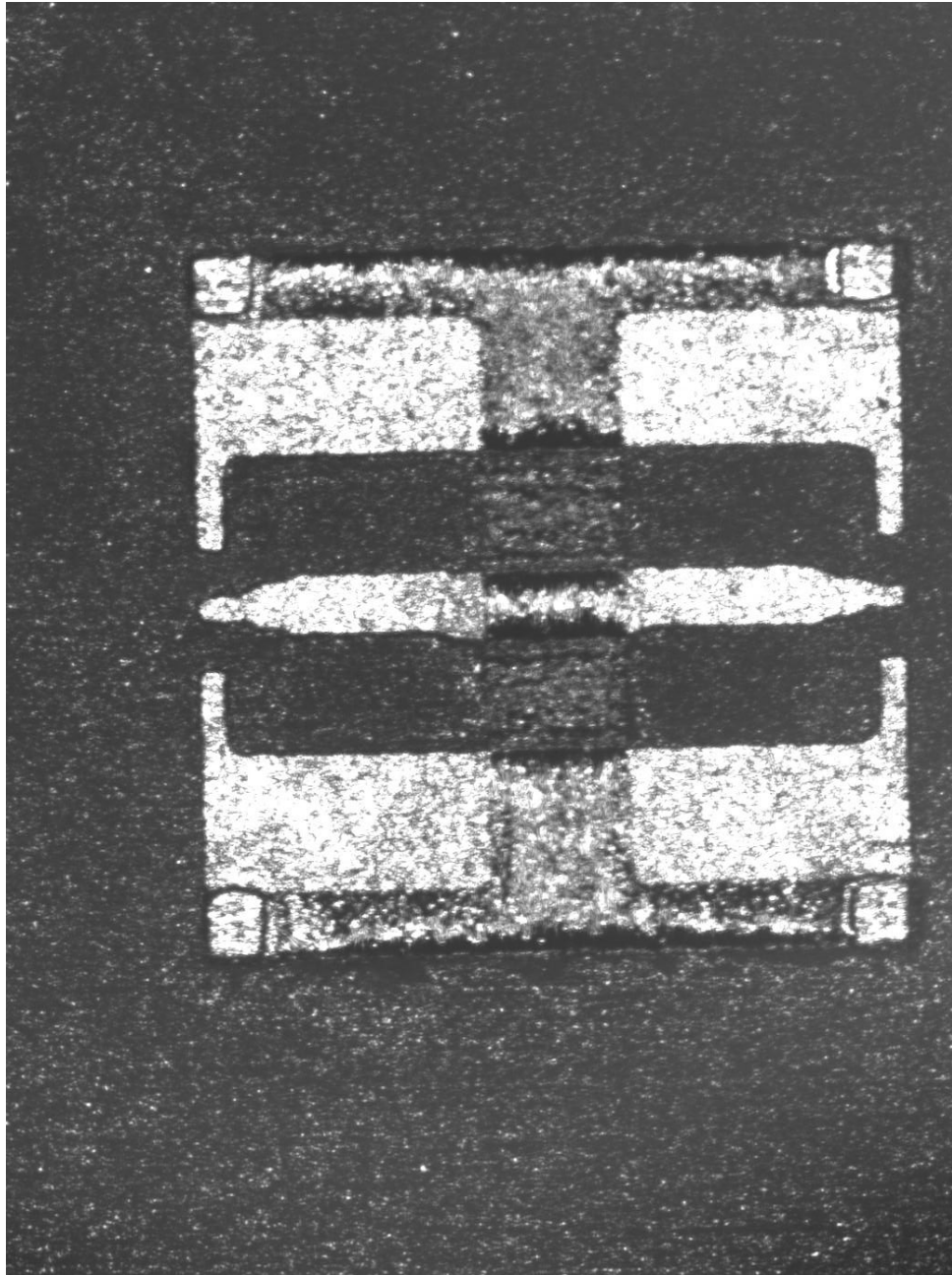


Figura 5.9. Topografía del interruptor. Nótese la CPW, los postes y la membrana de aluminio

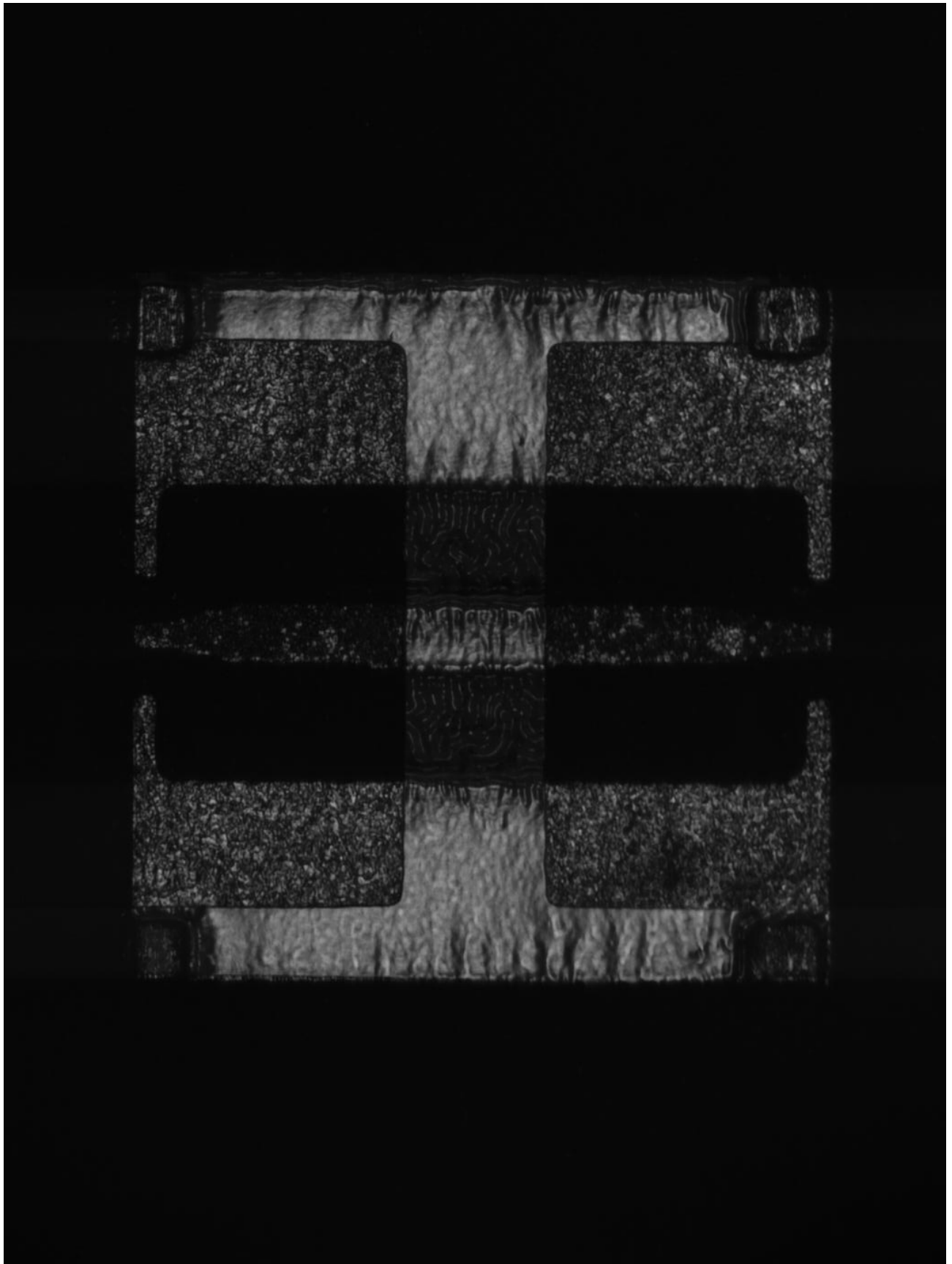


Figura 5.10. Fotografía del interruptor sin liberar

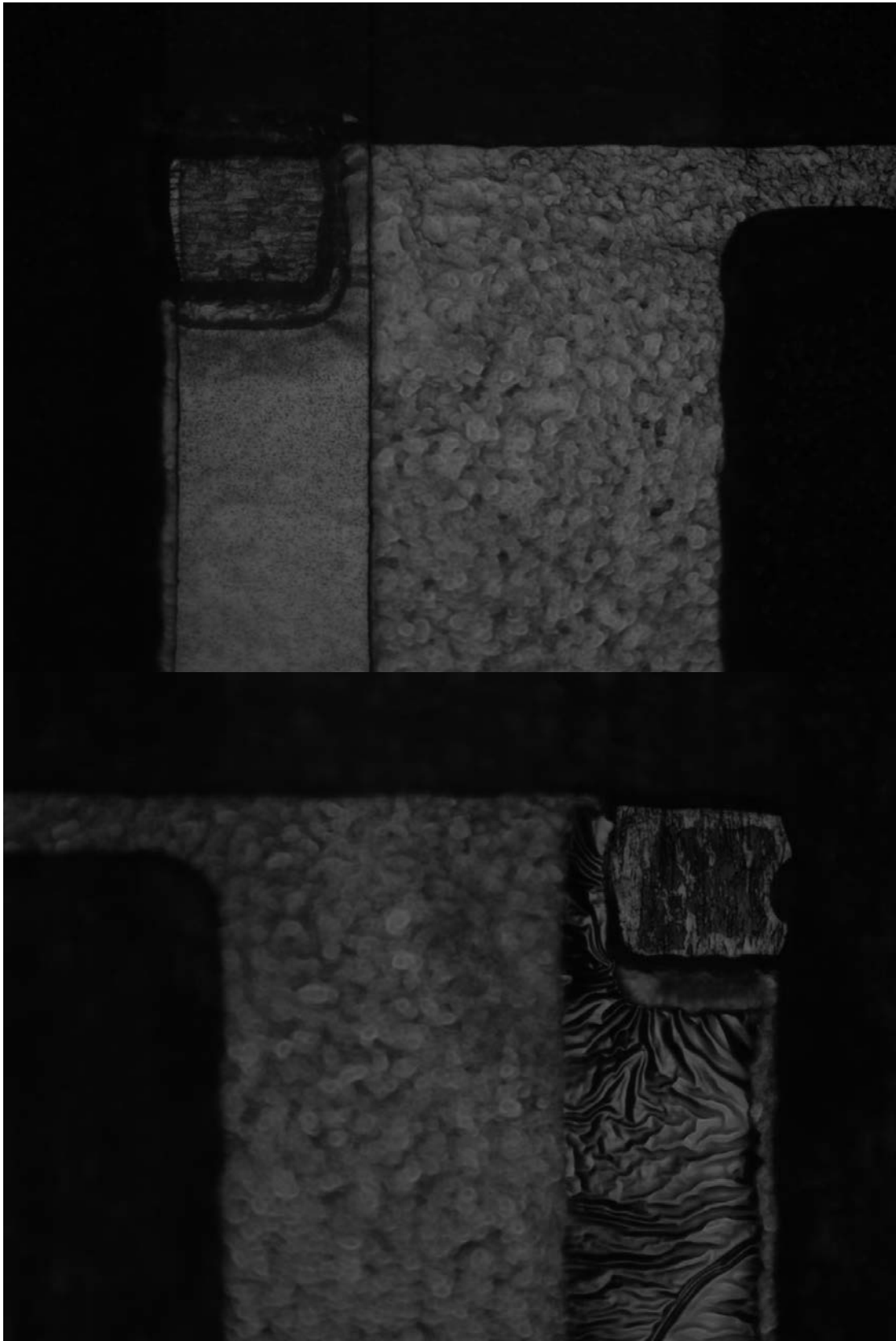


Figura 5.11. Detalle de los postes que soportan la membrana

Referencias

- [1] Romero Aroche Oscar y López Morales Rogelio, *Análisis, Diseño y Simulación de Interruptores MEMS para Aplicaciones en Alta Frecuencia*, Tesis de Licenciatura Ingeniería en Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería UNAM, México, 2005.
- [2] V. K. Varadan, K. J. Vinoy y K. A. Jose, E. Kreyszig, *RF MEMS and Their Applications*, 1a edición, John Wiley & Sons, Inglaterra, 2003.
- [3] www.rogerscorporation.com
- [4] www.dow.com
- [5] www.cyclotene.com
- [6] www.azresist.com
- [7] J. W. Gardner, V. K. Varadan y O. O. Awadelkarim, *Microsensors, MEMS, and Smart Devices*, John Wiley & Sons, New York, 2001.
- [8] S. E. Lyshevski, *MEMS and NEMS Systems, Devices, and Structures*, CRC Press, Boca Raton, 2002.
- [9] D. Banks, *Microengineering, MEMS, and Interfacing*, CRC Press, Boca Raton, 2006.



*Who was born in a house full of pain?
Who was trained not to spit in the fan?
Who was told what to do by the man?
Who was broken by trained personnel?
Who was fitted with collar and chain?
Who was given a pat on the back?
Who was breaking away from the pack?
Who was only a stranger at home?
Who was ground down in the end?
Who was found dead on the phone?
Who was dragged down by the stone?*

Dogs, Pink Floyd

Capítulo VI. Interruptor RF MEMS para la Banda Ka

6.1. Descripción Física del Interruptor RF MEMS para la Banda Ka

En esencia, el interruptor para la banda Ka sigue el mismo diseño del interruptor para la banda X, como puede apreciarse en la figura 6.1. Este diseño se basa en un interruptor capacitivo, paralelo, que consta de una línea de transmisión del tipo coplanar (CPW) de $11\ \mu\text{m}$ de espesor (con $G/W/G = 52.5/35/52.5$), la cual se encuentra sobre el sustrato Rogers RO4003C de $203\ \mu\text{m}$ de espesor. Sobre ésta se suspende una membrana de aluminio de $0.5\ \mu\text{m}$ de espesor, anclada a los planos de tierra de la CPW por medio de unos postes de cobre de $6\ \mu\text{m}$ de espesor. Por encima de la línea central de la CPW hay $1\ \mu\text{m}$ de CYCLOTENE XU35133 usado como aislante. En las figuras 6.2., y 6.3., se observan las dimensiones de la CPW, los postes y la capa aislante del interruptor.

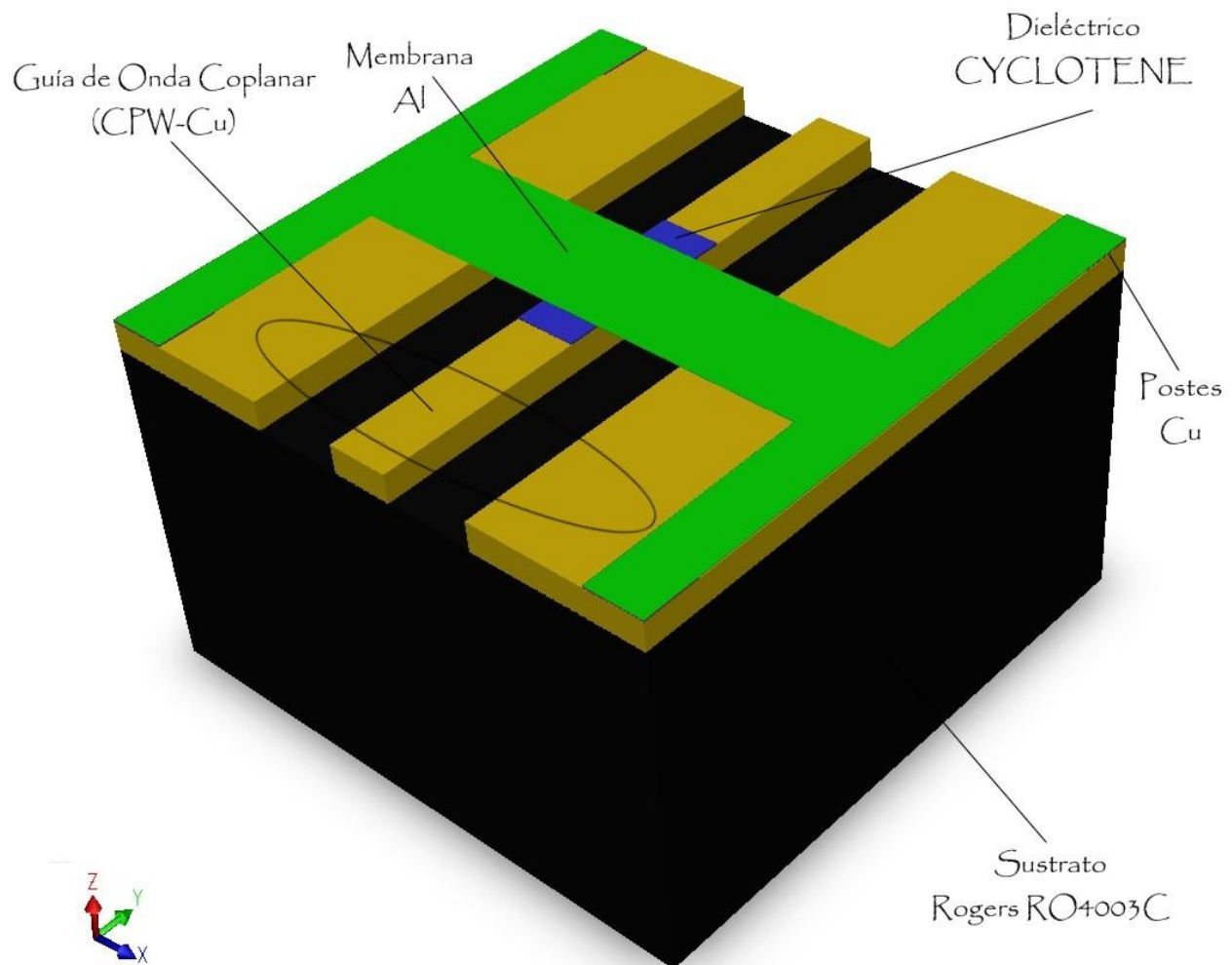


Figura 6.1. Interruptor diseñado para la banda Ka, presenta el mismo diseño básico que el interruptor en banda X. No se muestran las terminales utilizadas para la caracterización

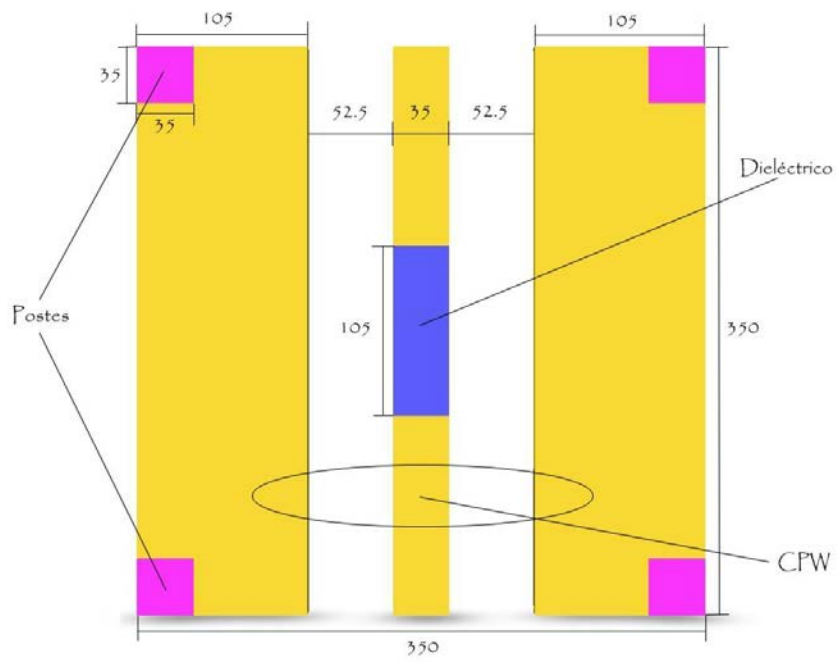


Figura 6.2. Detalle de la guía de onda coplanar, postes y dieléctrico. Las dimensiones se dan en μm

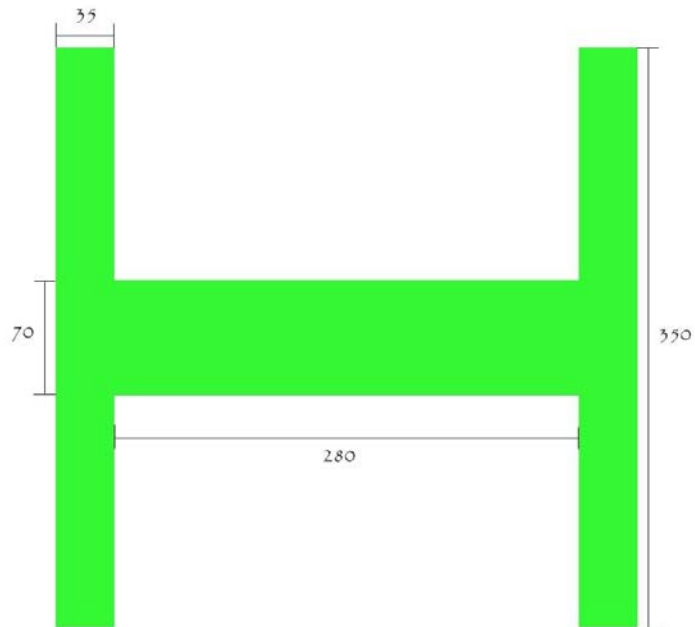


Figura 6.3. Dimensiones de la membrana dadas en μm

6.2. Resultados del Análisis Electromecánico

El análisis electromecánico del interruptor se realizó con los métodos y desarrollos utilizados en el capítulo III. En este capítulo se sintetizan los resultados conseguidos.

Constante de Rigidez de la Membrana [k]

De las ecuaciones (3.12) y (3.13a) se consigue el siguiente valor para la constante de rigidez:

$$k = \left[\frac{25}{28} + 13 \right] \left[\frac{1}{8} \right] \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{9}{8} \right) \left(\frac{343}{512} \right)} \right] \left[\frac{1}{4} \right] = 1.76 \text{ [N/m]}$$

El resultado extraído de las simulaciones por computadora es

$$k = 1.364 \text{ [N/m]}$$

Voltaje de Actuación [V_a]

El voltaje de actuación se encuentra al evaluar las ecuaciones (3.23) y (3.25)

$$V_a = 1.3 V_p = 1.3 (56.7986) = 73.838 \text{ [V]}$$

El valor que arroja la simulación electromecánica es

$$V_a = 1.3 (50) = 65 \text{ [V]}$$

La figura 6.4 ilustra la gráfica de histéresis arrojada por CoventorWare. En ésta puede verse el valor del voltaje de jale del interruptor.

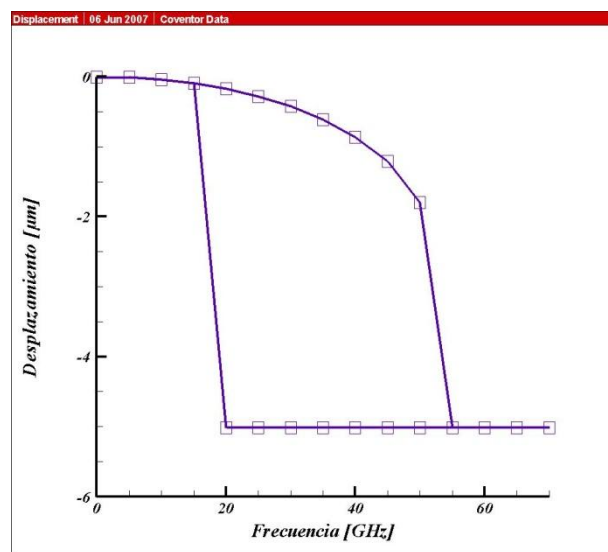


Figura 6.4. Gráfica de histéresis, puede notarse el voltaje de jale alrededor de los 50 V

Frecuencia de Resonancia [ω_0]

Con ayuda de la ecuación (3.28) se puede obtener la frecuencia de resonancia del interruptor

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} = 257.906 \text{ [kHz]}$$

Las simulaciones computacionales dan un valor de

$$\omega_0 = 227.035 \text{ [kHz]}$$

Tiempo de Conmutación [t_s]

El tiempo de conmutación del interruptor esta dado por la ecuación (3.29)

$$t_s = \sqrt{\frac{27}{2}} \left[\frac{1}{1.3 \omega_0} \right] = 10.959 \text{ [\mu s]}$$

El tiempo de conmutación derivado de las simulaciones por computadora es

$$t_s = 12.4488 \text{ [\mu s]}$$

6.3. Resultados del Análisis Electrodinámico

Estos resultados fueron obtenidos a través de los métodos y desarrollos derivados en el capítulo IV. En esta sección se resumen los mismos.

Capacitancias del Interruptor

En estado cerrado (down) la capacitancia $[C_1]$ dada por la ecuación (4.29) tiene un valor de

$$C_1 = 54.20625 [fF]$$

Los cálculos hechos por computadora dan un valor a 35 GHz de

$$C_1 = 223.834 [fF]$$

Las reactancias en ambos estados abierto (up) y cerrado (down) se muestran en las figuras 6.5., y 6.6.

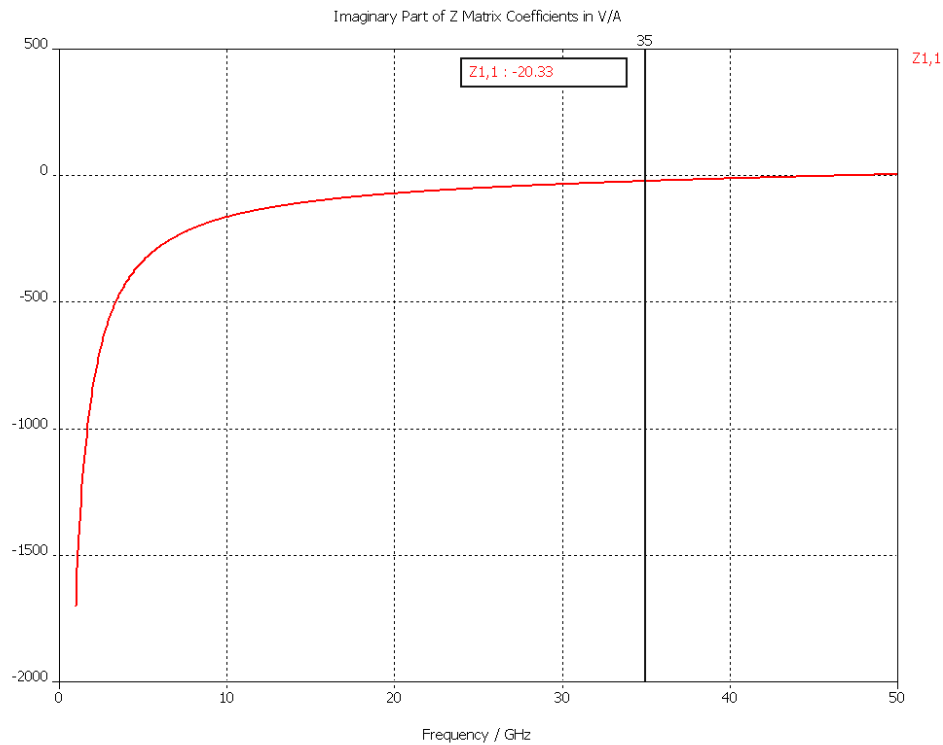


Figura 6.5. Reactancia en estado cerrado (down) del interruptor. El valor señalado corresponde a la frecuencia de 35 GHz

En estado abierto (up) la capacitancia $[C_2]$ esta dada por la ecuación (3.16)

$$C_2 = 4.015 [fF]$$

Las simulaciones computacionales dan un valor a 35 GHz de

$$C_2 = 33.67 [fF]$$

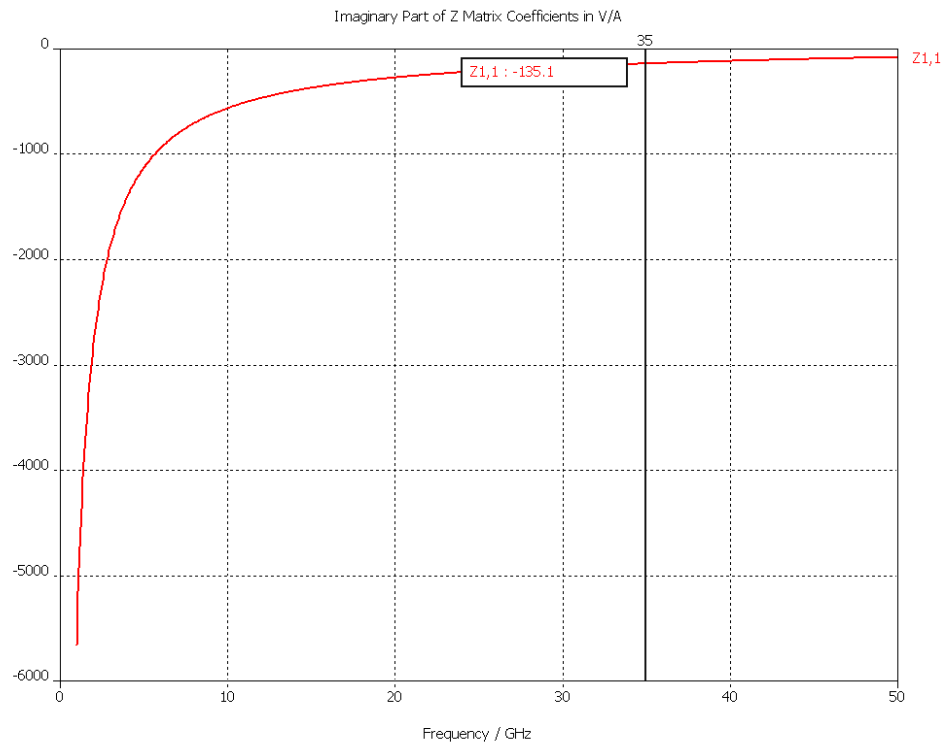


Figura 6.6. Reactancia en el estado abierto (up) del interruptor obtenida por medio de simulaciones usando software especializado en RF y microondas

Factor de Calidad de Conmutación (CQF)

La ecuación (4.26a) ayuda a obtener una estimación del factor de calidad de conmutación, el cual es

$$k = 1099576.56$$

Las simulaciones computacionales proporcionan a 35 GHz un valor de

$$k = 54945.2$$

La gráfica correspondiente al CQF se ilustra en la figura 6.7. Esta figura de mérito presenta un valor de más de 38000 en toda la banda Ka (26 - 40 GHz).

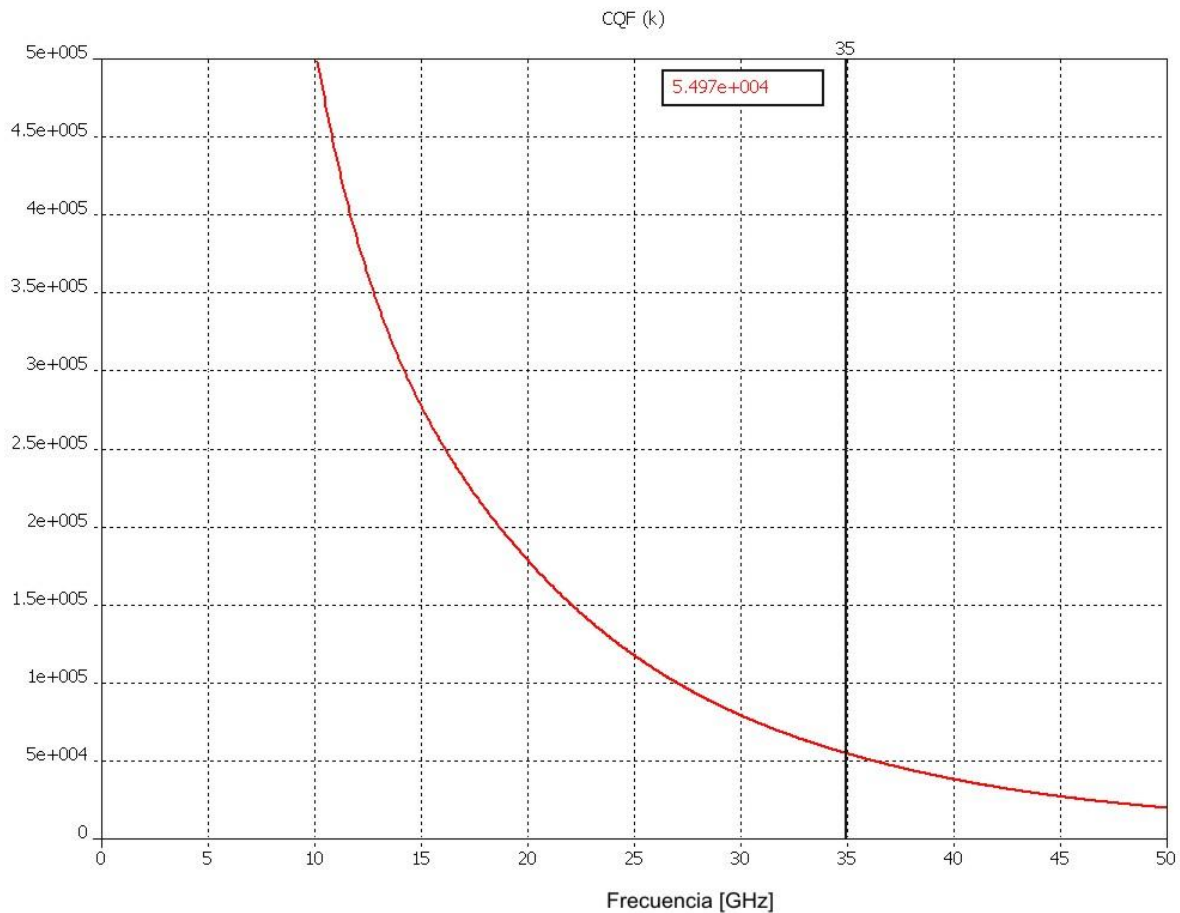


Figura 6.7. Factor de Calidad de Conmutación (CQF) del interruptor. El mismo presenta un valor a 35 GHz de casi 55000

Pérdidas de Inserción (IL)

Las pérdidas de inserción teóricas están definidas por la ecuación (4.40) y a 35 GHz son:

$$|S_{21}|_{UP} = 0.99655$$

$$IL_{dB} = 0.03 \text{ [dB]}$$

La figura 6.8., muestra las pérdidas de inserción teóricas del interruptor en el rango de 1 - 50 GHz.

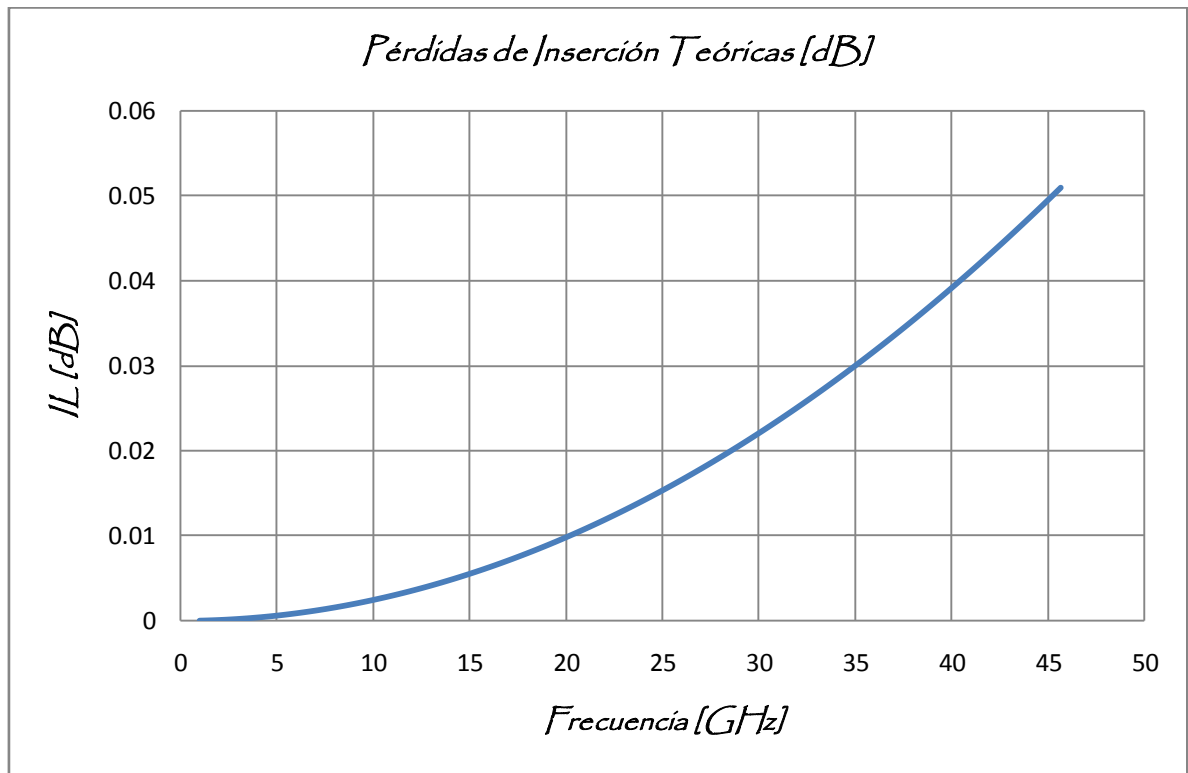


Figura 6.8. Pérdidas de inserción teóricas del interruptor cuando la membrana está en estado abierto (up). Un valor pequeño indica que los puertos de entrada y salida están bien acoplados

Las pérdidas de inserción obtenidas con las simulaciones por computadora, arrojan los siguientes resultados evaluados a 35 GHz:

$$|S_{21}|_{UP} = 0.8198$$

$$IL_{dB} = 1.72539 \text{ dB}$$

La figura 6.9., muestra las pérdidas de inserción en la banda completa.

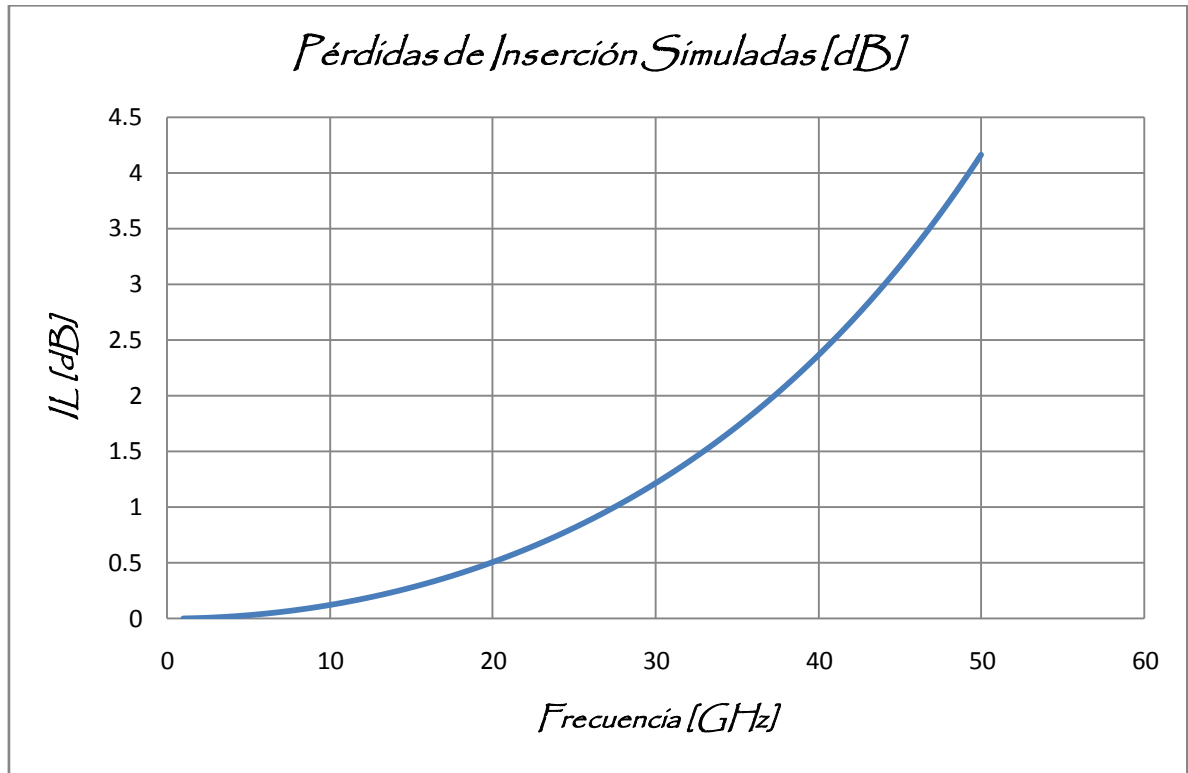


Figura 6.9. Pérdidas de inserción, membrana en estado abierto (up), obtenidas al simular el comportamiento del interruptor en frecuencias de microondas por medio de software especializado en RF y MW

Aislamiento

El aislamiento teórico está definido por la ecuación (4.39), al evaluarla a 35 GHz se tiene el siguiente resultado:

$$|S_{21}|_{DOWN} = 0.66458$$

$$Aislamiento_{dB} = 3.549 \text{ dB}$$

El aislamiento obtenido por medio de las simulaciones computacionales es:

$$|S_{21}|_{DOWN} = 0.21056$$

$$Aislamiento_{dB} = 13.53248 \text{ dB}$$

Las figuras 6.10., y 6.11., ilustran el aislamiento teórico y simulado del interruptor en el rango de frecuencias de 1 - 50 GHz.

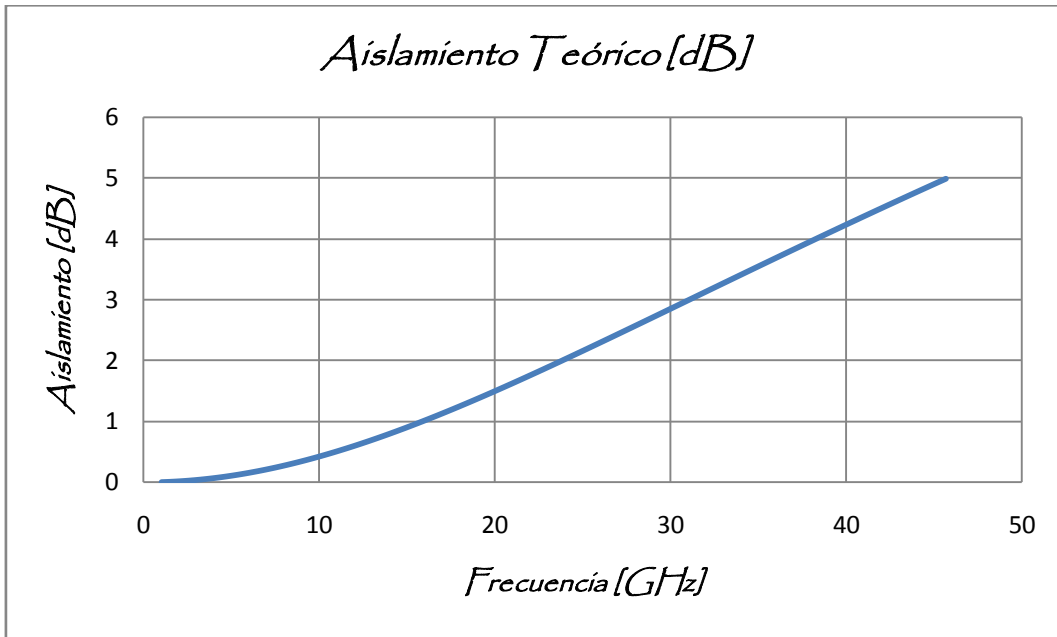


Figura 6.10. Aislamiento teórico presentado por el interruptor en la banda de 1 - 45 GHz. Un valor grande indica desacoplamiento entre los puertos de entrada y salida

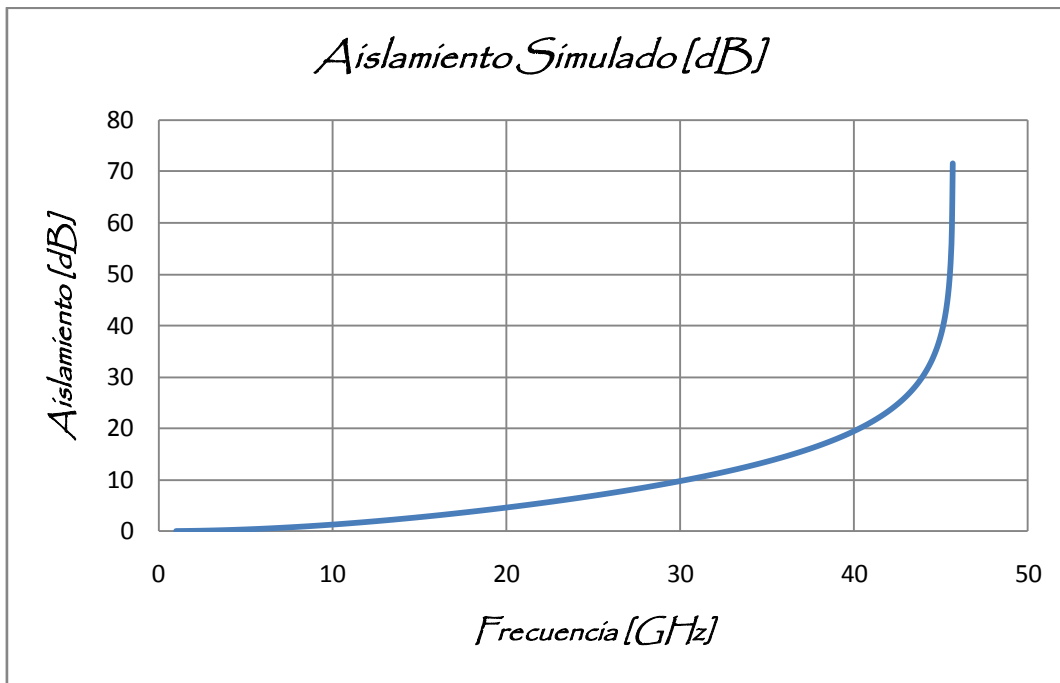


Figura 6.11. Aislamiento obtenido a través de software especializado en RF y microondas

Conclusiones Generales

Se presenta el diseño, análisis, simulación y fabricación de un interruptor MEMS para la banda X y se propone el diseño y fabricación de un interruptor para la banda Ka, utilizando un proceso de fabricación conocido como Proceso Flexible de Circuito Impreso. Esta tecnología es ampliamente utilizada para la fabricación de MEMS para frecuencias de microondas, debido principalmente a que la tecnología basada en silicio presenta altas pérdidas de dispersión en las frecuencias de RF y microondas.

El diseño, análisis y simulación del mismo se basó principalmente en satisfacer la figura de mérito más importante para dispositivos conmutables, el llamado Factor de Calidad de Conmutación k (por sus siglas en inglés, CQF), ya que este factor permite la optimización del interruptor al considerarlo como parte de un dispositivo conmutable más robusto, como por ejemplo un desplazador de fase. Un factor de calidad óptimo de un interruptor asegura pérdidas y factor de calidad también óptimos en dicho desplazador. Es por esta razón que el CQF se vuelve transcendental en el desarrollo de un interruptor. Un factor de calidad de conmutación óptimo asegura también pérdidas de inserción bajas y un excelente aislamiento, ya que éstos se encuentran implícitos en la definición del CQF.

Se alcanzaron valores extraordinarios para el CQF en ambos interruptores. Para el interruptor en banda X, el factor de calidad es mayor a 80000 en el rango de 8 - 10.6 GHz. Por su parte, se obtuvo un factor de calidad mayor de 38000 en el rango de 25 - 40 GHz para el interruptor diseñado en la banda Ka. Las pérdidas de inserción fueron menores a 0.6 dB y menores a 2.36 dB para el interruptor en banda X (8 - 12 GHz) y en banda Ka (25 - 40 GHz) respectivamente. Se consiguió un aislamiento en la banda X entre 8 - 25 dB (8 - 10.6 GHz) y para la banda Ka fue de 7 - 20 dB (25 - 40 GHz).

El análisis electromecánico del interruptor implicó considerar un voltaje de actuación bajo (menor a 40 V). Para satisfacer esta exigencia se diseñó un sistema de suspensión que permitiera tener una constante de rigidez de la membrana baja y, que por tanto, contribuyera a bajar el voltaje de actuación. Otros factores muy importantes para obtener un bajo voltaje de actuación es el espaciamiento entre la membrana y la guía de onda coplanar (CPW), ya que el voltaje de actuación depende del espaciamiento; la longitud de la membrana también es el otro factor a considerar. Para el interruptor en banda X, las simulaciones realizadas por medio de software especializado en MEMS muestran un voltaje de actuación de 22 volts y una constante de rigidez de la membrana de 1.142 N/m. Para el interruptor en banda Ka, el voltaje de actuación es de 65 volts (a pesar de que la constante de rigidez de la membrana mantiene un valor similar al interruptor en banda X, 1.364 N/m) debido a que la membrana es de menor longitud y anchura lo que la hace mucho más rígida que su análoga en banda X. El análisis dinámico está fuertemente influido por la rigidez y la masa de la membrana, la fuerza electrostática y por la atmósfera presente debajo de la membrana (amortiguamiento). Tomando estos factores presentes, se obtuvo un tiempo de conmutación de 39.786 μ s., para el interruptor en banda X. En banda Ka, el tiempo de conmutación es de 12.4488 μ s.

El proceso de fabricación utilizado beneficia en gran manera el desempeño en alta frecuencia del interruptor, debido principalmente a dos factores: un sustrato dieléctrico de alta resistividad, diseñado especialmente para frecuencias de microondas; y a la membrana de aluminio, la cual favorece, con su conductividad, a que se presenten bajas pérdidas. Se puede concluir que, gracias a este proceso, es posible obtener un excelente desempeño de los dispositivos hasta frecuencias de 45 - 50 GHz. Así lo evidencian los resultados presentados en cada capítulo de esta tesis, los cuales se resumen en las tablas 6.1., y 6.2. Sin embargo, se pueden hacer modificaciones a los diseños presentados a fin de optimizarlos,

por ejemplo: el diseño de la CPW del interruptor para banda Ka podría modificarse para reducir su impedancia característica y lograr un mejor acoplamiento con la capacitancia presentada por el interruptor; cambiar a un dieléctrico con mayor permitividad relativa para obtener mejores relaciones de capacitancias, entre otras adecuaciones.

Tabla 6.1. Comparación de Resultados Teóricos y Simulados para el Interruptor RF MEMS en Banda X

<i>Parámetro</i>	<i>Teórico</i>	<i>Computacional</i>	<i>Estado del Arte</i>
Constante de Rigidez de la Membrana (k) [N/m]	1.663	1.142	5 - 40
Voltaje de actuación (V_s) [V]	25.121	≈ 22	20 - 100
Tiempo de Conmutación (t_s) [μ s]	32.211	39.786	2 - 300
CQF (k) @ 10 GHz	> 202131	99405.096	No Reportado
C_1 (down) [pF] @ 10 GHz	0.4425	4.7814	$\approx 0.5 - 50$
C_2 (up) [pF] @ 10 GHz	0.03278	0.1189	$\approx 0.020 - 0.100$
Pérdidas de Inserción [dB] @ 10 GHz	0.0246384	0.3136679	0.04 - 0.1 dB @ 5 - 50 GHz
Aislamiento [dB] @ 10 GHz	3.08935388	20.8652548	> 20 dB @ 10 - 50 GHz

Características del Interruptor RF MEMS en Banda X

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Dimensiones Interruptor [μ m ²]	1000 x 1000	Área de Actuación [μ m ²]	200 x 100
CPW [G/W/G] (Cu)	150/100/150	Longitud Membrana (Al) [μ m]	800
Espesor CPW [μ m]	11	Espesor Membrana [μ m]	0.5
Gap Interruptor [μ m]	5	Ancho Membrana [μ m]	200

Tabla 6.2. Comparación de Resultados Teóricos y Simulados para el Interruptor RF MEMS en Banda Ka

<i>Parámetro</i>	<i>Teórico</i>	<i>Computacional</i>	<i>Estado del Arte</i>
Constante de Rigidez de la Membrana (k) [N/m]	1.76	4.18	5 - 40
Voltaje de actuación (V_s) [V]	73.838	65	1.2 - 1.4 V_p
Tiempo de Conmutación (t_s) [μ s]	10.959	12.4488	2 - 300
CQF (k) @ 35 GHz	1099576.56	54945.20547	No Reportado
C_1 (down) [fF] @ 35 GHz	54.20625	223.834	\approx 100 - 2000
C_2 (up) [fF] @ 35 GHz	4.015	33.67	\approx 30 - 5000
Pérdidas de Inserción [dB] @ 35 GHz	0.030016	1.72539153	0.04 - 0.1 dB @ 5 - 50 GHz
Aislamiento [dB] @ 35 GHz	3.549054	13.5324822	> 20 dB @ 10 - 50 GHz

Características del Interruptor RF MEMS en Banda Ka

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Dimensiones Interruptor [μ m ²]	350 x 350	Área de Actuación [μ m ²]	70 x 35
CPW [G/W/G] (Cu)	52.5/35/52.5	Longitud Membrana (Al) [μ m]	280
Espesor CPW [μ m]	11	Espesor Membrana [μ m]	0.5
Gap [μ m]	5	Ancho Membrana [μ m]	70

Bibliografía

LIBROS Y TESIS:

- V. K. Varadan, K. J. Vinoy y K. A. Jose, E. Kreyszig, *RF MEMS and Their Applications*, 1a edición, John Wiley & Sons, Inglaterra, 2003.
- G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design and Technology*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.
- R. J. Roark y W. C. Young, *Formulas for Stress and Strain*, 6a edición, McGraw-Hill, 1989.
- J. M. Gere, *Mecánica de Materiales*, 5a edición, Thompson Learning, 2002.
- E. Kreyszig, *Advanced Engineering Mathematics*, 7a edición, John Wiley & Sons, New York, 1993.
- C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- S. E. Lyshevski, *Nano- and Micro-Electromechanical Systems: Fundamentals of nano- and microengineering*, 2a edición, CRC Press, Boca Raton, 2005.
- R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, 1a edition, John Wiley & Sons, New York 2001.
- D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third edition, John Wiley & Sons, 2005.
- J. W. Gardner, V. K. Varadan y O. O. Awadelkarim, *Microsensors, MEMS, and Smart Devices*, John Wiley & Sons, New York, 2001.
- S. E. Lyshevski, *MEMS and NEMS Systems, Devices, and Structures*, CRC Press, Boca Raton, 2002.
- D. Banks, *Microengineering, MEMS, and Interfacing*, CRC Press, Boca Raton, 2006.
- T. H. Lee, *Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory, Measurement, and Circuits*, Cambridge University Press, USA, 2004.
- J. J. Carr, *Elements of Microwave Electronics Technology*, Harcourt Brace Jovanovich Publishers, Florida, 1989.
- T. S. Laverguetta, *Microwave Materials and Fabrication Techniques*, Boston, 2000.
- Romero Aroche Oscar y López Morales Rogelio, *Análisis, Diseño y Simulación de Interruptores MEMS para Aplicaciones en Alta Frecuencia*, Tesis de Licenciatura Ingeniería en Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería UNAM, México, 2005.

Cancino Alatorre Luis Alberto y Noriega Sacristán Erick Alberto, *Diseño y Simulación de un Interruptor MEMS Magnetostático para Aplicaciones en Alta Frecuencia*, Tesis de Licenciatura Ingeniería Eléctrica-Electrónica, Facultad de Ingeniería UNAM, México, 2006.

ARTÍCULOS:

B. Pillans, G. Rebeiz y J. B. Lee, "Advances in RF MEMS Technology", *IEEE GaAs Digest*, pp. 70 - 20, 2003.

G. M. Rebeiz, "RF MEMS Switches: Status of the Technology", *The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems*, pp. 1726 - 1729, Boston, Junio 2003.

H. S. Newman, "RF MEMS Switches and Applications", *IEEE 40th Annual International Reliability Physics Symposium*, pp. 111 - 115, Dallas, 2002.

R. Ramadoss, S. Lee, V. M. Bright y K. C. Gupta, "Fabrication, Assembly, and Testing of RF MEMS Capacitive Switches Using Flexible Printed Circuit Technology", *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Vol. 26, No.3, pp. 248 - 254, Agosto 2003.

Chang won Jung y Franco De Flaviis, "RF-MEMS Capacitive Series Switches of CPW & MSL Configurations for Reconfigurable Antenna Application", *IEEE*, pp. 425 - 428, 2005.

R. Chan, R. Lesnick, D. Becher y M. Feng, "Low-Actuation Voltage RF MEMS Shunt Switch With Cold Switching Lifetime of Seven Billion Cycles", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 12, No. 5, pp. 713 - 719, Octubre 2003.

Wei-Bin Zheng, Qing-An Huang, Xiao-Ping Liao y Fu-Xiao Li, "RF MEMS Membrane Switches on GaAs Substrates for X-Band Applications", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 14, No. 3, pp. 464 - 471, junio 2005.

D. Mercier, P. L. Charvet, P. Berruye, C. Zancy, L. Lapierre, O. Vendier, J. L. Cazaux y P. Blondy, "A DC to 100 GHz High Performance Ohmic Shunt Switch", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1931 - 1934, 2004.

G. Wang, T. Polley, A. Hunt y J. Papapolymerou, "A High Performance Tunable RF MEMS Switch Using Barium Strontium Titanate (BST) Dielectrics for Reconfigurable Antennas and Phased Arrays", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 4, pp. 217 - 220, 2005.

S. Lee, B. Jun, S. Kim y J. Rhee, "A Novel Pull-Up Type RF MEMS Switch With Low Actuation Voltage", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 15, No. 12, pp. 856 - 858, diciembre 2005.

G. M. Rebeiz y J. B. Muldavin, "RF MEMS Switches and Switch Circuits", *IEEE Microwave Magazine*, pp. 59 - 71, Diciembre 2001.

S. Simion, "Modeling and Design Aspects of the MEMS Switch", *Semiconductor Conference*, pp. 125 - 128, Septiembre - Octubre 2003.

- D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, y L. P. B. Katehi, "Electromechanical Considerations in Developing Low-Voltage RF MEMS Switches", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, No. 1, pp. 259 - 270, Enero 2003.
- G. N. Nielson y G. Barbastathis, "Dynamic Pull-In of Parallel-Plate and Torsional Electrostatic MEMS Actuators", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 15, No. 4, pp. 811 - 821, Agosto 2006.
- S. C. Saha, T. Singh y T. Sæther, "Desing and Simulation of RF MEMS Switches for High Switching Speed and Moderate Voltage Operation", *Research in Microelectronics and Electronics*, Vol. 1, pp. 233 - 236, Julio 2005.
- G. M. Rebeiz y J. B. Muldavin, "Nonlinear Electro-Mechanical Modeling of MEMS Switches", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 2119 - 2122, 2001.
- J. J. Blech, "On isothermal squeeze films", *J. Lubrication Tech.*, Vol. 105, pp. 615-620, Octubre 1983.
- R. T. Howe y R. S. Muller, "Resonant-microbridge vapor sensor", *IEEE Trans. On Electron Devices*, Vol. ED-33, No. 4, pp. 499 - 506, Abril 1986.
- D. Bahaman, S. K. Bhattacharya, F. Ayazi y J. Papapolymerou, "Low-Cost Low Actuation Voltage Copper RF MEMS Switches", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1225 - 1228, 2002.
- I. B. Vendik, O. G. Vendik y E. L. Kollberg, "Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 5, pp. 802 - 808, Mayo 2000.
- I. B. Vendik, G. S. Kizha y Ye. A. Serebryakova, "Microwave Phase Shifters and Switches: Features of Integrated Realizations with PIN Diodes", *Radio Svyaz*, Moscow, 1984.
- S. Kawakami, "Lossless Reciprocal Transformation and Synthesis of a Two-State Network", *IEEE Transactions on Circuit Theory*, VOL. CT-13, No.2, pp. 128 - 136, Junio 1966.

PÁGINAS DE INTERNET:

www.rogerscorporation.com

www.dow.com

www.cyclotene.com

www.azresist.com

www.coventor.com

www.ieeexplore.ieee.com