



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

---

***INTERRUPTOR MEMS DE BAJO VOLTAJE DE ACTUACIÓN UTILIZANDO  
TECNOLOGÍA DE CIRCUITO IMPRESO FLEXIBLE***

**TESIS**

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:  
**INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO**

PRESENTA:

**JUAN ALBERTO COLIN ALVAREZ**



DIRECTOR:

**DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS**

CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D.F., 2010



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.

*A mi familia*  
*En especial a mi esposa Edith, mi hija Alejandra y mi mami Rocío*

## AGRADECIMIENTOS

Agradezco a la UNAM, por haberme permitido retomar mis estudios.

A todos los profesores de la carrera, en especial al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas por su confianza y su apoyo, así como a los sinodales que se tomaron el tiempo necesario para corregir este trabajo.

A los amigos que siempre confiaron en mí.

A los nuevos amigos que conocí en esta maravillosa Universidad.

A mis hermanos Erick y Sandra, por su apoyo incondicional y sobre todo su amistad y cariño.

A mi familia que siempre estuvo conmigo, en las buenas y en las malas.

A mi esposa Edith por su amor y amistad, y a mi hija Alejandra, por ser la luz de mi vida.

Y en especial, mi agradecimiento total al Ángel que me ha apoyado toda la vida, que me ha brindado su amor y quién sin su apoyo y sus bendiciones, no hubiera sido posible terminar mis estudios, mi madre Rocío. Siempre estaré agradecido contigo Mami.

***“Sufragio Efectivo, No Reelección”***

# ÍNDICE

<b>Introducción</b>	1
¿Qué son los MEMS?	1
RF MEMS	2
Objetivo y estructura de la tesis	3
<b>Capítulo 1. Aspectos generales de los interruptores RF MEMS</b>	4
1.1 Parámetros importantes de los interruptores RF MEMS	4
1.1.1 Pérdidas de inserción	5
1.1.2 Aislamiento	5
1.1.3 Voltaje de actuación	5
1.1.4 Tiempo de conmutación	5
1.1.5 Acoplamiento de Impedancia	6
1.1.6 Ancho de banda	6
1.1.7 Resistencia serie	6
1.1.8 Frecuencia de resonancia	6
1.2 Mecanismo de actuación de los Interruptores MEMS	7
1.2.1 Actuador electrostático	7
1.2.2 Actuador térmico	8
1.2.3 Actuador electromagnético	9
1.2.4. Actuador piezoeléctrico	9
1.3 Configuración eléctrica de los interruptores MEMS	11
1.3.1 Interruptor con contacto serie	11
1.3.2 Interruptor con contacto paralelo	11
1.4 Actuación electrostática	12
1.5 Conclusiones	16
<b>Capítulo 2. Estado del arte de los interruptores RF MEMS</b>	18
2.1 Interruptor con multiactuación usando proceso de fabricación de circuito integrado CMOS	19
2.2 Interruptor RF MEMS con voltaje de actuación bajo y sistema <i>antipegajosidad</i>	21
2.3 Interruptor RF MEMS con bajo voltaje de actuación y diseño inédito del contacto	23

2.4 Interruptor RF MEMS con micropuente de carburo de silicio $SiC$ , para mejorar la repetibilidad	24
2.5 Interruptor RF MEMS con bajo voltaje de actuación y baja sensibilidad a la fuerza residual	26
2.6 Conclusiones	28
<b>Capítulo 3. Análisis electromecánico del interruptor</b>	<b>30</b>
3.1 Especificaciones de diseño	30
3.2 Diseño Mecánico	31
3.2.1 Componente de la constante de resorte debido a la fuerza residual $\sigma$ (stress)	36
3.3 Simulación Mecánica	40
3.3.1 Voltaje de jale o actuación $V_P$ ( $V_{PULL-DOWN}$ )	47
3.4 Simulación Dinámica	48
3.4.1 Tiempo de conmutación, $t_s$ .	48
3.5 Conclusiones	50
<b>Capítulo 4. Análisis electrodinámico del interruptor</b>	<b>52</b>
4.1 Factor de Calidad de Conmutación FCC	52
4.2 Circuito equivalente	53
4.2.1 Modelo eléctrico del interruptor <i>paralelo</i>	54
4.2.2 Circuito equivalente para el estado abierto y cerrado	56
4.3 Simulación electrodinámica del interruptor	58
4.3.1 Simulación del interruptor en estado cerrado	61
4.3.2 Simulación del interruptor en estado abierto	62
4.4 Parámetros $S$ del interruptor	64
4.4.1 Pérdidas de Inserción y Aislamiento	64
4.5 Conclusiones	71
<b>Conclusiones Generales</b>	<b>73</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>75</b>

## ¿Qué son los MEMS?

Los MEMS (Acrónimo inglés para Micro Electromechanical Systems) son dispositivos electromecánicos miniaturizados, resultado de la integración de elementos mecánicos y eléctricos sobre un sustrato, generalmente de silicio, usando tecnología de fabricación empleada en la producción de los circuitos integrados. La fabricación de este tipo de dispositivos se logra usando técnicas de litografía, de depósito, de plástico moldeado (LIGA), de corte de superficie y de corte interno del sustrato (bulk micromachining), con el fin de darle forma a diferentes piezas.

Los MEMS han sido desarrollados desde finales de la década de 1970, pero es en los últimos años cuando se les ha dado la debida importancia, gracias al avance tecnológico y también a las técnicas de fabricación que han evolucionado para popularizar estos dispositivos. Un ejemplo de uso de los MEMS, es el sensor de choque en las bolsas de aire de los automóviles; ya que los antiguos sensores eran únicamente mecánicos; después evolucionaron a sensores que medían directamente la aceleración y actualmente, son sensores modernos que integran electrónica junto a sensores mecánicos, con el propósito de facilitar señales de salida y control digital.

Muchas de las técnicas que se usan para la fabricación de los MEMS, son tomadas de la industria de los circuitos integrados y tienen al silicio como material básico, aunque también se utilizan materiales distintos, dependiendo de las necesidades de cada aplicación.

El tamaño de los MEMS varía de 1 mm a más de 1  $\mu\text{m}$ , lo cual los hace adecuados para el campo de las microondas, con longitudes de onda cercanas a las dimensiones de los MEMS.

El mercado actual de los MEMS son los sensores de inercia y presión, principalmente utilizados en las impresoras de inyección de tinta y pantallas digitales de alta resolución. Las aplicaciones emergentes incluyen sensores de presión en neumáticos, radiofrecuencia (RF) y electrónica de comunicaciones inalámbrica, componentes de fibra óptica, dispositivos de control y manejo de fluidos para análisis químicos.

Los principales países que están desarrollando aplicaciones basadas en MEMS, son los Estados Unidos de América y Alemania. Esto se debe que aun no hay un mercado que soporte el precio de la investigación y desarrollo de los MEMS. Sin embargo, con los logros obtenidos en la implementación de componentes basados en los MEMS, se puede lograr una fabricación en serie, que disminuya los costos y aumente las ganancias, que al final, es lo que las empresas manufactureras buscan.

## RF MEMS

El término RF MEMS se refiere al diseño y fabricación de MEMS para circuitos que operan en la banda de radiofrecuencia (RF) y microondas (MW). No se debe interpretar como un dispositivo MEMS operando a frecuencias de RF, es decir, un interruptor cambiando de estado (encendido a apagado) con frecuencias altas tipo RF, sino que los RF MEMS son utilizados para actuación o ajuste de componentes RF, tales como capacitores variables, interruptores y filtros. Los MEMS se dividen en dos clases: Actuadores MEMS y Sensores MEMS. El primero se refiere a mecanismos móviles activados por una señal eléctrica. Los sensores ya habían sido usados, debido a su fácil fabricación. Otra razón por la cual los actuadores no habían sido tan populares, era que la cantidad de energía generada por tan pequeño dispositivo no causaba impacto en los sistemas asociados. Sin embargo, pudo ser demostrado después, que para sistemas de ondas micro y milimétricas, esas fuerzas eran suficientes para cambiar completamente las propiedades del sistema en general.

En diversos reportes, se ha presentado que el desarrollo de los RF MEMS puede ser clasificado en tres categorías: (1) RF extrínsecos, en los que la estructura MEMS se encuentra afuera del circuito RF y actúa para controlar otros dispositivos del circuito RF; (2) los RF intrínsecos, en los que la estructura MEMS se localiza dentro del circuito y tiene una doble función, de actuador y como dispositivo RF; y finalmente (3) RF reactivos, en los que la estructura MEMS se localiza dentro del circuito y tiene una función definida para la atenuación o filtrado únicamente.

Los primeros RF MEMS fueron interruptores, desarrollados en la década de 1990, que mostraron buena respuesta en el campo de las microondas, pero sin la confiabilidad necesaria y sin embargo, fueron evidentes las mejoras respecto a dispositivos semiconductores, en frecuencias cercanas a 50 GHz.

La investigación de los RF MEMS puede ser clasificada en cuatro áreas:

*Interruptores, inductores y varactores RF MEMS* que han demostrado trabajar en frecuencias que van de 0 a 120 GHz y están en una tecnología robusta y madura. Los interruptores y varactores tienen partes móviles.

*Líneas de transmisión, resonadores de factor de calidad alto ( $Q$ ), filtros y antenas* que operan de 12 a 200 GHz. Son integrados en membranas dieléctricas o en técnica de corte de sustrato (bulk micromachining) y no tienen partes móviles.

*Resonadores acústicos y filtros (FBAR)* que utilizan vibraciones en películas delgadas y que han demostrado tener un excelente rendimiento por arriba de los 3 GHz con un factor de calidad muy alto ( $Q > 2000$ ).



*Filtros y resonadores micromecánicos* que utilizan vibraciones mecánicas de cuerdas muy pequeñas para obtener un factor de calidad  $Q$  muy alto, en el intervalo de 0 a 200 MHz en el vacío.

Como vemos, el campo de estudio de los MEMS es muy extenso y, conforme se siga desarrollando la investigación de estos dispositivos, los encontraremos en casi todos los dispositivos actuales, ya que la velocidad con la que la tecnología avanza es muy rápida, sobre todo en los dispositivos inalámbricos, debido a la gran demanda de asistentes personales, teléfonos celulares y reproductores multimedia que integran estas funciones en un solo dispositivo.

La meta final es poder integrar estos dispositivos directamente junto a circuitos integrados en un solo encapsulado, con el fin de optimizar espacio y materiales empleados, así como tener voltajes bajos de polarización. Es por eso que diferentes técnicas se emplean para su construcción, muchas de ellas, técnicas usadas en los circuitos integrados, que han demostrado su confiabilidad y que están siendo implementados hoy en día.

## **Objetivo**

El objetivo de esta tesis es diseñar, analizar y simular un interruptor MEMS de bajo voltaje de actuación para la banda de súper alta frecuencia utilizando tecnología de circuito impreso flexible.

## **Estructura de la tesis**

En el primer capítulo se presentan los aspectos generales de los RF MEMS. Se exponen las características principales de los interruptores MEMS para RF, así como los parámetros más importantes para el análisis y diseño.

En el segundo capítulo se presenta el estado del arte de los interruptores RF MEMS.

En el tercer capítulo se presenta el análisis electromecánico del interruptor propuesto. Se presentan las bases teóricas para el análisis del interruptor y se analiza mediante programas de cómputo especializados para ello.

En el cuarto capítulo se presenta el análisis electrodinámico del interruptor. Se presentan el Factor de Calidad de Conmutación (FCC) del interruptor, así como el análisis y simulaciones realizados, como en el capítulo precedente, con programas de cómputo especializados.

Finalmente se presentan las conclusiones generales del trabajo, que son el resumen de las conclusiones individuales en cada capítulo.

# Capítulo 1. Aspectos generales de los interruptores RF MEMS

Posiblemente, el componente más usado de los MEMS de radiofrecuencia (RF), es el interruptor o conmutador. Los interruptores así como los relevadores, son simples, pero vitales para los componentes automatizados. La acción que realiza el interruptor, es unir o separar circuitos, con el fin de permitir o no, el paso de señales a través de diferentes componentes. En medición y pruebas, la acción de interrumpir puede minimizar los instrumentos y simplificar el sistema de pruebas.

Una definición fundamental para tal componente es: *Un interruptor es un dispositivo para abrir o cerrar un circuito.* Aunque suene simple interrumpir un circuito, o romper una línea de conducción, los análisis de procesos de interrupción son todo menos simples y estos análisis se complican a frecuencias altas. Un interruptor de señal de RF, puede introducir efectos resistivos y capacitivos en circuitos de señal a señal, o señal a tierra. Como su funcionamiento es mecánico, tienen cierto periodo de vida y están propensos a fallar. El tiempo que se tarda en cerrar o abrir un interruptor, es la limitante en diversas aplicaciones de RF. Este intervalo de tiempo es del orden de milisegundos a unos tantos cientos de nanosegundos. Un interruptor RF puede ser usado para controlar tanto una antena, como un transmisor y un receptor. [1]

Es importante mencionar, que un interruptor RF es más que solo una serie de conexiones de diodos o circuitos integrados. Es una parte integral de un sistema de RF. Una selección adecuada de un interruptor RF puede hacer la diferencia entre un rendimiento óptimo y el alcance de los objetivos planeados.

Los interruptores RF MEMS son dispositivos utilizados en alta frecuencia, con el fin de permitir el paso o no, de una señal de RF. Existe una gran variedad de estos dispositivos, que pueden ser, interruptores serie, paralelo, de contacto y capacitivos.

## 1.1 Parámetros importantes de los interruptores MEMS

La energía eléctrica es transportada por conducción a través de alambres o cables conductores. En un circuito simple, las partes principales son una fuente de energía eléctrica, una carga o un dispositivo de salida y un circuito cerrado por donde pueda fluir la corriente. Si alguno de los requerimientos no es completado, no fluye corriente eléctrica. Los parámetros que se tienen que considerar en el diseño de interruptores RF, son (a) pérdidas de inserción; (b) aislamiento; (c) voltaje de actuación; (d) tiempo de conmutación; (e) acoplamiento de impedancia; (f) ancho de banda; (g) resistencia serie; (h) frecuencia de resonancia; entre otras, sin embargo, los anteriores se consideran los más importantes.

A continuación se describen aspectos relacionados de los parámetros enlistados.

### 1.1.1 Pérdidas de inserción

Las pérdidas de inserción de un dispositivo RF son la medida de la eficiencia de la transmisión de la señal. En el caso de un interruptor, las pérdidas de inserción se especifican sólo cuando el estado es tal que la señal es transmitida o cuando el interruptor está *encendido*. Se especifica en términos del coeficiente de transmisión,  $S_{21}$ , [2] en decibeles, entre la entrada y la salida del circuito cuando está encendido. Uno de los objetivos principales para la mayoría de los interruptores RF es reducir las pérdidas de inserción. Las pérdidas de inserción aumentan con el incremento de la frecuencia en la mayoría de los sistemas de estado sólido. Comparados con los semiconductores, los interruptores RF MEMS pueden ser diseñados para operar con pérdidas de inserción mínimas, a frecuencias del orden de los gigahertz. Pérdidas resistivas a bajas frecuencias y efecto piel a altas frecuencias son la mayor causa de pérdidas.

### 1.1.2 Aislamiento

El aislamiento de un sistema de interrupción se especifica cuando no hay señal de transmisión. También se mide con el parámetro de dispersión  $S_{21}$  entre la entrada y la salida del circuito, bajo el estado de no transmisión o cuando el interruptor se encuentra en estado *apagado*. Un valor mayor (en decibeles) indica un acoplamiento muy bajo entre las entradas y la salida. Así que el objetivo del diseño es maximizar el aislamiento. En los RF MEMS, el aislamiento puede degradarse como resultado de la proximidad entre la parte móvil y la línea de transmisión dando como resultado corrientes de fuga.

### 1.1.3 Voltaje de actuación

Todos los sistemas automatizados requieren una señal para controlar el actuador. Dependiendo del esquema y su eficiencia, estos voltajes varían significativamente. Aunque éste no es un problema para los sistemas basados en semiconductores, uno de los objetivos de diseño del estado de arte de los microsistemas electromecánicos es reducir esos voltajes para hacerlos compatibles con el resto del circuito.

### 1.1.4 Tiempo de conmutación

El tiempo de conmutación es la medida de la velocidad en la que la posición de un interruptor puede cambiar de estado abierto a estado cerrado. Se define como el tiempo requerido para que la señal de salida aumente su valor del 10% al 90% para una transición apagado-encendido y para que reduzca su valor del 90% al 10% en la transición encendido-apagado.

### **1.1.5 Acoplamiento de Impedancia**

Es un elemento crítico de cualquier diseño en alta frecuencia. El dispositivo interruptor debe estar *acoplado* tanto a la entrada como a la salida, así como en cualquier estado, abierto o cerrado, para reducir el impacto que se pueda tener en el desempeño total del resto del sistema. Un componente mal acoplado puede causar efectos no deseados y afectar el funcionamiento de otros sistemas. Aunque un acoplamiento ideal casi nunca se obtiene, se puede lograr e incluso minimizar los efectos dentro de límites aceptables.

### **1.1.6 Ancho de banda**

La mayoría de interruptores no tienen límite en las frecuencias bajas de operación, aunque si lo tienen en los límites superiores. Para los componentes semiconductores, su ancho de banda se debe al tiempo finito de movilidad de los portadores [3]. Las pérdidas ocasionadas por resistencias y reactancias parásitas son la causa principal para limitar el rendimiento de los interruptores electromecánicos a altas frecuencias.

### **1.1.7 Resistencia serie**

En muchos casos el interruptor está conectado en serie con la línea de transmisión. Cualquier resistencia que se presente en el interruptor durante la transmisión de la señal (estado encendido) puede terminar como pérdida de la señal. Una forma de representar esto, en especial a bajas frecuencias, es usar una resistencia en serie del interruptor mientras está conduciendo. En altas frecuencias, esto se representa como pérdidas de inserción.

### **1.1.8 Frecuencia de resonancia**

Las partes móviles de los interruptores mecánicos tienen frecuencias de resonancia que pueden ser modeladas en términos de las constantes de resorte así como de la masa. Esta frecuencia limita la tasa máxima a la que el interruptor puede cambiar, pero virtualmente no repercute en la frecuencia de las señales RF que el interruptor “transporta”.

En circuitos eléctricos, la resonancia ocurre cuando la energía almacenada en un inductor es igual a la energía eléctrica almacenada en un capacitor. En un circuito resonante, cuando se está en resonancia serie, la corriente será máxima, ofreciendo una impedancia mínima y viceversa en resonancia paralela.

## 1.2 Mecanismo de actuación de los Interruptores MEMS

Los avances en micro y nano técnicas influenciaron el entorno de los MEMS. En fechas recientes, un microsistema electromecánico ha sido definido como un dispositivo miniatura o un arreglo combinado de componentes eléctricos y mecánicos, fabricados con tecnologías de circuitos integrados [4]. Existen diferentes tipos de fabricación que no abordaremos, sino solo comentaremos.

En un circuito de RF, los dispositivos interruptores como los transistores bipolares de unión (BJT) o los transistores de efecto de campo (FET) pueden ser reemplazados con dispositivos MEMS, así como también es posible usar un dispositivo MEMS para *enrutar* la señal de RF entre diferentes líneas de transmisión. Sin embargo, en la mayoría de los circuitos de RF, la consideración más importante es la presencia de elementos reactivos porque cada uno tiene su función específica. Los circuitos de mecanismo y actuación no tienen que cargar al circuito y la señal DC tiene que ser aislada de la señal RF. A continuación se hace una breve descripción de los actuadores más usados.

### 1.2.1 Actuador electrostático

La actuación electrostática es la conversión electromecánica de energía más usada en los micro sistemas electromecánicos (MEMS). Es el ejemplo típico de un transductor de almacenamiento de energía. Tales transductores almacenan energía cuando se realiza un trabajo mecánico o eléctrico. Asumiendo que el dispositivo no tiene pérdidas, esta energía almacenada es convertida después en otra forma de energía.

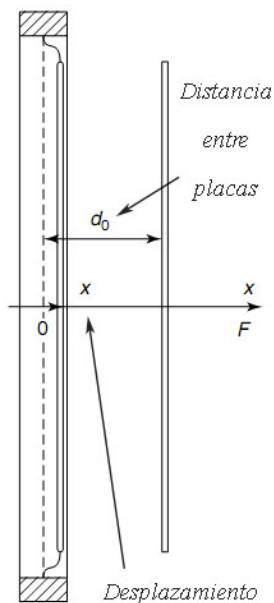


Figura 1.1. Actuador electrostático.

La estructura de este tipo de transductor por lo regular consiste de un arreglo capacitivo, donde una de las placas es móvil debido a la aplicación de un voltaje de polarización. Esto produce un desplazamiento, que es una forma mecánica de energía. Como se puede observar en la figura 1.1, cuando se aplica un campo eléctrico entre las placas, la distancia  $d_0$  se reduce  $d_0 - x$ , provocado por una fuerza  $F$  resultante de la aplicación del campo eléctrico. Éste es el método que se utilizó en el interruptor diseñado y se verá en el capítulo 3 con más detalle.

### 1.2.2 Actuador térmico

En los interruptores con actuador térmico, el calor es aplicado en una línea que se expande dependiendo de la cantidad de calor, este movimiento mecánico es usado como actuador. Se logran deflexiones grandes usando este método, pero los actuadores electrotérmicos son lentos para las frecuencias que nos interesan [5].

Un dispositivo que utiliza este principio es el mostrado en la figura 1.2. Consiste en dos diafragmas aislados, que tiene dos resistores funcionando como actuador y sensor. El elemento calefactor  $R_H$  está conectado a una fuente de corriente  $I_H$  el calor generado por  $R_H$  es modulado por el voltaje de entrada. El cambio en la resistencia del sensor es proporcional al cambio en la temperatura  $\Delta T$  y resulta en una correspondiente variación del voltaje de salida [6]. El diafragma es el que se encargará de interrumpir la señal de RF.

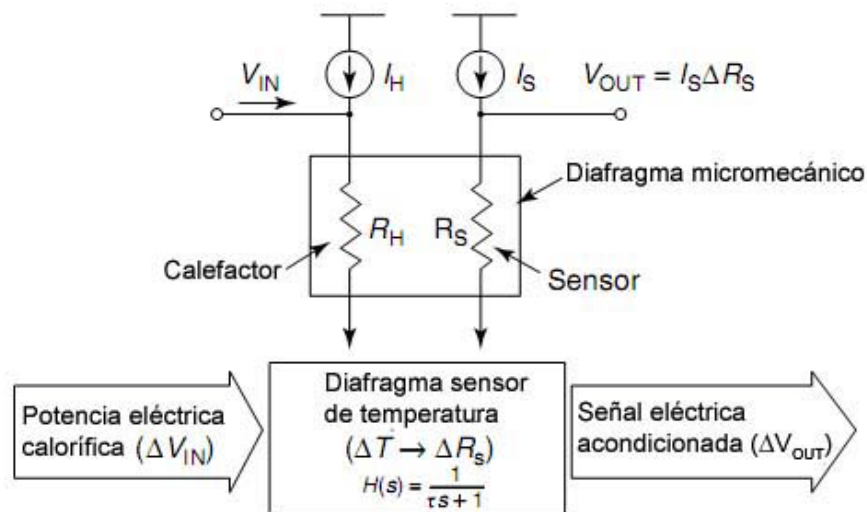


Figura 1.2. Actuador electrotérmico.

### 1.2.3 Actuador electromagnético

Este es un transductor de almacenamiento de energía, que se diferencia del anterior, en que la energía es magnética y mecánica. Un diagrama simplificado de este tipo de transductores se muestra en la figura 1.3. Cuando una corriente fluye a través de la bobina, se tiene un flujo magnético  $\phi$ . La conversión de energía toma lugar de la interacción entre la corriente  $i$ , la fuerza  $F$  y el desplazamiento  $x$ .

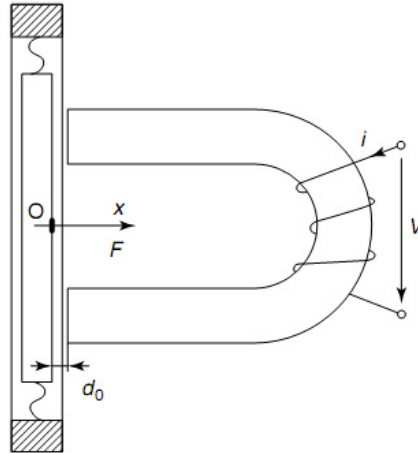


Figura 1.3. Actuador electromagnético.

La miniaturización de un actuador de este tipo, requiere la fabricación de películas delgadas y bobinas muy pequeñas. Se han hecho algunos diseños para realizar este tipo de dispositivos, pero el tamaño aún no es el adecuado para los fines de RF. También se tiene el problema de aislar magnéticamente los campos adyacentes de los dispositivos cercanos, lo que hace la integración de estos dispositivos, todo un reto [7].

### 1.2.4. Actuador piezoeléctrico

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

Si en el momento de la fabricación no se aplica una diferencia de potencial, los cristales del PZT tienen dominios orientados al azar. Si se aplica una fuerza externa, se presentan pequeños cambios en el momento del dipolo. Sin embargo, si el material es sujeto a un campo eléctrico durante el proceso de fabricación, esos cristales se alinean en la dirección del campo. Cuando se aplica una fuerza al material, los arreglos o redes cristalinas se distorsionan provocando cambios en los dominios y una variación de la distribución de la carga dentro del material. El efecto inverso de producir una deformación mecánica es provocado cuando esos dominios cambian de forma por la aplicación de un campo eléctrico [5].

Esta propiedad es usada para construir actuadores y aunque se requiere un bajo voltaje de actuación, generalmente se obtiene una eficiencia electromecánica baja, debido a las técnicas de fabricación. En la figura 1.4 vemos el diagrama de un actuador piezoeléctrico en el cual, cuando se aplica un voltaje, el disco se expande una longitud  $\Delta L$  en la dirección  $y$  y se contrae  $\Delta D$  en la dirección  $x$ .

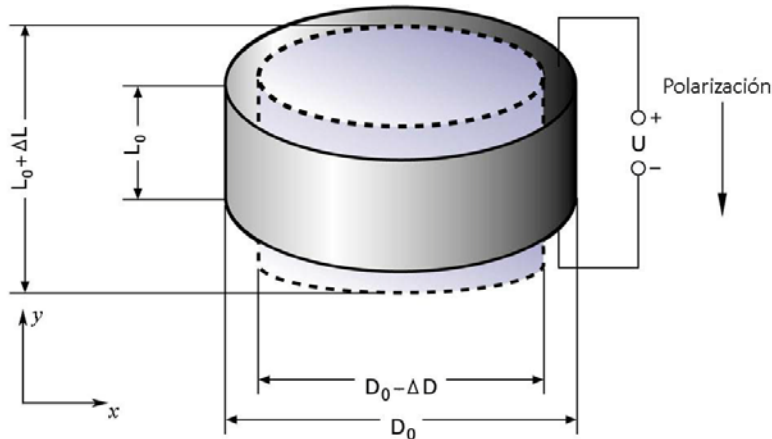


Figura 1.4. Expansión y contracción de un disco piezoeléctrico en respuesta a un voltaje aplicado [8].

El actuador del interruptor puede ser, como hemos revisado, electrostático, magnético o electromagnético, térmico y piezoeléctrico; cada uno tiene ventajas y desventajas. La ventaja de un actuador electrostático es que no hay consumo de potencia; la desventaja es que requiere un voltaje de actuación muy alto, del orden de 5 a 100 V. La ventaja de un actuador electromagnético, es su bajo voltaje de actuación, pero, tiene un alto consumo de potencia. Los interruptores electrostáticos ofrecen la configuración más viable debido a su bajo consumo de potencia. Las diferentes características de los mecanismos de actuación aparecen en la tabla 1.1.

TABLA 1.1 Configuraciones de dispositivos MEMS

Mecanismo de actuación	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (mW)	Tamaño	Tasa de conmutación ( $\mu$ s)	Fuerza de contacto ( $\mu$ N)
Electrostático	20-80	0	0	pequeño	1-200	50-1000
Térmico	3-5	5-100	0-200	grande	200-10000	500-4000
Electromagnético	3-5	20-150	0-100	mediano	200-1000	50-200
Piezoeléctrico	3-20	0	0	mediano	50-500	50-200



### 1.3 Configuración eléctrica de los interruptores MEMS

Existen dos configuraciones básicas para los RF MEMS: serie y paralelo. Ambos usan las características únicas de cómo están contruidos, ya sea por cantiléver (viga voladiza) o tipo capacitivo (*shunt*).

#### 1.3.1 Interruptor con contacto serie

Como se ve en la figura 1.5, el interruptor serie abre totalmente la línea de transmisión y es necesario cerrarlo para que la señal fluya de la entrada a la salida. Este tipo de interruptor es adecuado para bajas frecuencias y los interruptores tipo cantiléver son los que usan este diseño. La mayoría de RF MEMS serie usan contacto metal-metal. Este tipo de interruptores son implementados en las líneas de transmisión tipo microcinta (*microstripline*) [2].  $W$  es el ancho del electrodo de actuación,  $w$  es el ancho del dieléctrico y  $g_0$  es la distancia entre el electrodo de actuación y la viga.

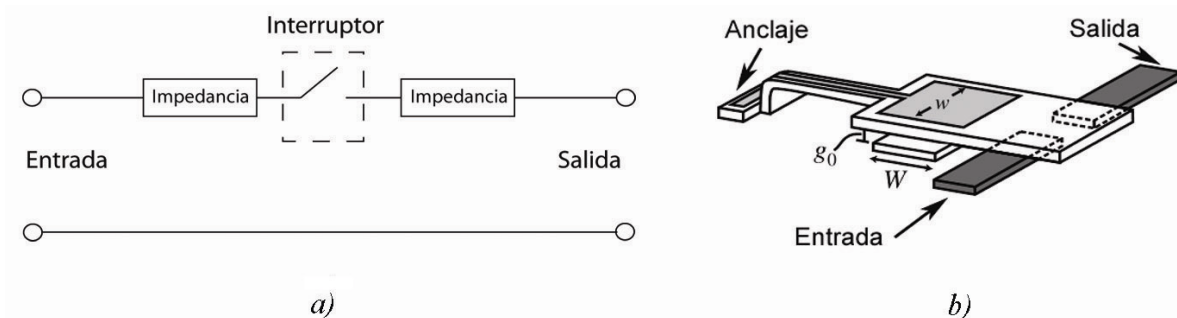


Figura 1.5. Interruptor de viga voladiza. a) Diagrama eléctrico. b) Diagrama mecánico.

#### 1.3.2 Interruptor con contacto paralelo

Este tipo de interruptores son implementados con un diseño tipo puente. Su funcionamiento se basa en que dejan pasar la señal cuando la membrana esta encima de la línea de transmisión. En esta posición el interruptor está *apagado* y cuando la membrana esta encima de la línea central está *encendido* y la señal es bloqueada, mandándola a tierra. Aunque es el más usado, este interruptor no tiene una buena respuesta para bajas frecuencias, pero, como su fabricación es sencilla, es uno de los diseños preferidos en los RF MEMS. Su funcionamiento es similar a un capacitor variable (Figura 1.6). Este tipo de interruptores se implementan fácilmente en las líneas de transmisión de guías de onda coplanares (CPW) [9].

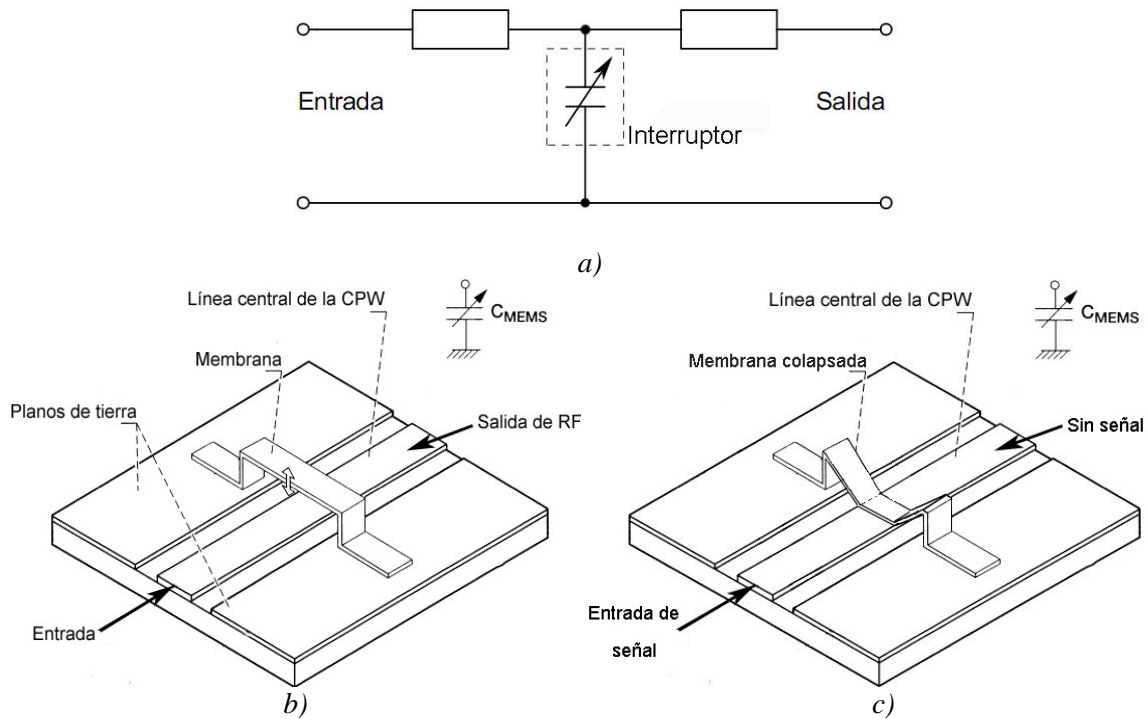


Figura 1.6. Interruptor paralelo. a) Diagrama Eléctrico. b) Diagrama de un interruptor en una CPW, con la membrana suspendida sobre la línea central y, c) la misma membrana colapsada.

## 1.4 Actuación electrostática

Como vimos en los diversos tipos de actuadores, la actuación electrostática utiliza la conversión de energía electromecánica y la transducción es por medio de almacenamiento de energía. La estructura de este tipo de transductor consiste de un arreglo capacitivo, cuando el contacto no es metal contra metal, sino con un dieléctrico entre ellos, donde una de las placas es movida cuando se le aplica un voltaje de ajuste.

Cuando se aplica un voltaje entre una línea flotante (cantiléver o membrana tipo puente) y un electrodo de actuación, se induce un campo electrostático en la línea. Este campo genera una fuerza que a su vez, produce un desplazamiento mecánico de la línea flotante.

Esta es la fuerza característica que se produce en un capacitor cuando se le aplica un voltaje. Para poder aproximar esta fuerza, es necesario modelar el electrodo y la línea como un capacitor de placas paralelas. Este modelo es una buena aproximación [10].

En la figura 1.7, dado el ancho de la línea flotante  $w$ , el ancho del electrodo de actuación  $W$  y el área  $A = Ww$ , la capacitancia de las placas es:

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

Donde  $g$  es la altura de la viga encima del electrodo. La fuerza electrostática  $F_e$  aplicada a la viga es la misma considerando la potencia entregada a una capacitancia dependiente del tiempo y la expresión está dada por [11]:

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 Ww V^2}{g^2} \quad (1.2)$$

Donde  $V$  es el voltaje aplicado entre el electrodo y la línea. Hay que notar que la capa de dieléctrico,  $t_d$ , no se toma en cuenta en la ecuación anterior, aunque veremos más adelante que el resultado es similar con o sin el espesor de la capa del dieléctrico.

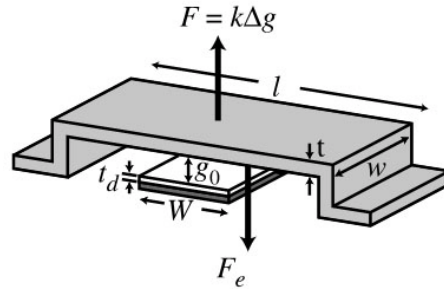


Figura 1.7. Estructura tipo puente mostrando la fuerza mecánica  $F$  y la fuerza eléctrica  $F_e$ .

La fuerza electrostática se aproxima como uniformemente distribuida en la sección donde se intersectan la membrana y el electrodo. Existen diseños en los que la fuerza aplicada está concentrada a lo largo, en medio o en un extremo de la línea. Para el caso de un puente como el de la figura 1.7, la constante de resorte asociada con el desplazamiento, está en el centro de la línea y no debajo del punto de la fuerza aplicada. Si igualamos la fuerza electrostática con la fuerza mecánica restauradora provocada por la dureza del material del puente,  $F = kx$ , tenemos la siguiente igualdad

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

donde  $g_0$  es la distancia inicial entre el electrodo inferior y la membrana,  $k$  es la constante de resorte de la membrana y  $x = g_0 - g$ . Despejando el voltaje de la ecuación anterior, tenemos:

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

La grafica de la altura de la línea (Altura del *gap*) contra el voltaje aplicado, muestra dos posibles posiciones para cada voltaje aplicado. Esto resulta en una posición inestable en  $(2/3)g_0$ , debido a la realimentación positiva en la actuación electrostática. Esto puede ser visto considerando la fuerza electrostática en términos del campo eléctrico aplicado en la línea

$$F_e = \frac{QE}{2} \quad (1.5)$$

donde  $Q$  es la carga en la línea y  $E = V/g$  es el campo eléctrico debido al voltaje aplicado.

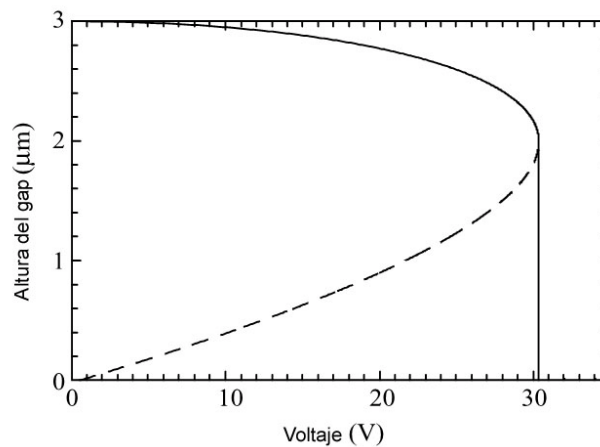


Figura 1.8. Altura de la línea contra el voltaje aplicado con un ancho  $W = 100 \mu\text{m}$ ,  $w = 100 \mu\text{m}$ ,  $g_0 = 3 \mu\text{m}$  y  $k = 10 \text{ N/m}$ . El voltaje de jale,  $V_p$  es 30 V. La línea punteada representa la parte inestable de la altura.

Si se incrementa el voltaje de la fuente, la fuerza también se incrementa debido al aumento en la carga. Al mismo tiempo que la fuerza aumenta, se reduce la altura de la línea, que a su vez modifica la capacitancia y por lo tanto, la carga y el campo eléctrico aumentan. A  $(2/3)g_0$ , el aumento en la fuerza electrostática es mayor que el incremento en la fuerza restauradora, resultando en que la posición de la línea sea inestable y se colapse a la posición de *encendido*. Las ecuaciones (1.3) y (1.4) sirven tanto para líneas cantiléver como fijas [10].

Derivando la ecuación (1.4) con respecto a la altura  $g$  e igualándola a cero, la altura a la cual la inestabilidad ocurre, es exactamente a dos tercios de la altura de la línea. Sustituyendo este valor en la ecuación (1.4), tenemos que el voltaje de jale o actuación,  $V_p$  (Voltaje *pull-down*) es:

$$V_p = V\left(\frac{2}{3}g_0\right) = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 W w}} g_0^3 \quad (1.6)$$

Esta ecuación muestra dependencia del ancho de la línea  $w$ , sin embargo, el voltaje de jale,  $V_p$ , es independiente de éste, debido a que la constante  $k$ , varía linealmente con el ancho  $w$ .

La figura 1.9 muestra el voltaje de jale,  $V_p$ , calculado para un puente de oro, con fuerza residual  $\sigma$  de 0, 30, y 60 [MPa], usando las ecuaciones anteriores. Un voltaje de jale similar es el que se obtiene para líneas de aluminio, ya que se tienen valores similares de la constante. Para las líneas cantiléver, se logran constantes de resorte  $k$ , mucho menores, debido a la proporción  $t/l$ , espesor entre longitud de la membrana y por lo tanto, el voltaje de jale es menor.

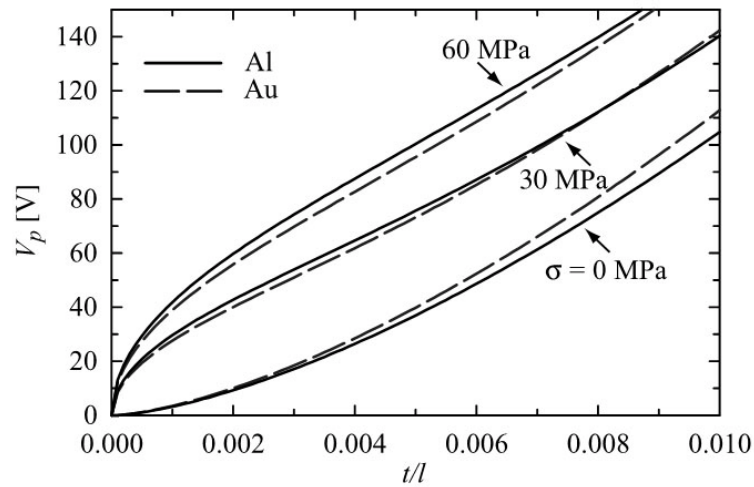


Figura 1.9. Voltaje de Jale,  $V_p$  contra la relación  $t/l$  de oro y aluminio en una estructura tipo puente, como el de la figura 1.7.

## 1.5 Conclusiones

Los interruptores RF MEMS tienen diferentes parámetros a considerar, así como el mecanismo de actuación. Existen diferentes tipos de actuación y comparando los diferentes mecanismos, el más adecuado para trabajar en RF es el actuador electrostático, por las características que se discutirán en los siguientes capítulos. No tiene consumo de potencia, pero la velocidad de conmutación es lenta, comparada con los actuadores térmico y magnético, pero tiene una fuerza de contacto mayor que el actuador piezoeléctrico. El estado del arte de los RF MEMS ha logrado disminuir el voltaje de actuación, para poder integrarlos directamente con circuitos integrados tipo TTL o CMOS y justamente esa es la meta final.

Los RF MEMS electrostáticos, son implementados sobre una línea de transmisión en paralelo o en viga voladiza (cantiléver). Observamos que el voltaje de jale,  $V_P$ , no tiene proporción lineal con la proporción espesor-longitud de la línea,  $t/l$  y que cada material tiene su curva característica, por lo que es necesario escoger de manera cuidadosa el material a utilizar en un dispositivo RF MEMS y asegurar un funcionamiento adecuado, dependiendo de la aplicación a implementar.

La ventaja que tienen los RF MEMS sobre dispositivos semiconductores es que tienen mejor linealidad en altas frecuencias.

## Referencias

- [1] De los Santos, H., "RF MEMS circuit design for wireless communications", Artech House, EUA, 2002.
- [2] Pozar, David M. "Microwave engineering", 3ª Edición, Wiley & Sons, EUA, 2005, pp 137.
- [3] Neamen, D. "Semiconductor physics and devices, basic principles", 3ª Edición, McGraw Hill, 2003.
- [4] Bryzek, Peterson, K., McCulley, W., 1994, "Micromachines on the march", IEEE Spectrum (May), pp 20–31.
- [5] Varadan, Vinoy y José, "RF MEMS and their applications", 1ª Edición, Wiley & Sons Inglaterra, 2003, pp 18, 33.
- [6] H.K. Lee, I.J. Cho, J.U. Bu and E. Yoon, 2000, "An audio frequency filter application of micromachined thermally-isolated diaphragm structures", 13th Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS 2000, IEEE, Washington, DC.
- [7] Cancino A. L., Noriega S. E., "Diseño y simulación de un interruptor MEMS magnetostático para aplicaciones en alta frecuencia", Tesis de Licenciatura, UNAM, México 2006.
- [8] Physik Instrumente, "Piezoelectrics in Positioning, Tutorial on Piezotechnology in Nanopositioning Applications", Catalogo de información PI, 2008.
- [9] Simons, Rainee, "Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems" Wiley & Sons, EUA, 2001
- [10] Rebeiz, Gabriel, "RF MEMS Theory, Design and Technology", Wiley & Sons, EUA, 2003, pp 36-38.
- [11] Zahn, M, "Electromagnetic Field Theory", Wiley, 1979, EUA, p. 219.

## Capítulo 2. Estado del arte de los interruptores RF MEMS

Aunque los interruptores microelectromecánicos de radiofrecuencia (RF MEMS) han estado en investigación desde la década pasada, los problemas de tener un voltaje de actuación alto y fallas mecánicas debido al proceso de fabricación siguen presentándose. El principal factor a resolver en los RF MEMS es el de disminuir el voltaje de actuación y para eso se han propuesto diversos diseños que combinan los interruptores capacitivos, tipo puente, serie y cantiléver. Los primeros diseños de RF MEMS eran básicos, sin ningún tipo de optimización y se tenían resultados que no eran adecuados para poder utilizarlos con otras tecnologías, como la de los circuitos integrados. Sin embargo, las investigaciones, los estudios y el avance tecnológico para la fabricación, han ayudado a tener interruptores con diseños complejos, pero que logran respuestas adecuadas para cada campo en que se aplican.

En la actualidad, ya se encuentran comercializados diferentes tipos de RF MEMS y con base a estos, se han logrado realizar diferentes dispositivos que encontrarán aplicación en un futuro cercano [1].

Los métodos de fabricación de los MEMS son también diversos, pero se aprovecha la técnica existente de los circuitos integrados. Esto significa que en una oblea de silicio, se pueden producir miles de dispositivos semiconductores usando litografía. Por lo cual, se continua utilizando esta tecnología disponible para la fabricación de MEMS.

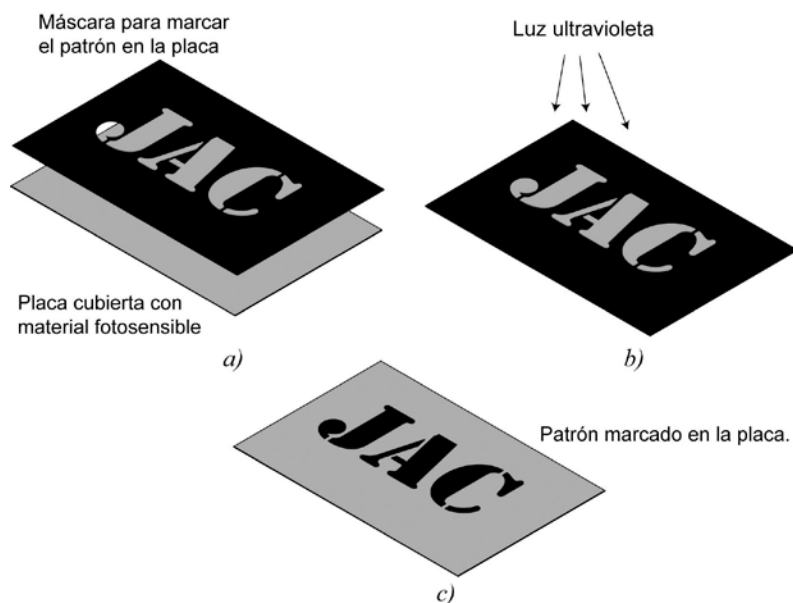


Figura 2.1. Proceso de litografía. (a) Se realiza una máscara que permita marcar el área que nos interesa cubrir, (b) se aplica luz ultravioleta para marcar el material fotosensible y (c) solo queda cubierto el patrón que nos interesa y que no se verá afectado cuando se retire el material sin cubrir.



La litografía es, por lo general, la transferencia de un patrón a un material fotosensible por exposición selectiva a una fuente de radiación. Un material fotosensible es un material que experimenta un cambio en sus propiedades físicas cuando se expone a la radiación, en general, luz ultravioleta.

Este proceso lo hemos usado para realizar circuitos impresos en una placa de baquelita recubierta con cobre.

Por lo regular, se cubre el material que no será removido, como se ve en la figura 2.1, mientras que el material que no deseamos, no se protege. El siguiente paso es aplicar una solución química para deshacerse del material que no se requiere y, finalmente, se tiene el circuito impreso [2].

También está el proceso de grabado húmedo (*wet bulk micromachining*) en el que el material se disuelve cuando se sumerge en una solución química. El material se pulveriza o se disuelve usando vapor, iones reactivos o un grabado de fase de vapor [3].

La correcta selección del método de fabricación, permite hacer un proceso efectivo y sobre todo rentable, ya que la producción en masa es más redituable que un proceso selectivo. Aunque existen diferentes métodos para la fabricación de los MEMS, en la mayoría de los casos es necesario realizar máscaras para realizar procesos litográficos, a excepción de la producción vía laser. Pero aun en la fabricación laser, se usan máscaras para definir las formas finales de los MEMS [4].

A continuación, haremos una revisión del estado del arte de los RF MEMS con los diseños más representativos.

## **2.1 Interruptor con multiactuación usando proceso de fabricación de circuito integrado CMOS [5]**

Este interruptor utiliza dos métodos de actuación, térmico y electrostático. Ha sido fabricado para poder realizar una integración con dispositivos MEMS y circuitos integrados. La estructura del interruptor consiste en un conjunto de guías CPW sobre una línea de transmisión con membrana suspendida, esto es, un interruptor capacitivo. Ha sido desarrollado por el Industrial Technology Research Institute en Taiwan. Está fabricado sobre una estructura CMOS. Los resultados de este interruptor muestran que el voltaje de actuación es aproximadamente de siete volts. Las pérdidas de inserción son de -2.5 dB a 5 GHz, y el aislamiento es de -4.1 dB.

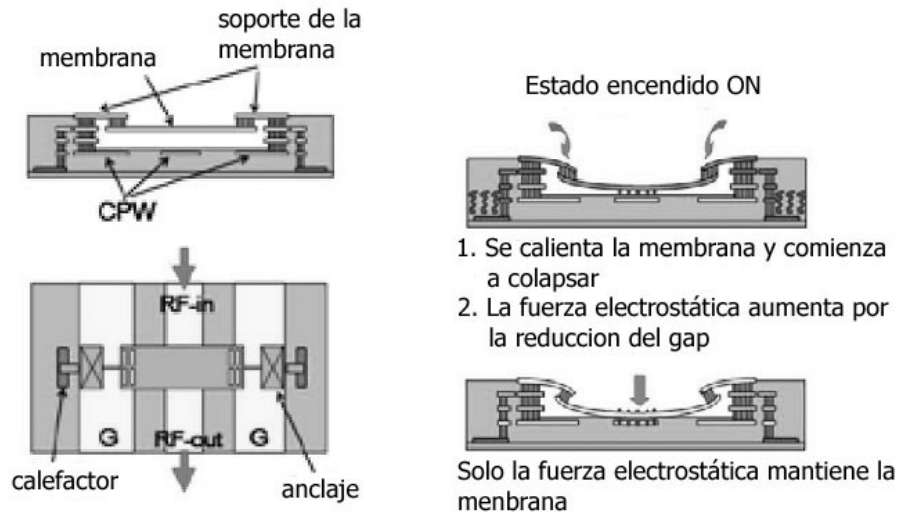


Figura 2.2. Mecanismo de actuación del interruptor.

Las ventajas de utilizar este interruptor son que requiere un voltaje de actuación muy bajo, debido al actuador térmico y que está fabricado en el mismo proceso CMOS de circuitos integrados, lo que le permite integrar directamente los bloques de RF y de control. Para llevar al interruptor en estado encendido "ON", se usan los dos actuadores y cuando se cambia a estado apagado "OFF", solo se usa el actuador electrostático. Cuando se incrementa la temperatura del actuador térmico, se comienza a doblar la membrana, lo suficientemente cerca para que al actuador electrostático lo termine de "jalar". Cuando se libera, solo es necesario quitar el actuador electrostático.

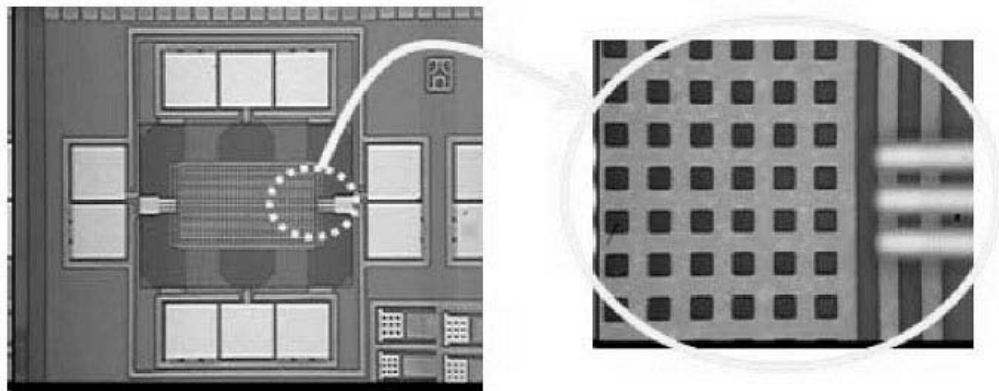


Figura 2.3. Microfotografía del interruptor mostrando los huecos en la membrana.

Desafortunadamente, la respuesta de este interruptor es muy pobre ya que los resultados muestran que tiene pérdidas de inserción mayores a un decibel a 5 GHz y aislamiento bajo a la misma frecuencia; sin embargo, el uso de dos mecanismos de actuación lo hacen atractivo y sobre todo la posible integración de este tipo de interruptores directamente en circuitos integrados CMOS.

Tabla 2.1 Características del interruptor multiactuación

	Voltaje de Actuación [V]	Pérdidas de inserción [dB]	Aislamiento [dB]	Frecuencia [GHz]	Sustrato
Interruptor con multiactuación CMOS	7	-2.5	-4.1	@ 5	Silicio de alta resistividad

## 2.2 Interruptor RF MEMS con voltaje de actuación bajo y sistema antipegajosidad [6]

Una causa frecuente de fallas en los RF MEMS es el fenómeno conocido como pegajosidad o adherencia dieléctrica (*stiction=static-friction se puede interpretar como adherencia estática o pegajosidad*), debido a la carga remanente de un dieléctrico y la adhesión de contactos. Este fenómeno ocurre con separaciones muy pequeñas entre membranas y electrodos y se puede reducir usando diferentes métodos de depósito, capas dieléctricas con propiedades diferentes o tratando de evitar el contacto entre los electrodos y las partes móviles.

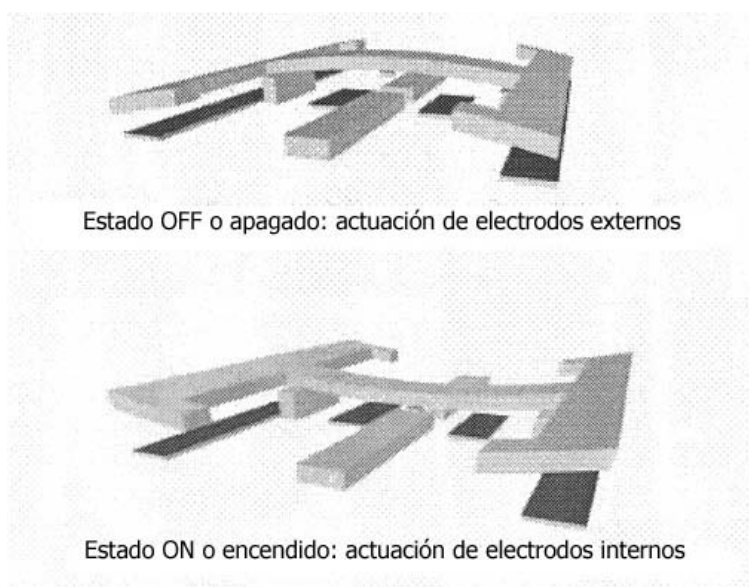


Figura 2.4. Estados del interruptor.

En el diseño siguiente, se tiene un RF MEMS que trata de evitar este problema usando cuatro electrodos, en lugar de dos y la membrana soportada por dos anclajes, sobre una línea de transmisión. El principio de funcionamiento es el siguiente, se activan los electrodos internos para poner el interruptor en estado encendido (ON) y cuando se libera, permanece en ese estado debido a la pegajosidad, por lo que, para liberar la membrana, se activan los electrodos externos y se logra liberar la membrana. Cabe mencionar que cuando se lleva el interruptor a estado ON, se aplica un voltaje positivo en los electrodos internos, y un voltaje negativo en los electrodos externos, con el fin de disminuir la rigidez de la membrana.

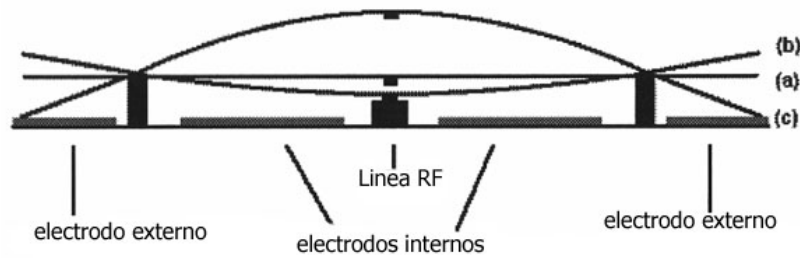


Figura 2.5. Estados de la membrana. a) Sin acción. b) Encendido. c) Apagado.

El interruptor tiene pérdidas de inserción de -0.45 dB y aislamiento de -30 dB a 10 GHz. Gracias a la actuación de los electrodos internos y externos, se logra un voltaje de actuación menor a 5 [V]. Para liberar la membrana de la pegajosidad es necesario aplicar un voltaje de 15 [V] durante 15 minutos. Con esto, se logra aumentar el número de ciclos de trabajo del interruptor.

Este interruptor está siendo desarrollado por el Institut d'Electronique, de Microélectronique, et de Nanotechnologie, en Francia.

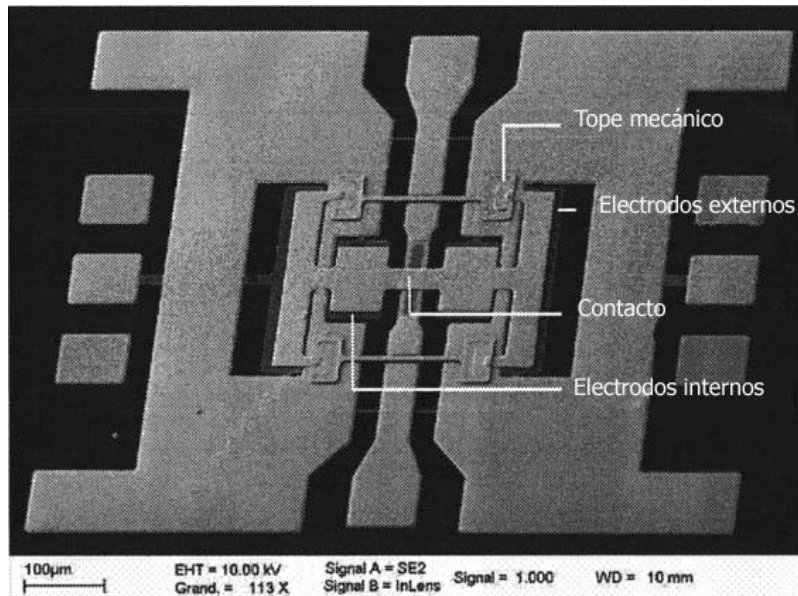


Figura 2.6. Fotografía microscópica del interruptor.

Tabla 2.2 Interruptor antipegajosidad

	Voltaje de Actuación [V]	Pérdidas de inserción [dB]	Aislamiento [dB]	Frecuencia [GHz]	Sustrato
Interruptor con voltaje de actuación bajo y sistema antipegajosidad	5	-0.45	-30	@ 10	Silicio de alta resistividad

### 2.3 Interruptor RF MEMS con bajo voltaje de actuación y diseño inédito del contacto [7]

Este diseño consiste en un interruptor de contacto metal-metal, fabricado sobre una línea de transmisión CPW. El sustrato es Alúmina ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) que tiene una constante dieléctrica  $\epsilon$  de 9.9. Como vemos en la figura 2.7, tiene una pequeña *saliente* en la orilla (*dimple*), que sirve para eliminar la dependencia del contacto a las variaciones de fuerza residuales.

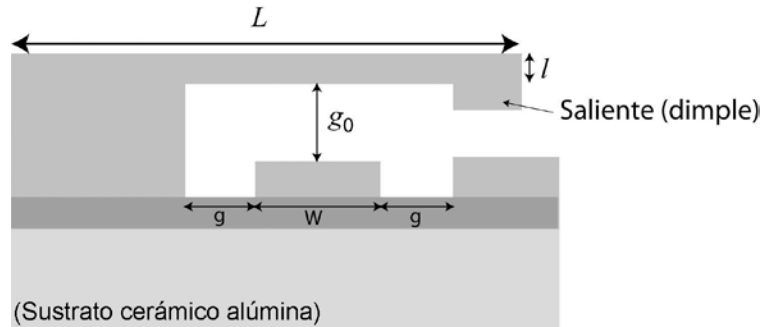


Figura 2.7. Interruptor cantiléver serie, donde  $w$  es el electrodo actuador.

La longitud del contacto es de  $110 \mu\text{m}$  y el ancho es de  $60 \mu\text{m}$ , tal como se observa en la figura 2.8. La dimensión del contacto de  $20 \mu\text{m}$ , reduce el efecto de la *pegajosidad*. El diseño del interruptor es serie, pero se utiliza en una CPW (figura 2.9), ya que este tipo de guías presentan ventajas sobre las líneas microcintas, tales como: un acoplamiento menor a las líneas adyacentes, pérdidas de radiación menor en las discontinuidades y las microondas se propagan en modo casi transversal [8].

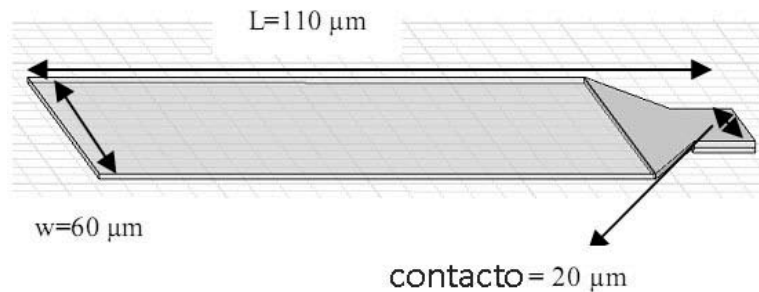


Figura 2.8. Dimensiones del interruptor.

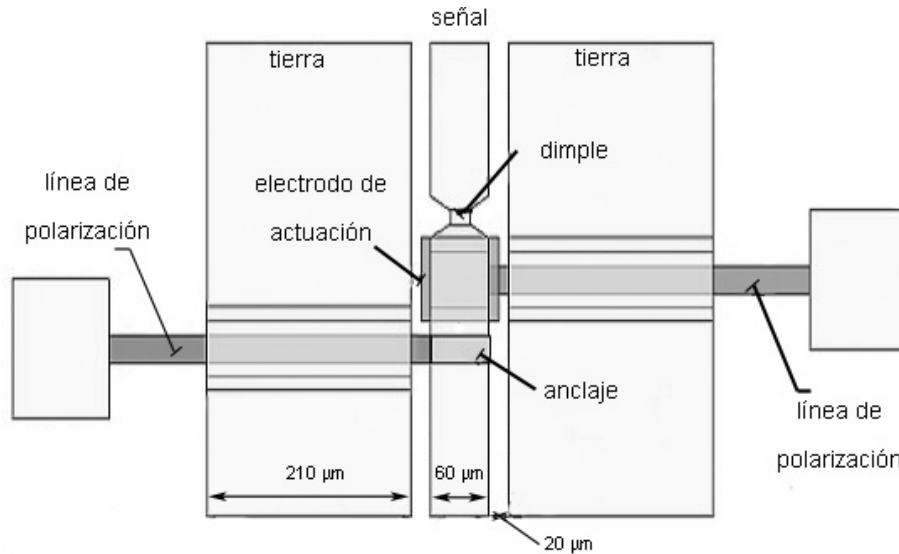


Figura 2.9. Modelo esquemático del interruptor, mostrándolo sobre una CPW.

Gracias a que se mejoró el diseño del cantiléver, se logró un voltaje de actuación de 6.39 [V] con 0.47 dB de pérdidas de inserción y un aislamiento de 23.5 dB hasta 40 GHz. El interruptor fue fabricado por la University of New South Wales en Australia. En la tabla 2.3 vemos las características del interruptor.

Tabla 2.3 Características del interruptor

	Voltaje de Actuación [V]	Pérdidas de inserción [dB]	Aislamiento [dB]	Frecuencia [GHz]	Sustrato
Interruptor con bajo voltaje de actuación y diseño inédito del contacto	6.39	0.47	23	@ 40	Alúmina

## 2.4 Interruptor RF MEMS con micropuente de carburo de silicio SiC, para mejorar la repetibilidad [9]

Este interruptor ha sido desarrollado por la NASA en conjunto con la Universidad Case Western de Cleveland. Consiste en un interruptor fabricado con carburo de silicio (SiC), ya que este material ofrece muchas ventajas y sobre todo, no es afectado por el fenómeno de la pegajosidad. Encima del puente hecho de SiC, se coloca una membrana de aluminio para poder activar el interruptor y no es necesario colocar un aislante entre la línea de transmisión y el puente, ya que el SiC es un aislante en sí mismo.

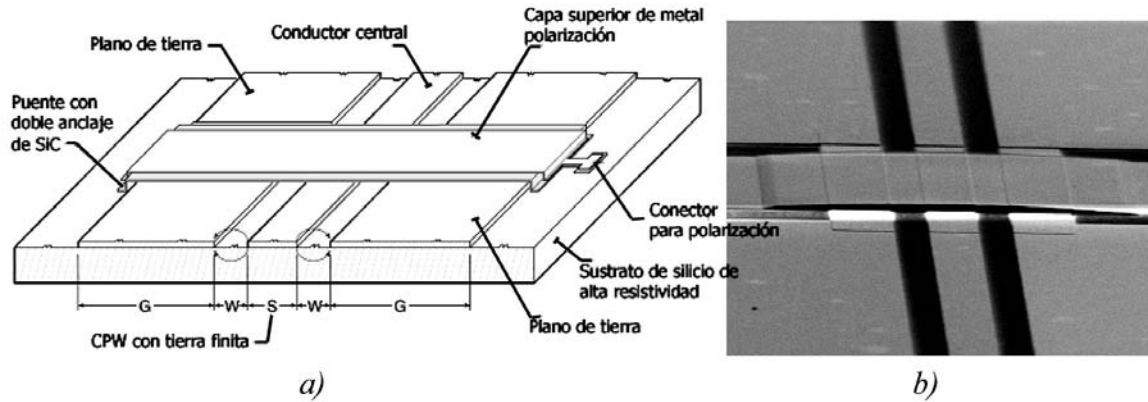


Figura 2.10. a) Esquemático del interruptor. b) Fotografía microscópica del interruptor mostrando el puente.

La línea de transmisión tiene un ancho central  $S$  de  $130\ \mu\text{m}$ , los planos de tierra  $G$  son de  $300\ \mu\text{m}$  y el gap  $W$ , entre éstos es de  $60\ \mu\text{m}$ , lo que le da una impedancia característica  $Z_0$  de  $50\ \Omega$  (Figura 2.10). La línea de transmisión está hecha de oro y cromo con una dimensión de  $1225\ \text{nm}$  de espesor. Desafortunadamente el voltaje de actuación es alto,  $52\ \text{[V]}$ . Sin embargo el interruptor de  $500\ \text{nm}$  de espesor del puente, actúa de manera inmediata y de modo confiable cuando se apaga y enciende en forma casi continua.

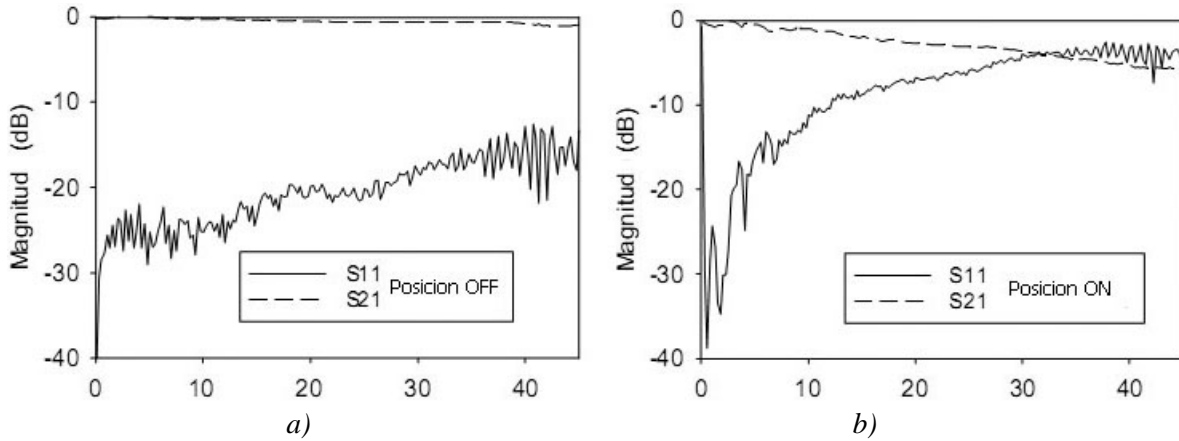


Figura 2.11. Interruptor MEMS de SiC. a) Posición apagado OFF. b) Posición encendido ON.

Las pérdidas de inserción son de  $0.3\ \text{dB}$  de  $0$  a  $45\ \text{GHz}$  y presenta un aislamiento de  $-20\ \text{dB}$  de  $10$  a  $45\ \text{GHz}$ . Se han logrado ciclos de trabajo de hasta  $500$  mil cambios sin presentar deformación alguna y la respuesta en frecuencia es aceptable (Figura 2.11).

Tabla 2.4 Características del interruptor SiC

	Voltaje de Actuación [V]	Pérdidas de inserción [dB]	Aislamiento [dB]	Frecuencia [GHz]	Sustrato
Interruptor con micropuentes de carburo de silicio SiC	52	0.3	-20	@ 45	Silicio de alta resistividad

## 2.5 Interruptor RF MEMS con bajo voltaje de actuación y baja sensibilidad a la fuerza residual [10]

Este interruptor ha sido diseñado de tal manera que se tenga un bajo voltaje de actuación y un proceso de fabricación efectivo. El diseño está montado sobre una línea de transmisión CPW y la membrana esta soportada por cuatro resortes. Cada resorte está conectado a un anclaje, en medio de la línea. Se pudo reducir la resistencia de la fuerza residual de las vigas, usando una forma de serpentina en cada una de las líneas que soportan a la membrana principal. El electrodo de actuación está debajo de la membrana de contacto. Los resultados de la simulación mostraron que sólo ocurre la deformación en los resortes. El voltaje de actuación simulado fue de 14 [V] con una membrana de dimensiones de 200x80  $\mu\text{m}$ .

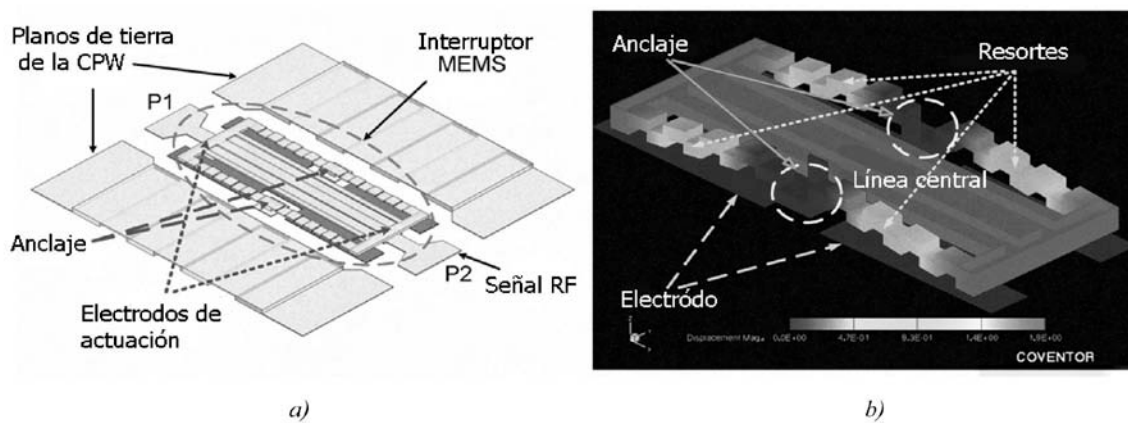


Figura 2.12. a) Esquema del interruptor. b) Simulación del interruptor usando el programa CoventorWare.

También podemos observar en la figura 2.12(b), como las vigas individuales que soportan la línea central, tienen una forma escalonada y esto también es para reducir aún más la fuerza residual, ya que se reduce considerablemente la constante de resorte de cada viga, a diferencia de la línea central.

Tabla 2.5. Características del Interruptor

	Voltaje de Actuación [V]	Pérdidas de inserción [dB]	Aislamiento [dB]	Frecuencia [GHz]	Sustrato
Interruptor con bajo voltaje de actuación y baja sensibilidad a la fuerza residual	20	-0.15	30	@ 40	Alúmina



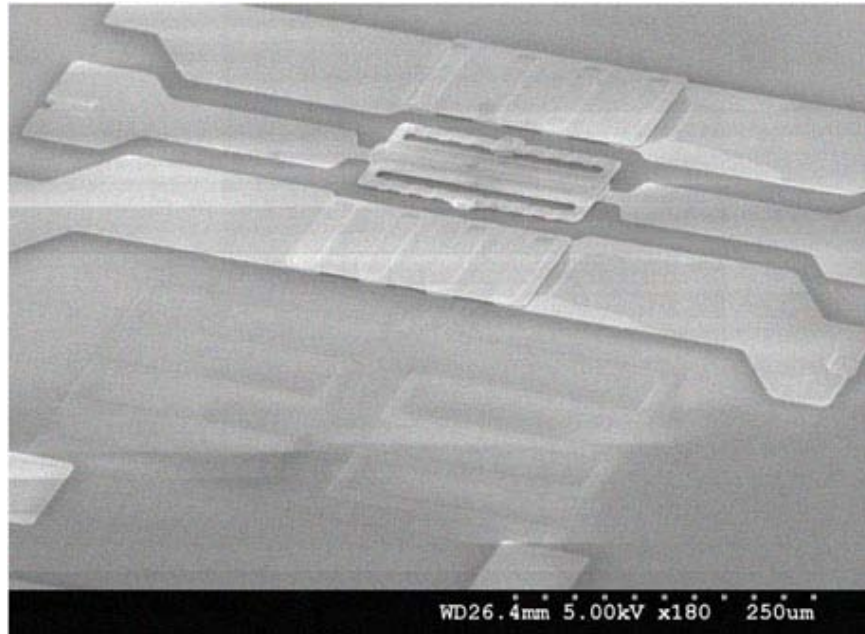


Figura 2.13. Fotografía SEM del interruptor ya fabricado.

El interruptor, ya fabricado, muestra una respuesta entre -0.7 a -0.4 dB para las pérdidas de inserción, en un rango de 5 a 40 GHz y -60 a -30 dB de aislamiento de DC a 40 GHz, con un voltaje de actuación de 20 [V], sobre un sustrato de alúmina que tiene una constante dieléctrica  $\epsilon$  de 9.9. Este interruptor fue desarrollado por la Universidad de Waterloo, Canadá.

## 2.6 Conclusiones

Como podemos ver, en cada interruptor diseñado y fabricado actualmente, el principal aspecto a optimizar, es la reducción el voltaje de actuación. Los diferentes diseños en el tipo del interruptor tratan de optimizar tanto la respuesta en frecuencia como el voltaje de actuación y ya no son los mismos interruptores sencillos de hace algunos años. Con la implementación de vigas tipo serpentina, o de resorte, se puede reducir la rigidez de las membranas y con las nuevas técnicas de depósito y liberación en los procesos de fabricación, se han logrado voltajes de actuación que permiten la integración de los RF MEMS directamente en los circuitos integrados comunes. En la tabla 2.6 vemos que la mayoría de los interruptores revisados, logran buenas respuestas en frecuencia, a excepción del interruptor multiactuación [5], que no tiene ni aislamiento ni pérdidas de inserción adecuadas para el campo RF, sin embargo, la investigación continúa y se espera mejorar estos aspectos en los próximos años. Uno de los mejores diseños es el del interruptor con sistema antipegajosidad [6], el cual tiene bajo voltaje de actuación (5 [V]) y buena respuesta en frecuencia.

En la siguiente tabla podemos observar las principales características de los interruptores revisados.

Tabla 2.6 Comparación de las principales características de los interruptores

	Voltaje de Actuación [V]	Pérdidas de inserción [dB]	Aislamiento [dB]	Frecuencia [GHz]	Sustrato
Interruptor con multiactuación CMOS [5]	7	-2.5	-4.1	@ 5	Silicio de alta resistividad
Interruptor con voltaje de actuación bajo y sistema antipegajosidad [6]	5	-0.45	-30	@ 10	Silicio de alta resistividad
Interruptor con bajo voltaje de actuación y diseño inédito del contacto [7]	6.39	0.47	23	@ 40	Alúmina
Interruptor con micropuentes de carburo de silicio SiC [9]	52	0.3	-20	@ 45	Silicio de alta resistividad
Interruptor con bajo voltaje de actuación y baja sensibilidad a la fuerza residual [10]	20	-0.15	-30	@ 40	Alúmina

Otro punto interesante de la revisión de los interruptores anteriores es el hecho de que todos son de diferentes países, no estando limitados a una sola zona geográfica. Esto nos permite observar que el desarrollo de interruptores MEMS se está llevando a cabo alrededor del mundo, debido a las ventajas que esta tecnología está mostrando con respecto a otras.

## Referencias

- [1] Página Electrónica <http://www.radantmems.com>.
- [2] Mendoza R. D. T., “Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda *Ka* utilizando tecnología flexible de circuito impreso”, Capítulo Cinco, Tesis de Maestría, UNAM, México, 2007.
- [3] Maluf, N. Williams, K., “An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering”, 2nd Edition, 2004, Artech House Inc.
- [4] Chen, J., Yuehua, Y, “Laser microfabrication in RF MEMS Switches”, 13th Symposium on Antenna Technology and applied electromagnetics and the Canadian Radio Sciences Meeting, pp 1-5, febrero de 2009.
- [5] Lee, C, Ko, C. y Huang T., “Design of Multi-actuation RF MEMS Switch Using CMOS Process”, Microsystems, Packaging, Assembly & Circuits Technology Conference, pp 141-144, octubre de 2008.
- [6] Touati, S., Lorphelin, N., Kancierzewski, A., Robin, R., Rollier, A., Millet, O., Segueni, K., “Low actuation voltage totally free flexible RF MEMS switch with antistiction system”, Symposium de Diseño, pruebas, integración y empaque de MEMS/MOEMS, pp. 66-70, abril de 2008.
- [7] Rahman, H., Hesketh, T., Ramer, R., ‘Low actuation voltage RF MEMS series switch with novel beam design’, Conferencia de Tecnologías Emergentes, pp. 116-119, octubre de 2008.
- [8] Pozar, David M. “Microwave engineering”, 3ª Edición, Wiley & Sons, EUA, 2005.
- [9] Scardelletti, M., Zorman, C., Oldham, D., “RF MEMS switches with SiC microbridges for improved reliability”, Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, pp. 1-4, julio de 2008.
- [10] Chan K., Ramer, R. “RF MEMS Switch with Low Stress Sensitivity and Low Actuation Voltage”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. IEEE, pp. 1-4 Junio 2009.

## Capítulo 3. Análisis electromecánico del interruptor

### 3.1 Especificaciones de diseño

El interruptor propuesto debe de cumplir con las siguientes especificaciones de diseño:

- Factor de calidad de conmutación (FCC) mayor a 5000
- Bajo voltaje de actuación (<20 [V])
- Diseño basado en la tecnología de circuito impreso flexible
- Aplicación para la banda X (8-12 GHz)

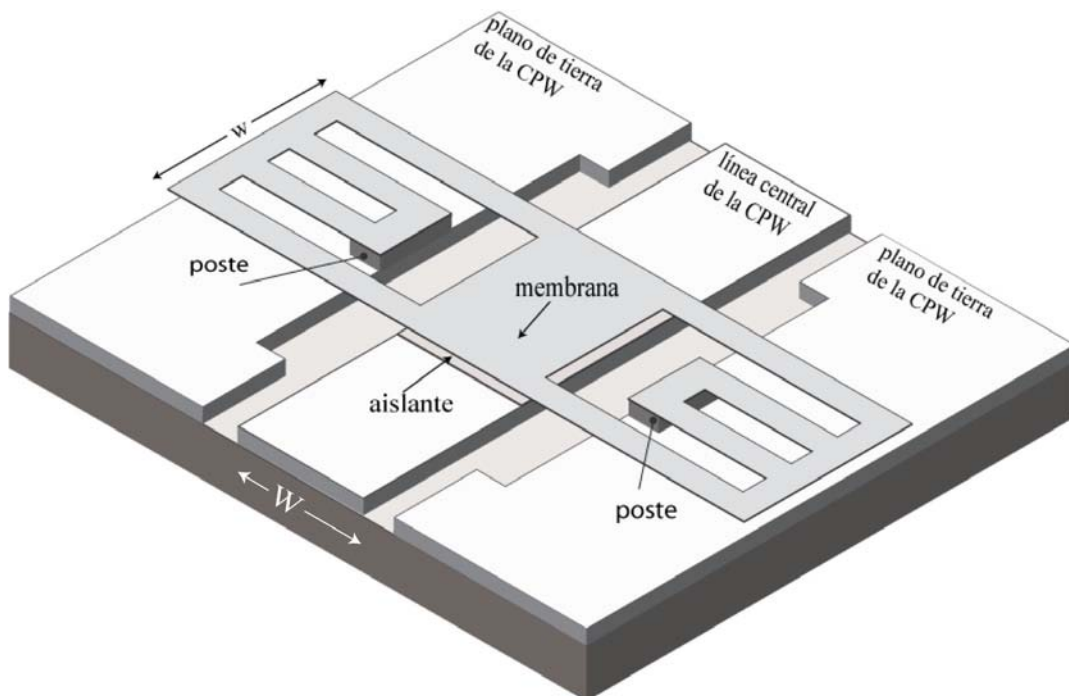


Figura 3.1. Diagrama del interruptor propuesto, tipo capacitivo sobre una línea de transmisión de guía de onda coplanar (CPW).

La estructura del interruptor propuesto se muestra en la figura 3.1. Se trata de un interruptor paralelo montado sobre una línea de transmisión CPW, lo que da como resultado un interruptor capacitivo paralelo. La estructura consiste en dos partes, una membrana montada sobre los planos de tierra de la CPW y un electrodo actuador aislado en la parte central, justo debajo de la membrana. Cuando se aplica un voltaje entre la línea central y los planos de tierra, existe una fuerza electrostática que provoca que la membrana colapse hacia la línea central. La capa aislante evita que se produzca un corto circuito cuando la membrana se encuentra en estado encendido "ON". Cuando el voltaje se retira, la membrana vuelve a su estado original apagado "OFF".

Dicho interruptor consiste en un sustrato dieléctrico (Rogers RO4003C) de 203  $\mu\text{m}$  de espesor. Una capa de cobre de 6  $\mu\text{m}$  y dos postes de 6  $\mu\text{m}$  también de cobre que soportarán una membrana de aluminio de 0.5  $\mu\text{m}$ , ubicada a 5  $\mu\text{m}$  del electrodo actuador que estará cubierto por una capa de aislante (Cyclotene) de 1  $\mu\text{m}$ . El proceso utilizado se muestra en la figura 3.2.

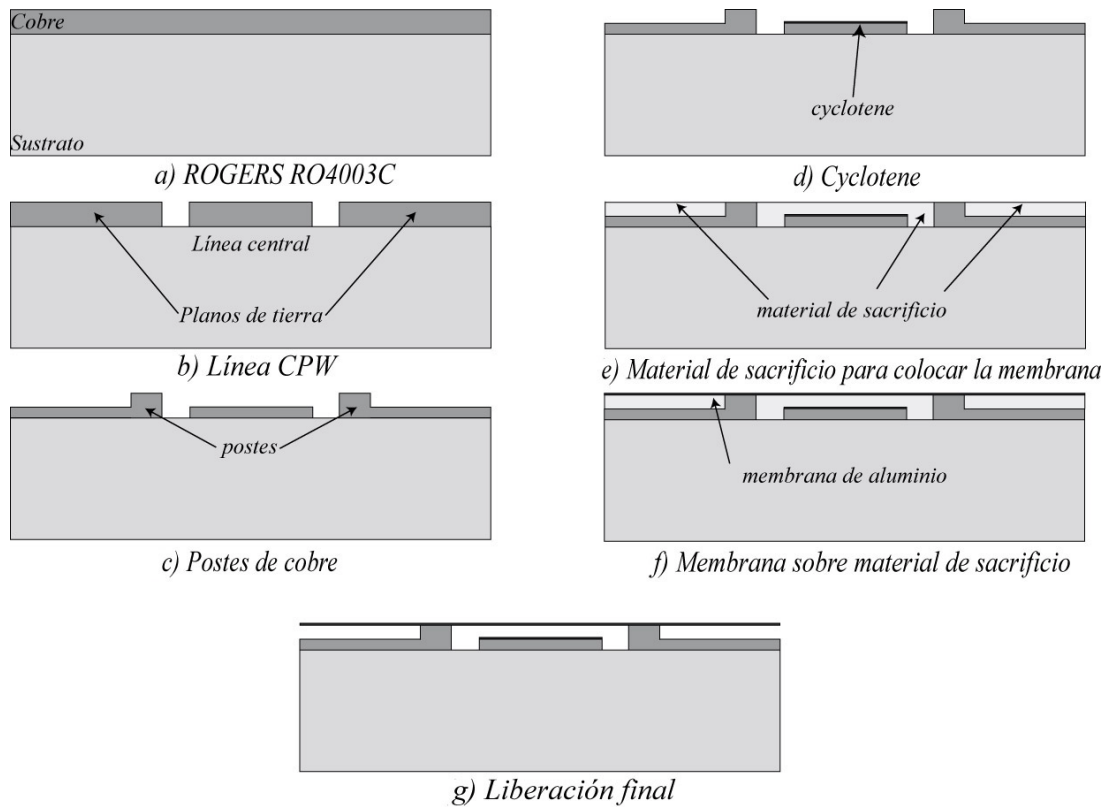


Figura 3.2. Vista lateral del interruptor propuesto donde se muestran las etapas de proceso a seguir.

### 3.2 Diseño Mecánico

El primer paso para comprender el funcionamiento de operación de un interruptor MEMS es obtener la constante de resorte del puente. Si la operación está limitada a pequeñas deflexiones, como es el caso de la mayoría de los dispositivos, el comportamiento mecánico puede ser modelado usando la constante de resorte lineal  $k$  [N/m]. La deflexión  $\Delta g$  [m] de la membrana y la fuerza externa  $F$  [N] se obtienen mediante la conocida ecuación de la ley de Hooke:

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

Las estructuras fijas son las que más se usan debido a que tienen una constante de resorte relativamente alta y *fácil* de fabricar. La constante del puente tiene que ser modelada en dos partes. La primera parte se debe a la dureza del puente y las propiedades del material, tales como el Modulo de Young  $E$  y el momento de inercia  $I$  [ $m^4$ ]. La segunda parte de la constante se debe a la fuerza residual (*stress*)  $\sigma$  [Pa], dentro del puente y es resultado del proceso de fabricación.

En la figura 3.3(a) se muestra el interruptor en vista superior, mostrando los planos de tierra de la CPW, se puede ver la membrana de ancho  $W$  sobre la línea de transmisión central. En la figura 3.3(b) se tiene un corte lateral del interruptor donde se pueden ver las capas del proceso así como sus dimensiones. El poste funciona a su vez como anclaje de la membrana y el diseño sirve para reducir la dureza del material, como veremos más adelante.

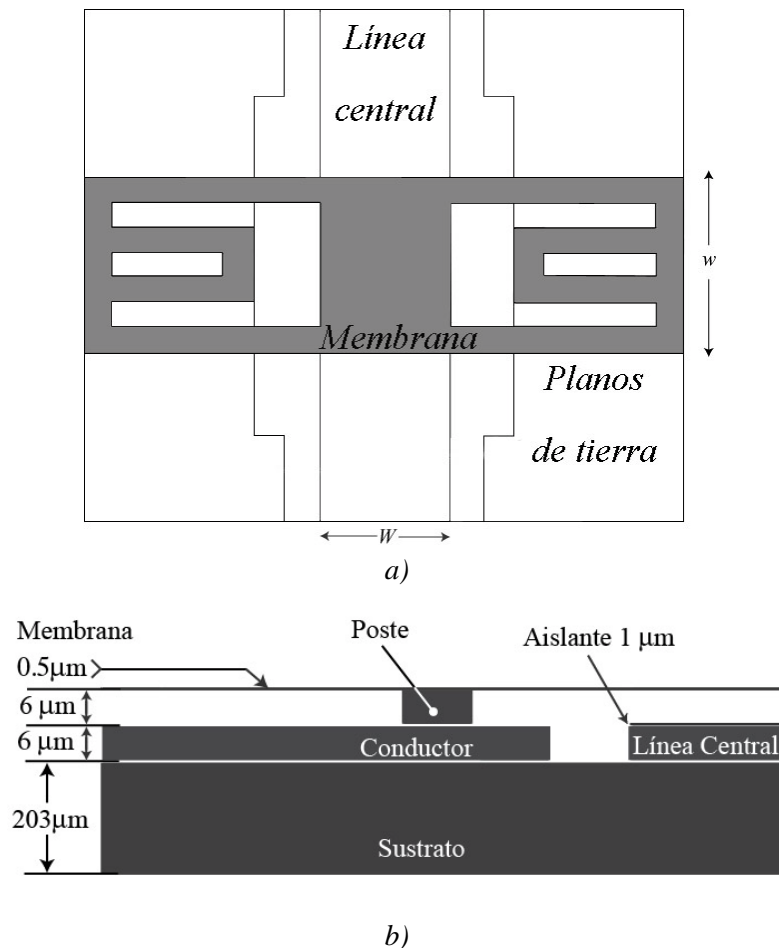


Figura 3.3. a) Vista superior del interruptor. b) Vista lateral, mostrando las dimensiones de las capas a usar.

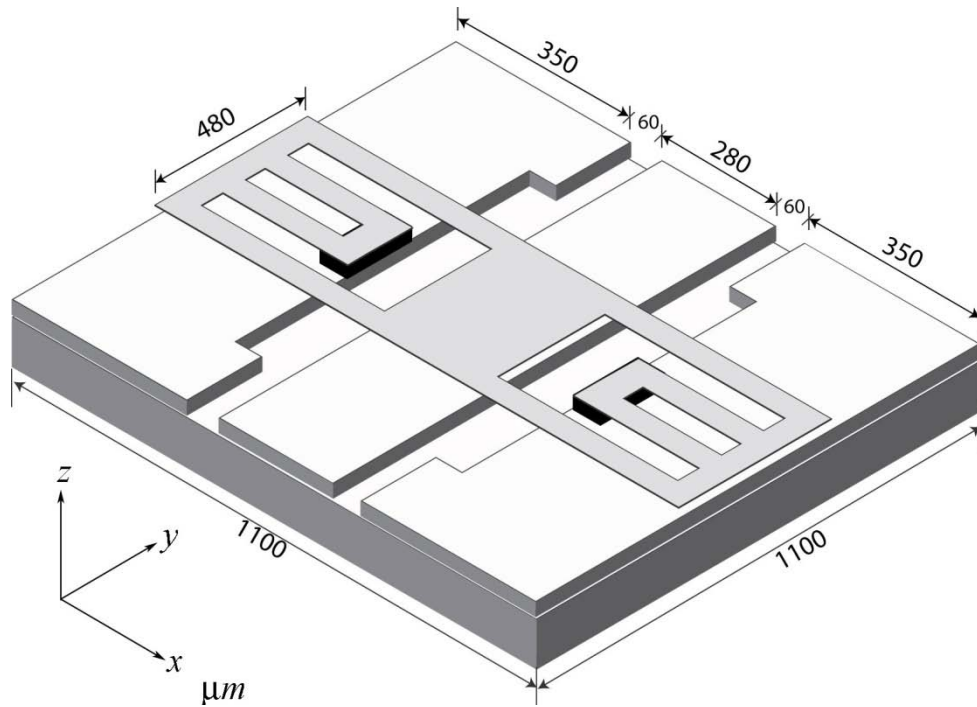


Figura 3.4. Vista isométrica del interruptor propuesto con dimensiones reales. Las unidades están en micras ( $\mu\text{m}$ ).

La estructura de la membrana del interruptor de este trabajo fue propuesta, de la manera presentada, después de revisar diferentes estructuras y ésta es la que más se acerca al objetivo de tener un voltaje de actuación bajo. Las dimensiones propuestas son mostradas en las figuras 3.4 y 3.5.

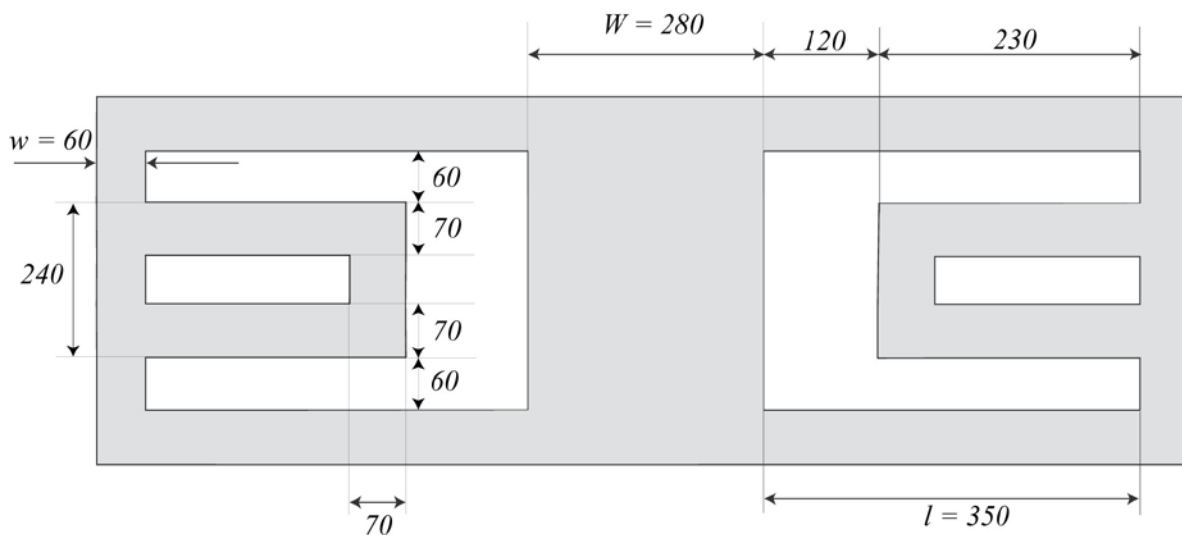


Figura 3.5. Vista superior de la membrana del interruptor propuesto con dimensiones, las unidades están en micras ( $\mu\text{m}$ ).

Como el comportamiento del interruptor se basa en una estructura de viga empotrada, el análisis estático nos ayudará a encontrar el valor de la constante de resorte  $k$  de la membrana. La expresión para encontrar la constante  $k$ , relaciona la deflexión contra la posición de la viga (ec. (3.2)).

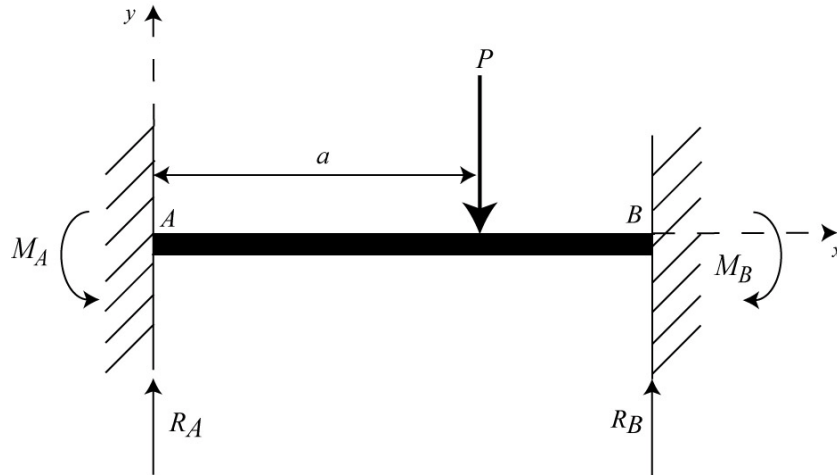


Figura 3.6. Diagrama de cuerpo libre de una viga empotrada.

En las aplicaciones MEMS, es común que la fuerza se encuentre distribuida a través de la viga y en el interruptor propuesto, la fuerza se distribuye en la parte central, justo arriba de la línea de transmisión. Es necesario revisar los métodos para encontrar la constante de resorte de la viga, ya que depende del material y la geometría de la membrana.

En la figura 3.6 podemos ver el diagrama de cuerpo libre de la viga empotrada, donde  $M_A$ , como mencioné, es el momento de reacción,  $R_A$  la fuerza de reacción [1] y  $P$  es la carga concentrada en un punto dado por  $a$ . Se tiene la ecuación diferencial (3.2) donde  $E$  es el modulo de Young del material,  $I$  es el momento de inercia para una sección rectangular, el cual está dado por  $I = \frac{wt^3}{12}$ ,  $w$  es el ancho de la viga y  $t$  es el espesor de la viga [2].

$$EI \frac{d^2y}{dx^2} = M_A + R_A x \text{ para } x \leq a \quad (3.2)$$

$$y = \frac{M_A x^2}{2EI} + \frac{R_A x^3}{6EI} \quad (3.3)$$

$$\text{donde } M_A = -\frac{Pa}{l^2}(l-a)^2 \quad (3.4)$$

$$\text{y } R_A = \frac{P}{l^3}(l-a)^2(l+2a) \quad (3.5)$$



Resolviendo la ecuación (3.2), se obtiene la deflexión de  $y$  en el centro de la viga. Si la carga se concentra en el centro, se tiene  $x = a = l/2$  y la constante de la membrana es

$$k = 16w \left( \frac{t}{l} \right)^3 \quad (3.6)$$

Para el caso de que la fuerza se distribuya totalmente en la viga (figura 3.7), se tiene que hacer  $x = l$  y usar  $P = \xi * l$ , donde  $\xi$  es la carga por unidad de longitud.

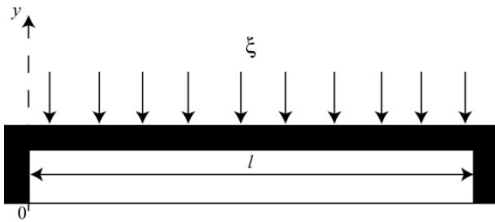


Figura 3.7. Fuerzas sobre la viga.

Como la estructura es simétrica, la integral se define de  $l/2$  a  $l$  y se multiplica por dos:

$$y = \frac{2}{EI} \int_{l/2}^l \frac{\xi}{48} (l^3 - 6l^2a + 9la^2 - 4a^3) da \quad (3.7)$$

El valor de la constante hallada resolviendo la ecuación (3.7) es  $k = 32Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3$ , para el caso en el que la fuerza se distribuye a lo largo de la viga, pero en el caso del interruptor que se propone, la fuerza se distribuye en la región central (figura 3.8), por lo que es necesario, integrar la ecuación (3.7), de  $l/2$  a  $x$ , y la fuerza  $P = 2\xi(x - l/2)$ .

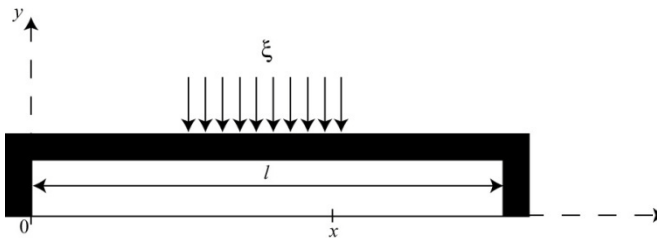


Figura 3.8. Fuerzas concentradas en la parte central de la viga.

Y la ecuación (3.7) da como resultado, la siguiente expresión para la constante de resorte:

$$k'_c = 32Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \left( \frac{1}{8 \left( \frac{x}{l} \right)^3 - 20 \left( \frac{x}{l} \right)^2 + 14 \left( \frac{x}{l} \right) - 1} \right) \quad (3.8)$$

Como se puede observar en la figura 3.8, mientras la carga se distribuya en el centro de la viga, se obtienen valores bajos de constante, a diferencia del caso en el que la carga se distribuye en toda la viga. En la referencia [3], se propone una nueva fórmula para el cálculo de la constante, sin embargo, los resultados son muy parecidos.

### 3.2.1 Componente de la constante de resorte debido a la fuerza residual $\sigma$ (stress).

La parte de la constante de resorte que es provocada por la fuerza residual biaxial dentro de la viga, se obtiene de modelar la viga como un alambre. La fuerza residual,  $\sigma$ , da como resultado una fuerza  $S$ , jalando los extremos de la viga [4].

$$S = \sigma(1-\nu)tw \quad (3.9)$$

donde  $\nu$  es la razón de Poisson,  
 $t$  es el espesor de la membrana  
y  $w$  es el ancho de la membrana.

Aquí también, primero se modela la viga recibiendo una fuerza concentrada en un punto y después, se obtiene la fórmula para una fuerza distribuida a lo largo y en el centro de la viga (Figura 3.9). Si se aplica una fuerza vertical  $P$ , la viga se dobla una cantidad  $u$ , en el punto donde se aplica la fuerza.

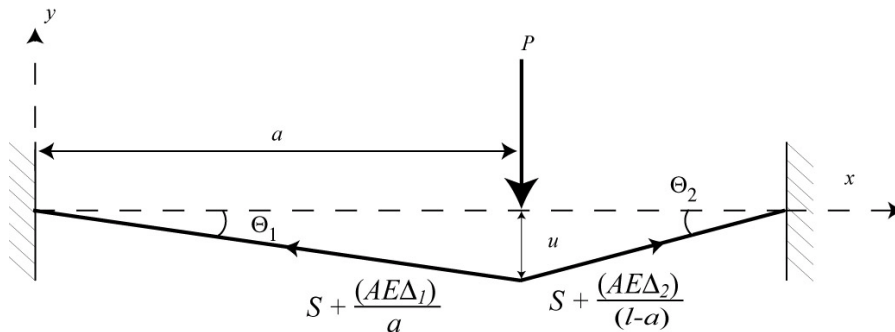


Figura 3.9. Viga modelada como alambre estirado con una carga vertical  $P$  concentrada en  $a$ .

Esta deflexión *estira* la viga, lo que aumenta el esfuerzo de la misma y la fuerza actuante  $P$  resulta en [5]

$$S + \frac{AE\Delta_1}{a} \quad (3.10a)$$

$$y S + \frac{AE\Delta_2}{(1-a)} \quad (3.10b)$$

donde  $A$  es la sección transversal de la viga,  $\Delta_1$  y  $\Delta_2$  son las longitudes estiradas, al lado de donde se aplica la fuerza  $P$  y  $E$  es el modulo de Young del material. Las variaciones de longitud  $\Delta_1$  y  $\Delta_2$  están dadas por

$$\Delta_1 = \sqrt{a^2 + u^2} - a$$

$$\Delta_2 = \sqrt{(l-a)^2 + u^2} - (l-a)$$

Igualando la fuerza aplicada  $P$  con las fuerzas de la viga proyectadas en la dirección vertical y asumiendo una pequeña deflexión, la ecuación para encontrar  $u$  es

$$u = \frac{Pa(l-a)}{Sl} \quad (3.11)$$

donde los desplazamientos por ser muy pequeños no se toman en cuenta. De esta última ecuación, la deflexión al centro de la viga,  $x = l/2$ , es

$$y = -\frac{P}{2S}(l-a) \quad (3.12)$$

La deflexión para una carga distribuida en toda la viga ( $P = \xi * l$ ) se encuentra evaluando la integral

$$y = -2 \int_{l/2}^l \frac{\xi}{2S}(l-a) da \quad (3.13)$$

Resolviendo la ecuación (3.13), la constante de resorte es:

$$k_a'' = -\frac{\xi l}{y} = \frac{8S}{l} = 8\sigma(1-\nu)w \left( \frac{t}{l} \right) \quad (3.14)$$

Esta ecuación es para el caso en el que la fuerza está distribuida sobre la viga y la deflexión se encuentra en el centro ( $x = l/2$ ). Para el caso en el que la fuerza se distribuye en el centro de la viga, ( $x = l/2$ ), la constante de resorte debido a la fuerza residual es

$$k_c'' = 8\sigma(1-\nu)w \left( \frac{t}{l} \right) \frac{1}{3-2\left(\frac{x}{l}\right)} \quad (3.15)$$

Y la constante total, es el resultado de la suma de las constantes relacionadas a la dureza de la viga y el esfuerzo residual:

$$k_c = 32Ew\left(\frac{t}{l}\right)^3 \left( \frac{1}{8\left(\frac{x}{l}\right)^3 - 20\left(\frac{x}{l}\right)^2 + 14\left(\frac{x}{l}\right) - 1} \right) + 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \frac{1}{3-2\left(\frac{x}{l}\right)} \quad (3.16)$$

Para la viga que se encuentra sobre una línea de transmisión CPW y que el ancho del conductor central es un tercio de la longitud de la viga, con la fuerza concentrada en el centro, la constante total de resorte con  $x = \frac{2}{3}l$  resulta en

$$k_c = 32Ew\left(\frac{t}{l}\right)^3 \left(\frac{27}{49}\right) + 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right)\left(\frac{3}{5}\right) \quad (3.17)$$

Pero debemos observar que la estructura propuesta no es sólo una viga, sino una membrana tipo “truss”. El término *truss* se refiere a un marco rígido soportado por vigas o barras, puede ser interpretado como “arreglo de vigas” y el diseño es tal que se logra disminuir la rigidez de la membrana, ya que como mencioné, se realizaron pruebas con diferentes estructuras, pero el voltaje de actuación era demasiado alto.

La estructura final es la de la figura 3.10 y la constante de este tipo de estructuras es [6]:

$$k \approx 2Ew\left(\frac{t}{l}\right)^3 \quad (3.18)$$

El análisis del efecto residual en este tipo de membranas, es el mismo que el utilizado para una viga normal, siendo éste componente el que domina el efecto de la constante para este tipo de vigas y la literatura recomienda que sea calculado usando programas de simulación mecánica, aunque el mismo cálculo visto anteriormente puede presentar una aproximación óptima.

Tabla 3.1 Propiedades elásticas del aluminio

Modulo de Young	E = 70 GPa
Fuerza Residual	$\sigma = 20$ MPa
Coefficiente de Poisson	$\nu = 0.35$

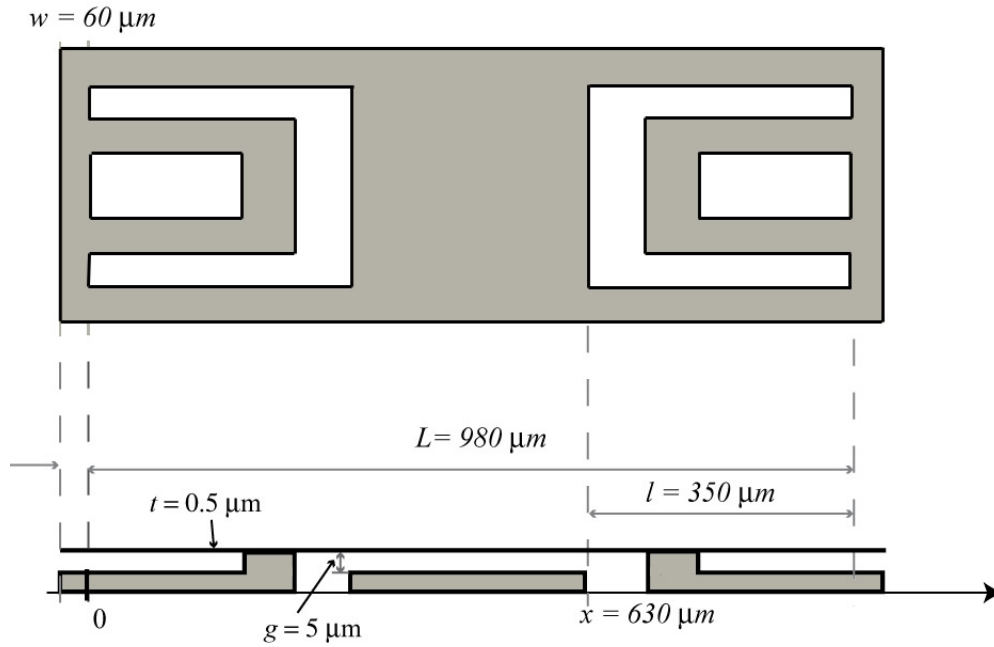


Figura 3.10. Estructura tipo "truss" de la membrana, vista frontal y superior.

Como se tiene analogía en los valores obtenidos de la constante, se usa el mismo análisis para la estructura propuesta, solo se sustituye el valor de la ecuación (3.18) en la ecuación (3.16), por lo que el valor de la constante para la membrana propuesta es:

$$k \approx 2Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \left( \frac{1}{8 \left( \frac{x}{L} \right)^3 - 20 \left( \frac{x}{L} \right)^2 + 14 \left( \frac{x}{L} \right) - 1} \right) + 8\sigma(1-\nu)w \left( \frac{t}{l} \right) \frac{1}{3 - 2 \left( \frac{x}{L} \right)} \quad (3.19)$$

donde  $t$  es el espesor de la membrana,  $l$  es la longitud del brazo visto en el análisis de la estructura tipo *truss*,  $w$  es el ancho del brazo [6],  $x$  es el límite superior de integración para la fuerza distribuida en el centro de la membrana y  $L$  es la longitud de la membrana. Sustituyendo los valores  $x = 630 \mu\text{m}$ ,  $L = 980 \mu\text{m}$ ,  $w = 60 \mu\text{m}$ ,  $l = 350 \mu\text{m}$  y  $t = 0.5 \mu\text{m}$ , (Fig. 3.10) en la ecuación (3.15) y de la tabla 3.1, se tiene que el valor teórico aproximado para la constante  $k$  de la membrana es:

$$k = 5.21 \text{ [N/m]}$$

Existe una fórmula propuesta en [3] para el caso en el que la fuerza se concentra en la parte central, sin embargo, la ecuación es similar a la ecuación (3.19).

### 3.3 Simulación Mecánica

El valor de la constante de resorte de la membrana, puede ser obtenida también como se mencionó anteriormente, usando programas de simulación, que en nuestro caso, es el programa CoventorWare [7]. Este programa está diseñado para simular MEMS usando diferentes procesos. Los resultados obtenidos en este programa son muy cercanos a los resultados reales y nos otorga una buena cantidad de información.

El proceso de modelado en Coventor realiza un depósito simple con el modelo presentado de tal forma que un análisis en tres dimensiones se pueda realizar, al mismo tiempo que se realiza un mallado para realizar cálculos, sin llegar a ser demasiado complejo. Cualquier máscara o proceso que no afecte el comportamiento mecánico o electrostático, no es caracterizado, lo que ahorra tiempo.

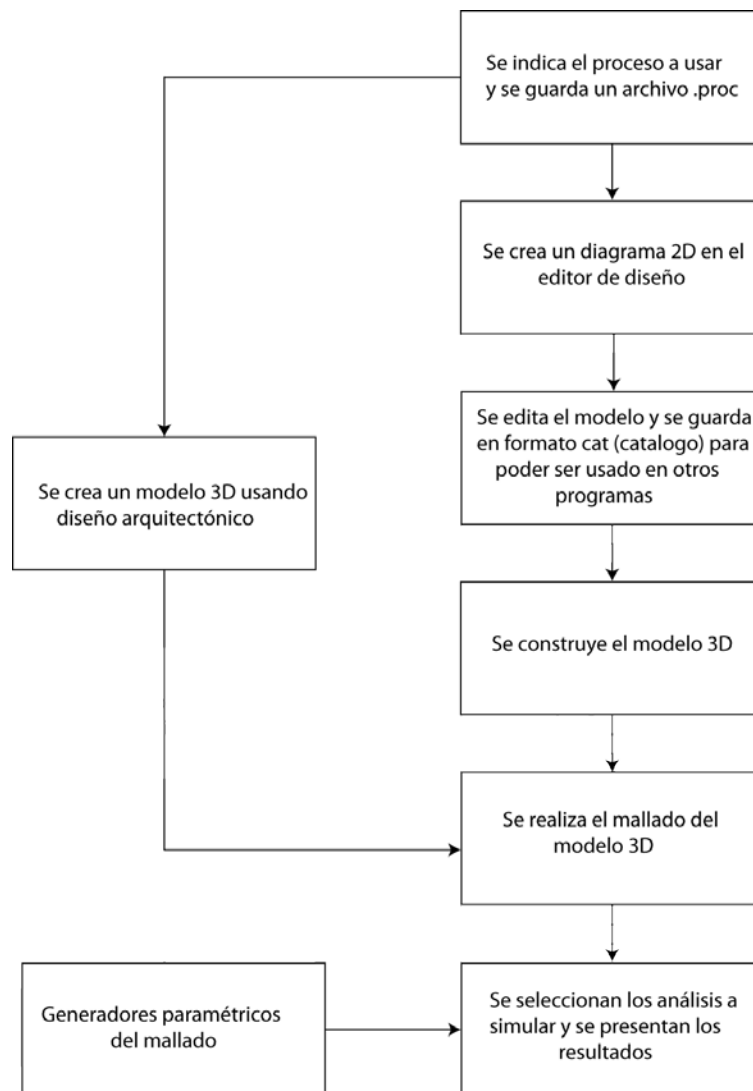


Figura 3.11. Diagrama de bloques de la simulación realizada por CoventorWare.

Una de las ventajas de usar Coventor es que presenta archivos que se pueden exportar para ser usados en otros programas CAD.

Como vemos en el diagrama de bloques del diseño (figura 3.11), primero se indica el proceso a usar. Es necesario ingresar los datos de los materiales a utilizar, tales como propiedades físicas y dimensiones en el Editor de Proceso (figura 3.12). Si el material no está en la base de datos del programa, los datos se ingresan manualmente.

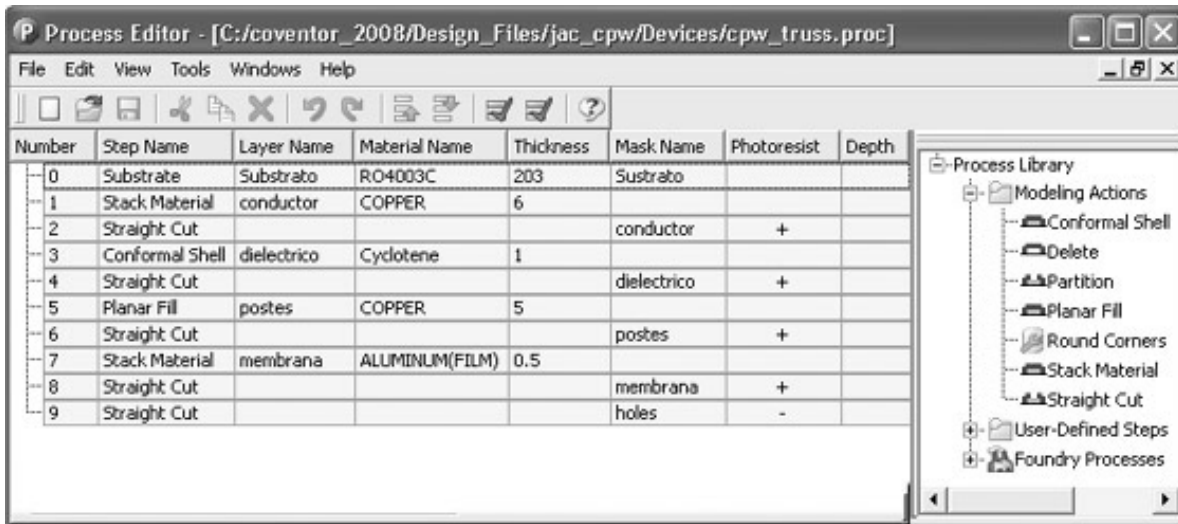


Figura 3.12. Editor de proceso del programa Coventor, mostrando las dimensiones a usar en micras.

Los datos a ingresar son los de la tabla 3.2.

Tabla 3.2 Propiedades físicas de los materiales a usar en el proceso

Material	Constante dieléctrica $\epsilon$	Factor de disipación $\delta$	Resistividad [ $M\Omega \cdot cm$ ]	Densidad $\rho$ [ $g/cm^3$ ]	Modulo de Young E [GPa]	Razón de Poisson $\nu$
Sustrato Rogers RO4003C	$3.38 \pm 0.05$	0.0027	$1.7 \times 10^{10}$	1.79		
Cyclotene XU35133	2.65	0.002	$1 \times 10^{13}$	1.05		
Aluminio				2.7	70	0.33
Cobre				8.9	120	0.33-0.36

Posteriormente, se diseñan las capas individuales usando el editor de dibujo arquitectónico (Figura 3.13).

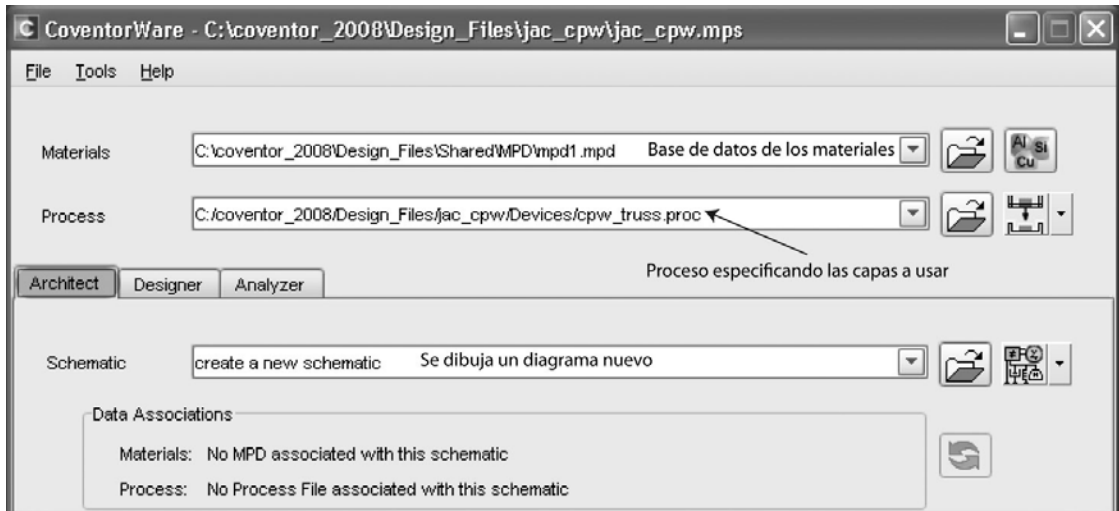


Figura 3.13. Módulo de dibujo arquitectónico de Coventor (Architect).

Debido a la tecnología de circuito impreso flexible, se tienen cinco capas principales que se muestran en la figura 3.14. Se observa que la primer capa es el sustrato Rogers RO4003C (Fig. 3.14a), posteriormente la CPW de cobre (Fig. 3.14b), seguida de los postes también de cobre (Fig. 3.14c), la cuarta capa es el dieléctrico Cyclotene (Fig. 3.14d) y la última es la membrana de aluminio soportada por los postes del interruptor (Fig. 3.14e).

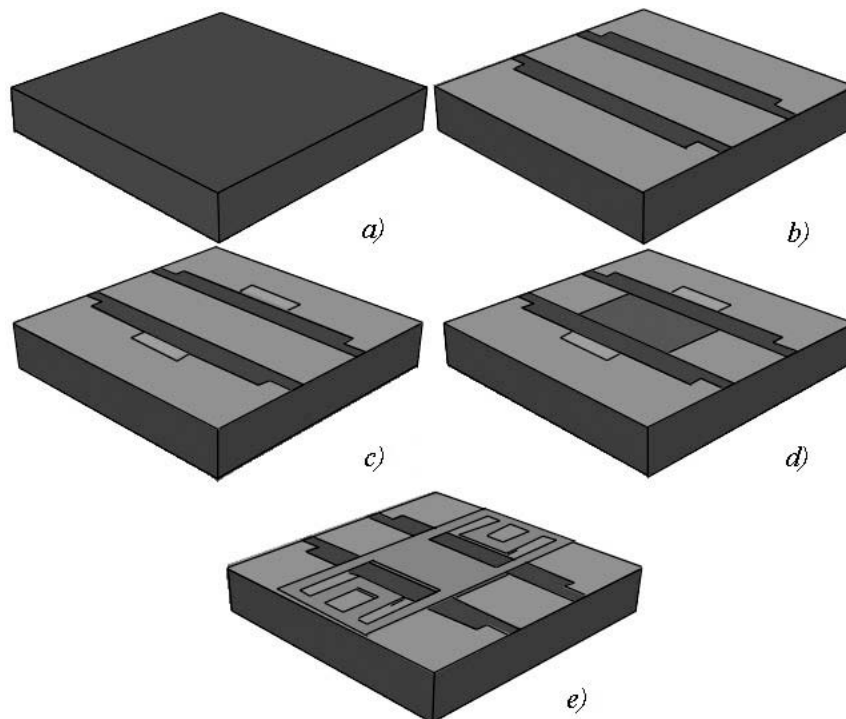


Figura 3.14. Diferentes etapas en el proceso de fabricación. a) Sustrato Rogers RO4003C. b) CPW de cobre. c) Postes de Cobre. d) Capa de dieléctrico Cyclotene. e) Membrana de aluminio.



Una vez que se tiene el dibujo en 2D con las dimensiones específicas, el modelo es manipulado en el módulo de diseño (Figura 3.15). En este módulo es donde se realiza el proceso del mallado para que se puedan realizar los cálculos necesarios en la simulación. El programa Coventor presenta diferentes tipos de mallado y si se requiere un cálculo más preciso, es necesario aumentar la densidad de éste.

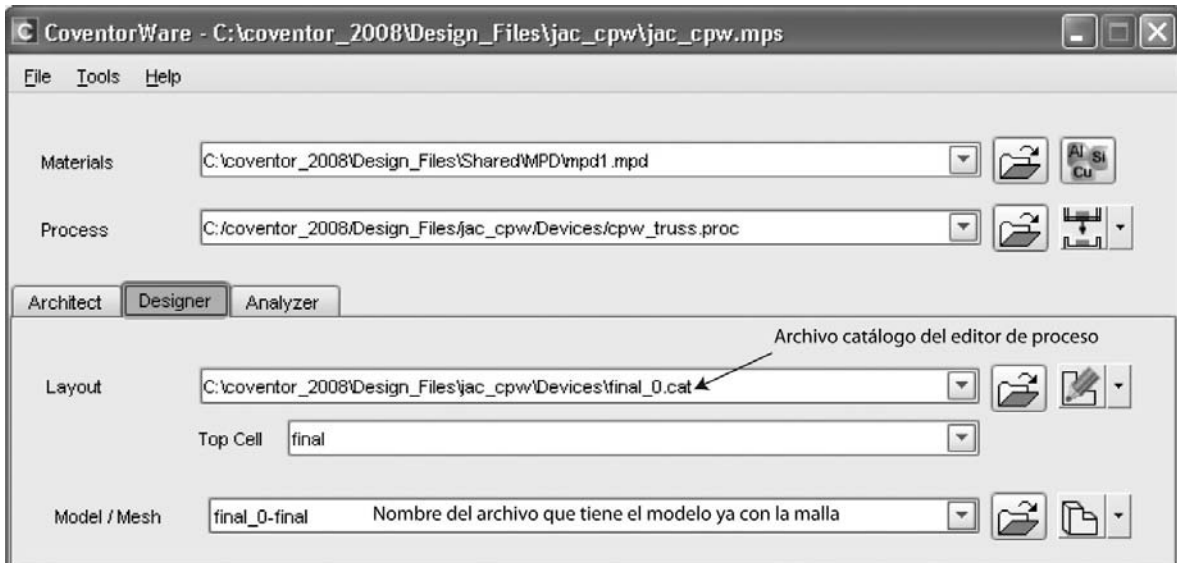


Figura 3.15. Módulo de diseño para realizar el mallado en CoventorWare.

La figura 3.16 muestra el modelo del interruptor ya con el mallado, que en este caso es tipo *Manhattan Bricks* [7].

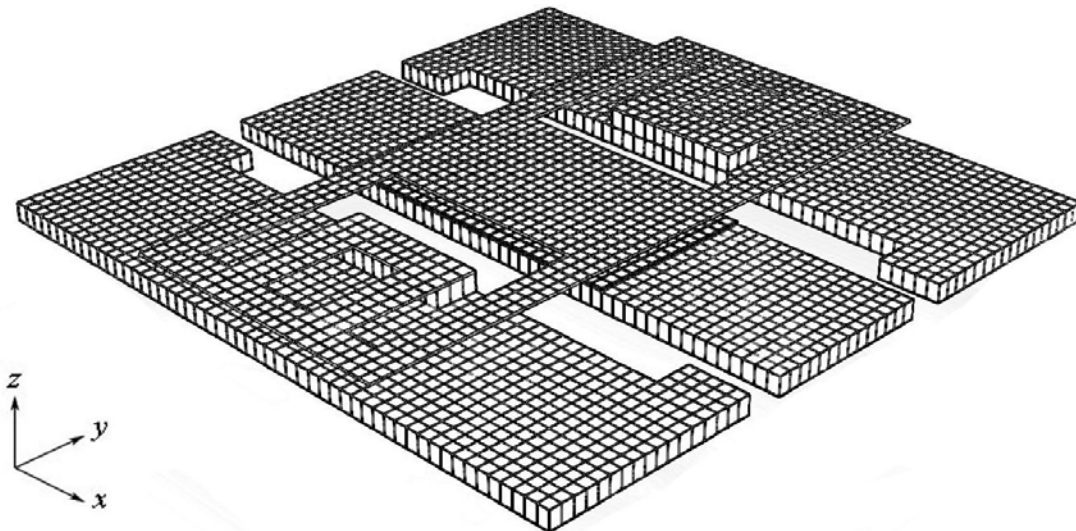


Figura 3.16. Modelo del interruptor con el mallado en las áreas a realizar los cálculos.

Una vez que se tiene el mallado completo, el siguiente paso es realizar las simulaciones mecánicas, eléctricas y combinadas (CoSolve) en el módulo Analyzer (Figura 3.17).

En este módulo, se pueden realizar las simulaciones del solucionador mecánico *MemMech*, eléctrico *MemElectro* y conjunto *CoSolve*. En el caso del interruptor que se propone, se seleccionan los tres cálculos siendo el más importante el *CoSolve* ya que muestra el voltaje de jale,  $V_p$ , (Nombrado en inglés *Voltage Pull-in*), el voltaje de liberación (*Voltage Lift-off*) e indirectamente se obtiene el valor de la constante de la membrana.

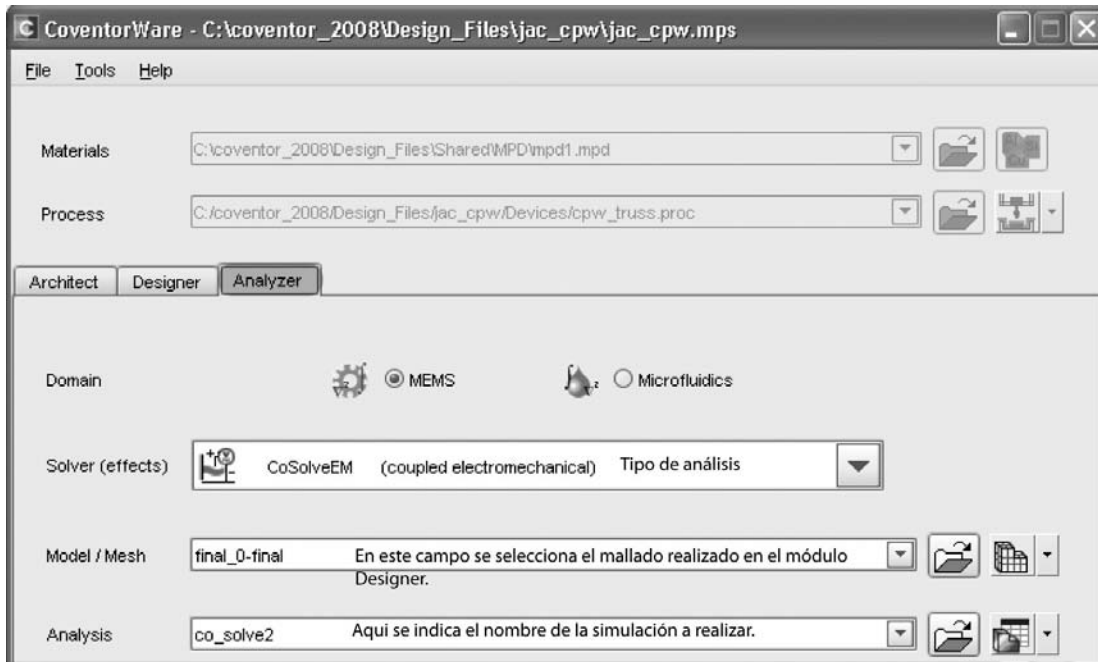


Figura 3.17. Módulo de simulaciones.

El programa simula una fuerza electrostática provocada por la aplicación un voltaje de corriente directa entre la línea central del MEMS y la membrana; ya que se comporta como un capacitor de placas paralelas, se puede determinar la constante de resorte de la membrana. Antes que la membrana colapse, como vimos en el capítulo 2, la constante de resorte  $k$  tiene un comportamiento lineal y en base a los datos simulados, se logrará verificar el funcionamiento esperado del interruptor.

Es importante mencionar que el programa permite verificar el comportamiento del interruptor a diferentes frecuencias de operación y comprobar que no se vea afectado por la frecuencia de resonancia inherente del sistema.

Los datos arrojados por el simulador se muestran en la tabla 3.3, donde se puede leer la fuerza electrostática, el desplazamiento y finalmente, la constante  $k$  de la membrana, que resultó ser de 4.21 [N/m]. La figura 3.18 muestra el comportamiento lineal de la membrana antes que colapse.

Tabla 3.3 Fuerza vs desplazamiento

Fuerza en la membrana [ $\mu\text{N}$ ]	Desplazamiento $\Delta_z$ [ $\mu\text{m}$ ]	Constante de la membrana $k$ [N/m]
-0.131107432	-0.031129999	4.211610538
-0.543634248	-0.129076242	4.211729735
-1.310205073	-0.311031282	4.212454339
-2.638620064	-0.625964999	4.215283711
-3.4651835	-0.821515024	4.218040329
-4.676622578	-1.107305169	4.223427027
-7.853680222	-1.850098848	4.245005735

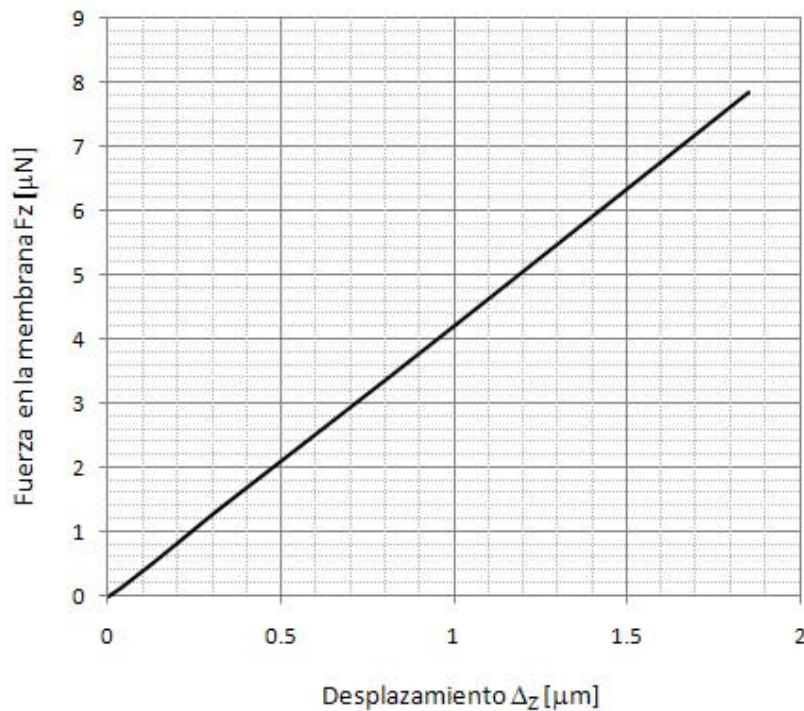


Figura 3.18. Gráfica que muestra la constante lineal  $k$ , antes que la membrana colapse.

El programa también proporciona el comportamiento de la membrana sujeta a diferentes voltajes, en este paso podemos observar el voltaje de jale,  $V_p$  ( $V_{pull-down}$ ) y el voltaje de liberación, así como las fuerzas presentes en los anclajes, en la membrana y en el dieléctrico. En la tabla 3.4 solo se muestra el voltaje aplicado entre la línea central y la membrana, el desplazamiento y la fuerza en la membrana.

La figura 3.19 es la gráfica del voltaje contra el desplazamiento, donde se muestra la característica curva de histéresis, donde se puede observar el voltaje de jale ( $V_{pull-down}$ ) que es de 13 [V] y el voltaje de liberación de 2.5 [V].

Tabla 3.4 Voltaje de actuación  $V_P$ , desplazamiento  $\Delta_z$  y fuerza  $F_z$  en la membrana

Voltaje $V_P$ [V]	Desplazamiento en z, $\Delta_z$ [ $\mu\text{m}$ ]	Fuerza $F_z$ en la membrana [ $\mu\text{N}$ ]	Voltaje $V_P$ [V]	Desplazamiento en z, $\Delta_z$ [ $\mu\text{m}$ ]	Fuerza $F_z$ en la membrana [ $\mu\text{N}$ ]
0	0	0	12	-1.107305169	-4.676622743
1	-0.00493357	-0.020778271	13	-1.850099802	-7.853683761
2	-0.019841459	-0.083564488	14	-5.00058794	-497.4943511
3	-0.045055628	-0.189756925	15	-5.000832081	-589.2597566
4	-0.0811655	-0.341840337	10	-5.000807285	-287.0498951
5	-0.129081562	-0.543656621	7	-5.001784325	-147.5919097
6	-0.190144688	-0.800870586	6	-5.001996994	-107.8912662
7	-0.266314685	-1.121776031	5	-5.002165318	-74.4181789
8	-0.360723764	-1.519645757	4	-5.002281189	-50.91461889
9	-0.477852821	-2.013531419	3	-5.003590584	-28.61947133
10	-0.6261186	-2.639268273	2.5	-0.031130204	-0.131113491
11	-0.82151562	-3.465185941	1	-0.004923748	-0.020778194
			0	$-2.55 \times 10^{-5}$	0

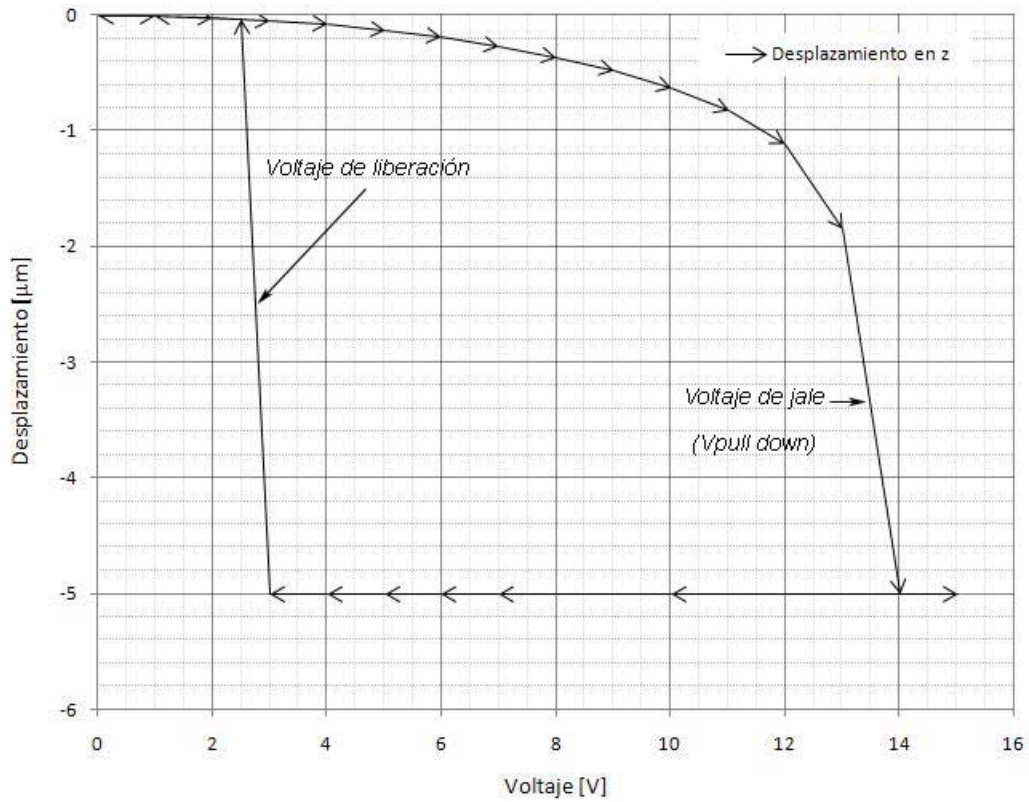


Figura 3.19. Curva de histéresis del voltaje de jale  $V_P$  y el desplazamiento de la membrana.

### 3.3.1 Voltaje de jale o actuación $V_P$ ( $V_{\text{PULL-DOWN}}$ )

Como vimos en el capítulo 1, el voltaje de jale y liberación, son dos parámetros importantes en el funcionamiento de los interruptores RF MEMS. Y en la sección 1.4 están las ecuaciones características para una estructura tipo puente. Sin embargo, en esa sección no se tomó en cuenta el espesor del dieléctrico y aquí si lo tomaremos en cuenta, pero observaremos que el resultado es similar. La ecuación (1.1) tomando en cuenta el espesor del dieléctrico queda de la siguiente forma

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g_0 + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)} = \frac{\epsilon_0 Ww}{g_0 + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)} \quad (3.20)$$

Y sustituyendo (3.20) en (1.2) nos da

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg_0} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 Ww V^2}{\left(g_0 + \frac{t_d}{\epsilon_r}\right)^2} \quad (3.21)$$

Pero, si  $g_0$  es mucho mayor que el espesor del dieléctrico, la ecuación (3.21) se reduce a la ecuación (1.2), por lo que la ecuación (1.6) del voltaje de jale,  $V_P$  se puede aproximar correctamente.

Reescribiendo la ecuación (1.6) del voltaje de jale  $V_P$

$$V_P = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 Ww} g_0^3}$$

donde  $k$  es la constante de resorte de la membrana  
 $\epsilon_0$  es la permitividad del vacío  
 $W$  es el ancho de la línea central  
 $w$  es el ancho de la membrana y  $g_0$  es la altura

Si usamos el valor de  $k$  obtenido de (3.19) tenemos que el  $V_P$  es

$$V_P = \sqrt{\frac{8(5.21)}{27\epsilon_0 (280\mu m)(480\mu m)} (5\mu m)^3} = 12.73 \text{ [V]}$$

Los cálculos anteriores se basan en el modelo unidimensional y asumen que la forma del puente permanece independiente de la posición. De acuerdo a la simulación en Coventor, en la tabla 3.4 vemos el valor del desplazamiento de la membrana para diferentes voltajes y podemos ver en la gráfica, que en aproximadamente 13 [V] se tiene la membrana colapsada. Esto corresponde a 13.33 [V].

### 3.4 Simulación Dinámica

#### 3.4.1 Tiempo de conmutación, $t_s$ .

El tiempo de conmutación depende del voltaje aplicado para crear la fuerza electrostática necesaria para llevar el interruptor de estado abierto a estado cerrado, así, mientras el voltaje de actuación sea mayor, el tiempo de conmutación será menor. Una solución aproximada para el tiempo de conmutación se puede obtener de los sistemas de inercia limitados, esto es, para vigas con pequeño coeficiente de amortiguamiento y factor de calidad  $Q > 2$ . La ecuación es:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = f_{ext} \quad (3.22)$$

donde  $x$  es el desplazamiento de la viga,  $m$  es la masa de la viga,  $b$  es el coeficiente de amortiguamiento,  $k$  es la constante de rigidez de la membrana y  $f_{ext}$  es la fuerza externa. La respuesta en frecuencia de la ecuación anterior es:

$$\frac{X(j\omega)}{F(j\omega)} = \frac{1}{k} \left( \frac{1}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega/Q\omega_0} \right) \quad (3.23)$$

donde  $\omega_0 = \sqrt{k/m}$  es la frecuencia de resonancia y  $Q$  es el factor de calidad de la membrana. Una solución de la ecuación (3.23) es la ecuación (3.24), para el caso en que la viga tiene un coeficiente de amortiguamiento despreciable  $b = 0$  y un factor de calidad  $Q > 2$  [4].

$$t_s \approx 3.67 \frac{V_p}{V_s \omega_0} \text{ [s]} \quad (3.24)$$

Para el interruptor propuesto, se tiene una masa de  $4.7709 \times 10^{-10}$  [kg] y una densidad  $\rho$ , de  $2.7$  [kg/m<sup>3</sup>][8]. Si  $V_p = 12.73$  [V],  $V_s = 1.3V_p = 16.549$  [V] y  $\omega = \sqrt{k/m} = 93937$  [s<sup>-1</sup>], el tiempo de conmutación es,  $t_s = 30.05$  [μs]

Para obtener el valor simulado del tiempo de conmutación, es necesario realizar un análisis modal en el programa Coventor y con base en el primer modo, calcular la frecuencia de resonancia del diseño.

Cabe indicar que el primer modo nos presenta el comportamiento de la viga para desplazamientos en el eje  $z$ , como se muestra en la figura 3.20, debido a que la membrana o puente sólo tiene movimiento en ese eje durante el primer modo y de esta forma se puede calcular el tiempo de conmutación,  $t_s$ , que ocurre cuando la membrana colapsa de su posición inicial  $g_0$ , hacia el electrodo actuador

Los resultados finales se muestran en la tabla 3.5, donde podemos realizar comparaciones entre los valores teóricos y los valores simulados.

Tabla 3.5 Resultados simulados y teóricos.

Parámetro	Valores teóricos	Valores simulados
Voltaje de jale, $V_p$ [V]	12.73	13.33
Voltaje actuador, $V_s$ [V]	16.549	17.33
Tiempo de conmutación, $t_s$ [ $\mu$ s]	30.05	18.93
frecuencia de resonancia, $f_0$ [Hz]	14590	23730
Constante de resorte de la membrana $k$ [N/m]	5.21	4.21

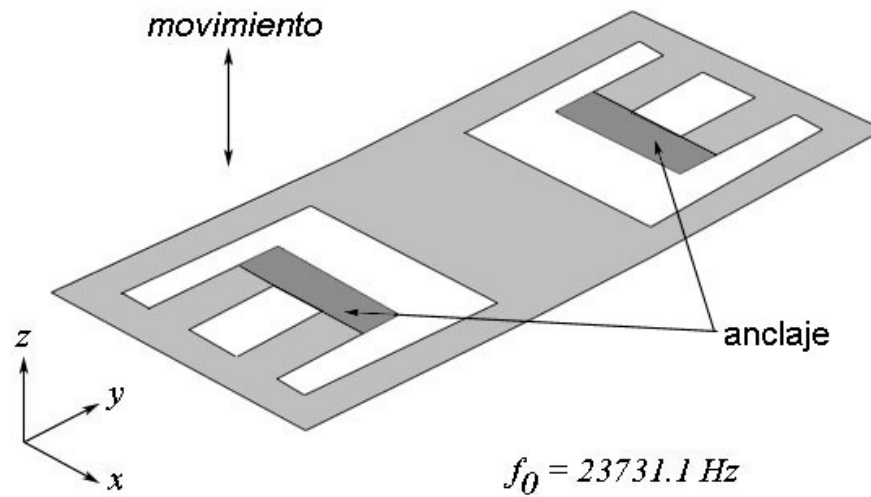


Figura 3.20. Movimiento de la membrana en el eje  $z$  para el primer modo, con frecuencia de resonancia  $f_0 = 23731.1 \text{ Hz}$ .

### 3.5 Conclusiones

Como vemos en la tabla 3.5 los valores teóricos con los simulados son similares, a excepción del tiempo de conmutación,  $t_s$ ; sin embargo, se logró un voltaje de actuación  $V_p$  igual a 13.33 [V] en el simulador. Y es importante mencionar que si este valor se obtiene en la fabricación del dispositivo, será posible poder integrarlo con circuitos de control electrónico, directamente integrados en una oblea.

El valor de la constante de la membrana simulado ( $k = 4.21$  [N/m]) es cercano al valor obtenido con la fórmula propuesta ( $k = 5.21$  [N/m]) en este capítulo. Es importante mencionar que los materiales en el simulador, son los mismos que se emplean en la fabricación de estos dispositivos en el centro UNAMems.

El voltaje de actuación (tanto teórico como simulado)  $V_p \approx 13$  [V], se encuentra en el rango de los valores que revisamos en el capítulo 2 ( $V_p < 20$  [V]), por lo que el interruptor resulta viable para su construcción, sin embargo, aun necesitamos analizar la simulación electrodinámica.

Los valores difieren debido a que, aún no se cuentan con modelos precisos que involucren todas las variables en la estructura (fuerza residual, efecto microscópico, fuerzas de contacto, "pegajosidad", etc.), aunque los valores si muestran una concordancia, estos no serán totalmente válidos hasta que se construya el dispositivo y se realicen las mediciones necesarias para poder comparar valores reales, teóricos y simulados.

Cabe señalar que el diseño propuesto es el resultado de analizar diferentes estructuras, entre ellas, la estructura tipo serie dentro de la línea de transmisión, pero el voltaje de actuación era demasiado alto para cumplir los objetivos.



## Referencias

- [1] Young W. C., Budynas R. G. "Roark's Formulas for Stress and Strain", 7a Edición, McGraw-Hill, EUA.
- [2] Gere R., Timoshenko S., "Mecánica de materiales", 2ª Edición, Grupo Editorial Iberoamérica, México, 1986.
- [3] Simion S., "Modeling and design of MEMS switch", Semiconductor Conference, pp 128 Vol. 1, septiembre 2003.
- [4] Rebeiz, Gabriel, "RF MEMS Theory, Design and Technology", Wiley & Sons, EUA, 2003, pp 21-25.
- [5] Timoshenko S., "Vibration problems in Engineering", 2ª Edición, Van Nostrand Co. EUA, pp 115.
- [6] G. K. Fedder, "Simulation of Microelectromechanical Systems", Tesis de Doctorado, pp 97, Universidad de California, Berkeley, USA, 1994.
- [7] Programa CoventorWare, <http://www.coventor.com>
- [8] Programa CST Studio <http://www.cst.com>

## Capítulo 4. Análisis electrodinámico del interruptor

### 4.1 Factor de Calidad de Conmutación FCC

El factor de calidad de conmutación, FCC, es una figura de mérito que sirve para seleccionar dispositivos de conmutación usados en radiofrecuencia, tales como diodos, transistores FET, e interruptores MEMS. Desde hace algunos años, se pretendía usar una figura de mérito que caracterizara a la mayoría de los dispositivos, pero fue a finales de la década de 1990 cuando se presentó de manera formal este parámetro [1].

El FCC es una relación de impedancias de los estados abierto y cerrado del dispositivo conmutador.

La ventaja de tener el FCC radica en que se puede optimizar el circuito del cual será parte. En el caso de un interruptor de dos estados, encendido y apagado, lo podemos representar de la siguiente forma.

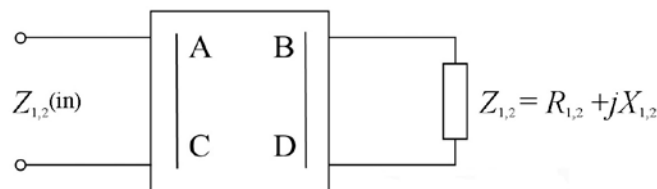


Figura 4.1. Puerto recíproco sin pérdidas.

En la figura 4.1 tenemos un bipuerto recíproco sin pérdidas que representa un dispositivo conmutador y que se usará para obtener el FCC. La matriz ABCD sirve para transformar las impedancias  $Z_{1,2}$  en las impedancias de entrada,  $Z_{1,2}(in)$ .

La impedancia de un dispositivo conmutador de dos estados, queda definida como

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad \text{para el estado cerrado y} \quad (4.1)$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2 \quad \text{para el estado abierto.} \quad (4.2)$$

Para el caso de un interruptor, el FCC se calcula con la siguiente fórmula:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \quad \text{donde K es el FCC.} \quad (4.3)$$

Si tomamos en consideración que un dispositivo conmutador con fines prácticos debe tener un  $K > 1000$ , la ecuación (4.3) se puede reducir a:

$$K = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \quad (4.4)$$

También se tienen dos casos en el que la ecuación (4.4) puede simplificarse:

i) Para el caso en el que la parte real del interruptor cambia ( $R_2 > R_1, X_2 = X_1$ )

$$K = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.5)$$

ii) Para el caso en el que la parte imaginaria cambia ( $R_2 \cong R_1, X_2 > X_1$ )

$$K \cong \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \quad \text{para } K > 200 \quad (4.6)$$

## 4.2 Circuito equivalente

Existen dos conmutadores básicos usados en RF y en los circuitos de microondas: interruptor serie e interruptor paralelo. Los interruptores serie actúan como circuito abierto cuando no hay voltaje aplicado (posición abierta) y un corto circuito cuando se aplica un voltaje (posición cerrada) [Capítulo 1]. Los interruptores ideales tienen un gran aislamiento en la posición abierta y cero pérdidas de inserción en la posición cerrada. Los interruptores MEMS serie son usados ampliamente en aplicaciones de 0.1 a 40 GHz. Ofrecen gran aislamiento a frecuencias de trabajo RF, alrededor de -50 dB a -60 dB a 1 GHz aumentando de -20 a -30 dB aproximadamente a 20 GHz. En posición cerrada, se presentan pérdidas de inserción muy bajas, de -0.1 a -0.2 dB a 0.1 @ 40 GHz [2].

El interruptor capacitivo está puesto entre la línea de transmisión y los planos de tierra, generalmente de una CPW. Dependiendo del voltaje aplicado, se tiene a la línea de transmisión sin alterar, o se conecta a tierra.

Por consiguiente, se tendría un aislamiento infinito cuando se cierra el interruptor y cero pérdidas de inserción. Los interruptores *en paralelo*, se adecuan más para frecuencias de 5 a 100 GHz. Un interruptor bien diseñado, presenta pérdidas de -0.04 a -- -0.1 dB de 5 a 50 GHz cuando está en posición abierto y un aislamiento aceptable de más de -20 dB de 10 a 50 GHz, en posición cerrado.

Un interruptor derivador capacitivo, es el mostrado en la figura 4.2. El interruptor está suspendido a una altura  $g$  sobre la capa de aislante en la línea de transmisión, el espesor del dieléctrico es  $t_d$  con cierta constante dieléctrica,  $\epsilon_{rd}$ . El interruptor tiene longitud de  $L$  [ $\mu\text{m}$ ], un ancho  $w$  [ $\mu\text{m}$ ] y espesor  $t$  [ $\mu\text{m}$ ]. El ancho de la línea de transmisión es  $W$  [ $\mu\text{m}$ ]. El sustrato es dieléctrico. El interruptor capacitivo puede integrarse directamente en una CPW o microstrip (microcinta). En la configuración CPW, se tiene que anclar la membrana del interruptor a los planos de tierra. En la configuración microcinta, solo se conecta a una terminal de la membrana o puente y el otro no se conecta, tipo viga voladiza o cantiléver [Cap. 1].

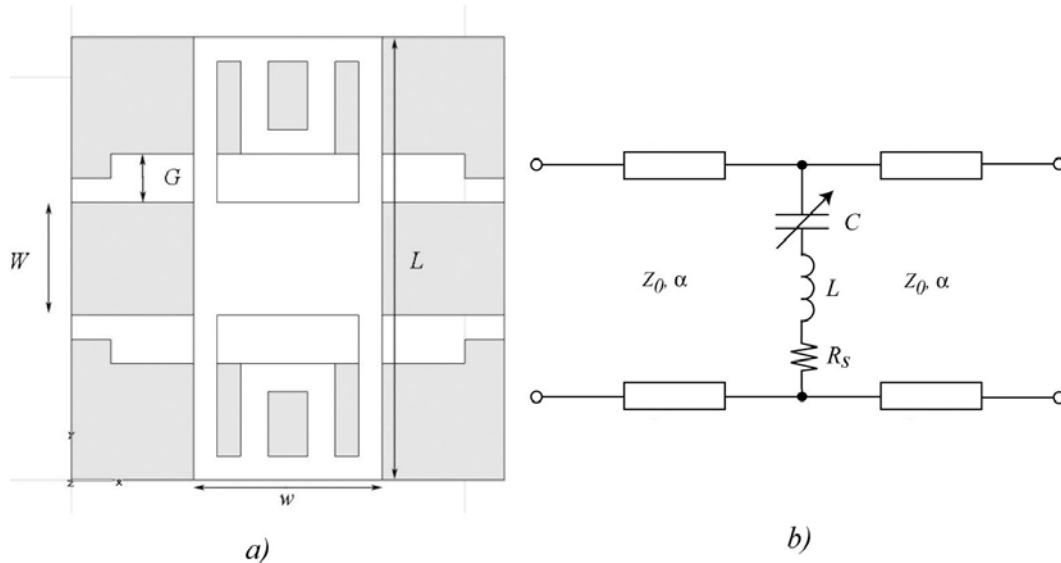


Figura 4.2. a) Vista superior y b) Circuito eléctrico equivalente del interruptor RF MEMS.

Se aplica un voltaje de polarización de corriente directa entre la línea de transmisión y tierra para que el puente o membrana colapse sobre la capa de aislante, incrementando la capacitancia del puente por un factor de 30 a 100. Esta capacitancia “conecta” la línea de transmisión a tierra y actúa como un corto circuito en frecuencias de microondas, dando como resultado un interruptor reflectivo [3]. Cuando no hay voltaje, el interruptor regresa a su posición original por la fuerza de resorte restauradora del mismo puente [Cap. 2 y 3].

Los valores típicos de la geometría del interruptor son: espesor del dieléctrico de 1000 - 1500 Å, constante relativa dieléctrica de 5 - 7.6 dependiendo del material a usar, una altura de 1.5 - 5 μm, longitud alrededor de 250 - 400 μm y un ancho de 25 a 180 μm, dependiendo de la capacitancia requerida.

#### 4.2.1 Modelo eléctrico del interruptor *paralelo*.

El interruptor *paralelo* se modela como dos secciones de la línea de transmisión y un circuito RLC que representa a la membrana (figura 4.2b), con una capacitancia variable que responde a los estados abierto y cerrado. Las secciones que corresponden a la línea de transmisión, tienen longitud de  $w/2 + \ell$ , donde  $\ell$  es la distancia de un plano de referencia a una orilla de la membrana y  $\alpha$  representa a las pérdidas resistivas de la línea [2]. La impedancia del interruptor *paralelo* está dada por

$$Z_s = R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (4.7)$$

donde  $C$  es la capacitancia en estado abierto  $c_{ab}$  o en estado cerrado  $c_{ce}$ ,  $L$  es la inductancia de la membrana y  $R_s$  es la resistencia propia de la membrana.

La frecuencia resonancia serie de los componentes  $LC$  es

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.8)$$

Y la impedancia del interruptor se puede aproximar con

$$Z_s = \begin{cases} \frac{1}{j\omega C}, f \ll f_0 \\ R_s, f = f_0 \\ j\omega L, f \gg f_0 \end{cases} \quad (4.9)$$

El modelo RLC se comporta como un capacitor por debajo de la frecuencia de resonancia  $f_0$  y como inductor cuando se está por encima de ésta. En  $f_0$ , el modelo RLC se reduce a una resistencia serie.

Cuando el capacitor se encuentra en estado abierto, se tiene una capacitancia muy baja y una inductancia del orden de picohenrys, la frecuencia de resonancia ocurre a frecuencias muy altas y es por esta razón que la inductancia del puente no se toma en cuenta para frecuencias por debajo de los 100 GHz. Por consiguiente, el puente del interruptor se puede modelar de manera adecuada como una capacitancia *shunt* a tierra.

La frecuencia de corte se define como la frecuencia donde la relación de la impedancia en estado abierto y estado cerrado se degrada a la unidad y es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_{ab} R_s} \quad (4.10)$$

Esta figura de mérito ha sido usada ampliamente en dispositivos semiconductores ya que describe el desempeño de operación, sin embargo, no es aplicable directamente a los interruptores MEMS, debido a que la inductancia del interruptor en estado cerrado, limita el desempeño a frecuencias por debajo de la frecuencia de corte. Un valor adecuado para los MEMS sería  $2f_0$ , ya que el interruptor MEMS presenta un aislamiento hasta el doble de la frecuencia de resonancia en el estado cerrado [2].

#### 4.2.2 Circuito equivalente para el estado abierto y cerrado

El modelo equivalente del interruptor propuesto, es, como se ve en la figura 4.3, una resistencia  $r_{ce}$  en serie con un capacitor  $c_{ce}$  para el estado cerrado 1 y una resistencia en serie  $r_{ab}$  con un capacitor  $c_{ab}$  para el caso del estado abierto 2.

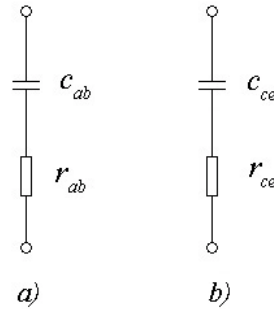


Figura 4.3. Circuito equivalente de un interruptor MEMS en estado a) abierto y b) cerrado.

Y los valores de las impedancias de las ecuaciones (4.1) y (4.2) son

$$\begin{aligned}
 R_1 &= r_{ce} \\
 R_2 &= r_{ab} \\
 X_1 &= \frac{1}{\omega C_{ce}} \\
 X_2 &= \frac{1}{\omega C_{ab}}
 \end{aligned}
 \tag{4.11}$$

En el caso en que  $R_1$  y  $R_2$  sean del mismo orden de magnitud, la ecuación (4.6) puede ser escrita en términos de los valores de las resistencias y las capacitancias

$$K = \frac{\left(\frac{c_{ce}}{c_{ab}} - 1\right)^2}{(\omega C_{ce})^2 r_{ab} r_{ce}}
 \tag{4.12}$$

Tomando en cuenta las ecuaciones del capítulo 2, podemos obtener la capacitancia del interruptor en estado cerrado y, usando el espesor de la capa del dieléctrico  $t_d$ , con la siguiente expresión:

$$C_1 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{rd} W W}{t_d}
 \tag{4.13}$$

Y la capacitancia en estado abierto, también con la altura del dieléctrico  $t_d$  a la membrana es:

$$C_2 = \frac{\varepsilon_0 W w}{\frac{t_d}{\varepsilon_{rd}} + g} \quad (4.14)$$

donde  $\varepsilon_0$  es la permitividad del vacío  
 $\varepsilon_{rd}$  es la permitividad relativa del dieléctrico  
 $t_d$  es el espesor del dieléctrico  
 $g$  es la altura  
 $W$  es el ancho de la línea central  
y  $w$  es el ancho de la membrana.

En las expresiones anteriores, no se toman en cuenta las irregularidades del material y se supone que las placas son planas. Substituyendo los valores reales (Tabla 3.2 y figura 3.4) en las expresiones (4.13) y (4.14), las capacitancias son:

$$C_1 = 3.1534 \text{ pF}$$

$$C_2 = 0.221 \text{ pF}$$

Si se toma a  $C_1$  como  $c_{ce}$  y  $C_2$  como  $c_{ab}$  y se substituyen estos valores en la ecuación (4.12) para obtener una estimación de K (FCC), considerando  $r_{ab}$  y  $r_{ce}$  aproximadamente de  $1 \Omega$ , a una frecuencia de 10 GHz, el valor de K resulta ser:

$$K = 4465.38$$

Este valor esta debajo del valor propuesto para el interruptor (que debería ser de  $K > 5000$ ) por lo que es necesario realizar simulaciones que tomen en cuenta la resistividad del material, así como otros factores.

Ya que existen diversos componentes en la resistencia que presenta la membrana o puente de un interruptor MEMS, es necesario el uso de programas de cómputo que faciliten la obtención de estos datos. Como se utilizó antes el programa Coventor, es necesario hacer uso del programa CST Microwave Studio con el objeto de observar el comportamiento del interruptor a diferentes frecuencias y en especial, el rango de frecuencias de nuestro interés.

### 4.3 Simulación electrodinámica del interruptor

El programa CST Studio es un simulador electromagnético de propósito general basado en la técnica de integración finita [4].

El funcionamiento de este programa es parecido al Coventor, ya que tenemos que realizar un modelo del interruptor propuesto, incluyendo las características de los materiales a utilizar.

La figura 4.4 muestra el diagrama a bloques de la simulación realizada en el programa CST.

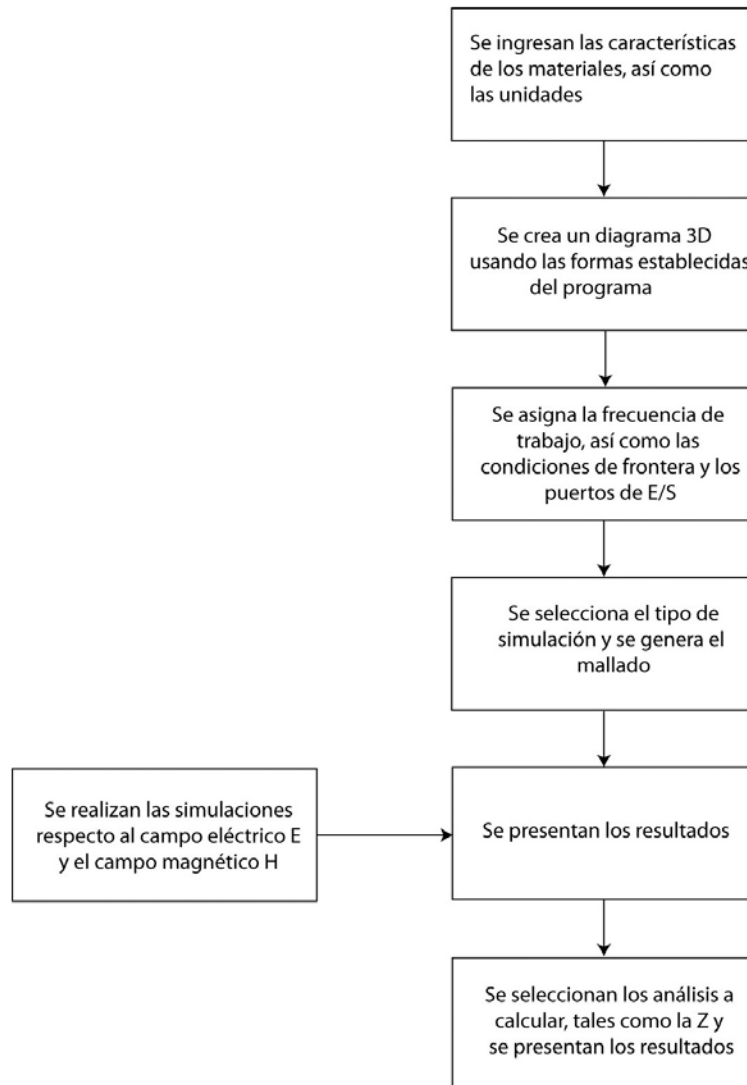


Figura 4.4. Diagrama a bloques de la simulación en el programa CST Studio.



Como ya teníamos los datos usados en Coventor, solo es necesario ingresarlos de nuevo a la base de datos del programa CST y preparar las condiciones para la simulación. En la figura 4.5 se puede observar la interfaz del programa, mostrando las principales funciones del simulador, así como una lista de los materiales y nombres de los bloques con conforman el modelo del interruptor.

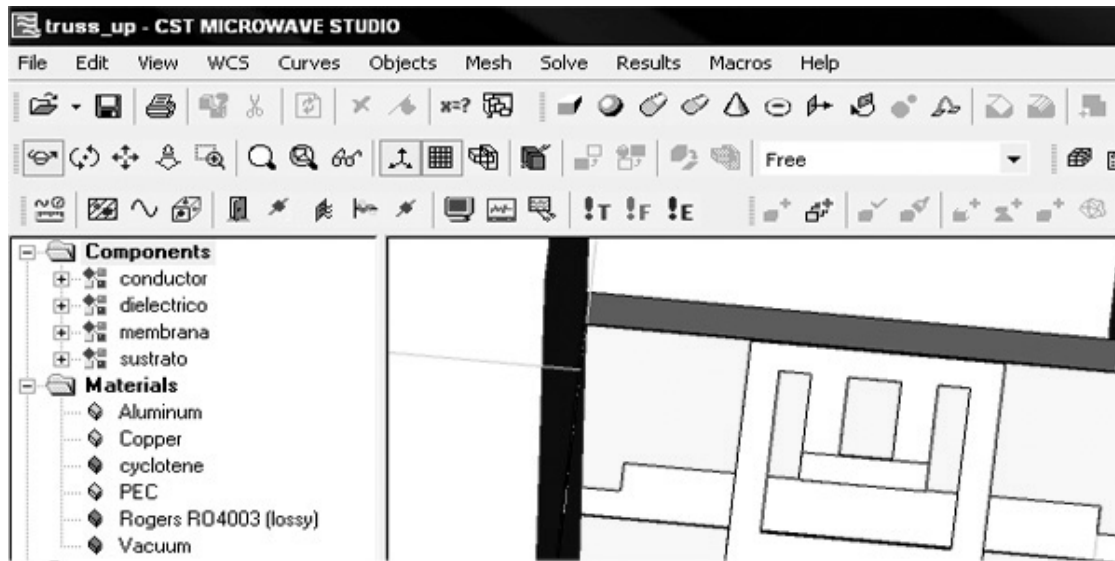


Figura 4.5. Interfaz del programa CST Studio donde podemos observar la lista de componentes del interruptor, así como los materiales a usar [4].

En la figura 4.6, se tiene el modelo del interruptor, listo para ser manipulado. También es necesario realizar un mallado para el cálculo.

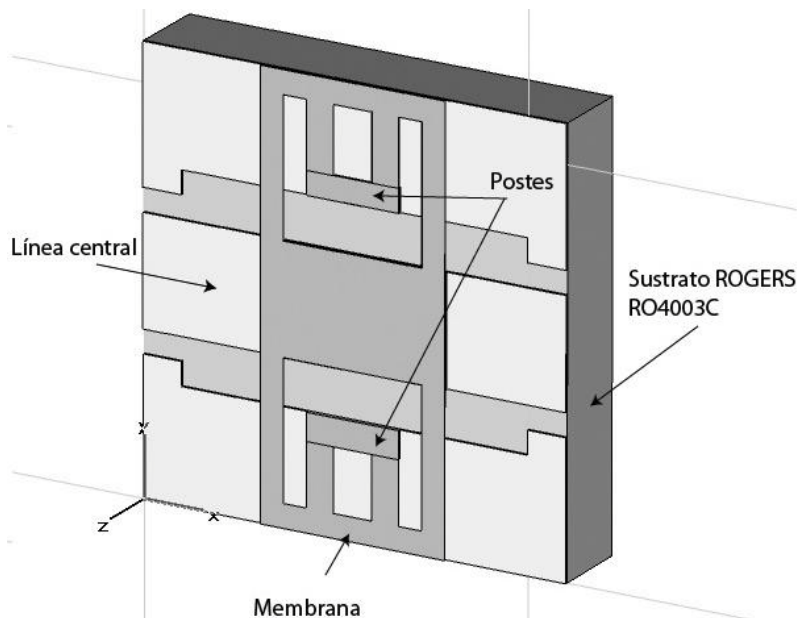


Figura 4.6. Diseño del interruptor en el programa CST Studio.

En la figura 4.7 se puede ver el modelo en un acercamiento, donde se muestran a detalle los postes, la capa de dieléctrico y la membrana con dimensiones reales.

Una de las ventajas de este programa es que nos facilita los valores de las impedancias, los parámetros  $S$ , entre otros datos de igual importancia.

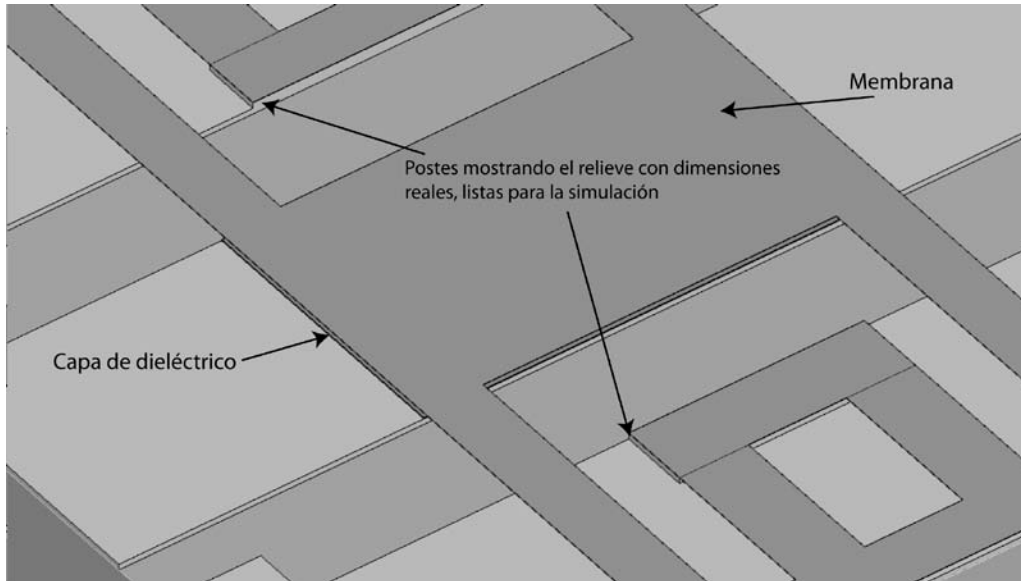


Figura 4.7. Detalle de las capas usadas en el programa CST Studio.

Una vez que se tienen los valores finales de la simulación, se puede caracterizar al interruptor, ya que el programa CST proporciona los valores de impedancias a diferentes frecuencias e incluso se observa directamente el comportamiento de los parámetros  $S$ .

Para calcular el FCC del interruptor, es necesario usar los resultados de la simulación del interruptor en estado abierto y cerrado, de esta forma, se podrán comparar con los valores teóricos.

El FCC varía con la frecuencia de trabajo y con base en los resultados que se obtendrán de la simulación, se podrá generar una gráfica que permita visualizar el FCC en el intervalo de 8 a 12 GHz (Banda X).

También se calcularon los valores teóricos de los parámetros  $S$  y de esta forma, se logró realizar una comparación con los valores finales de la simulación.

### 4.3.1 Simulación del interruptor en estado cerrado

Las siguientes gráficas son el resultado de la simulación realizada y muestran el comportamiento de la impedancia del interruptor de 0 a 30 GHz. El valor de la resistencia es  $R_1 = 0.1638 \Omega$  (Fig. 4.8) y la reactancia tiene un valor  $X_1 = 1.308 \Omega$  (Fig. 4.9), a una frecuencia de 10 GHz.

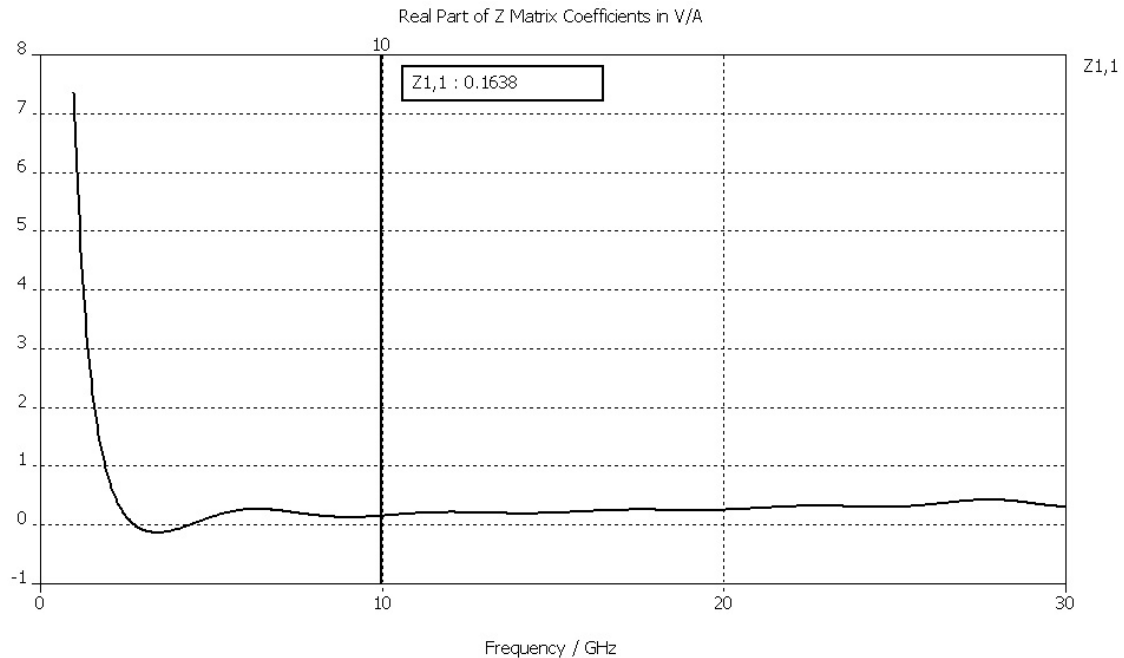


Figura 4.8. Parte real (resistencia  $R_1$ ) en estado cerrado del interruptor.  $R_1 = 0.1638 \Omega$ .

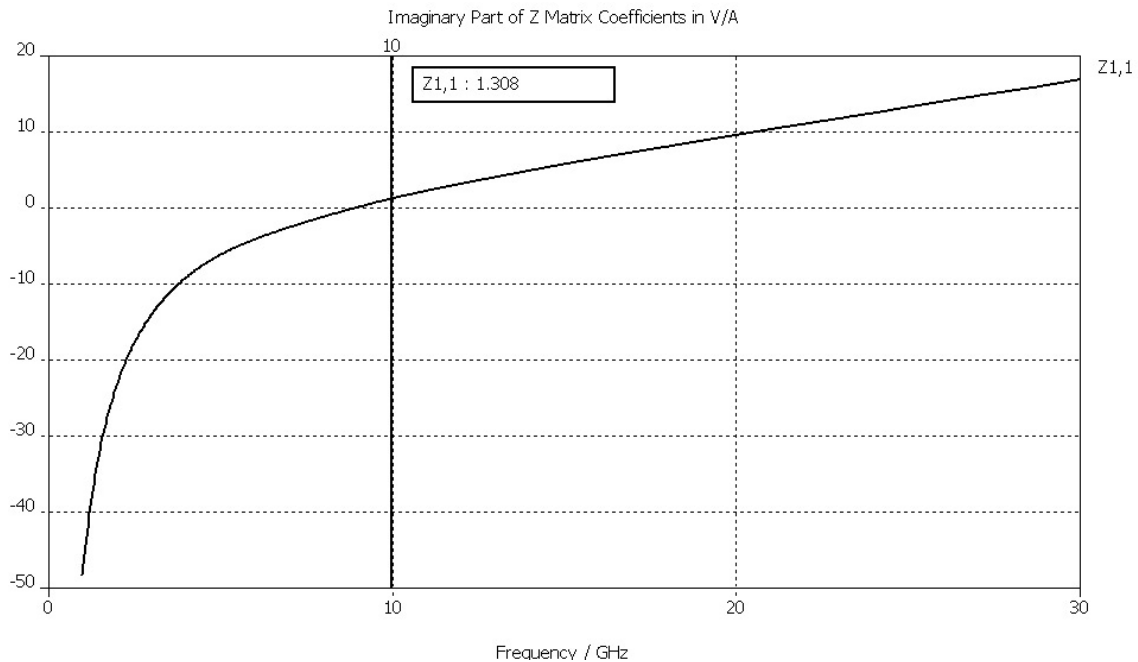


Figura 4.9. Parte imaginaria (reactancia  $X_1$ ) en estado cerrado del interruptor.  $X_1 = 1.308 \Omega$ .

### 4.3.2 Simulación del interruptor en estado abierto

Los valores arrojados por la simulación, son para la resistencia  $R_2 = 1.27 \Omega$  y la reactancia  $X_2 = 34.53 \Omega$ . El signo negativo indica que se trata de una reactancia capacitiva, a una frecuencia de 10 GHz.

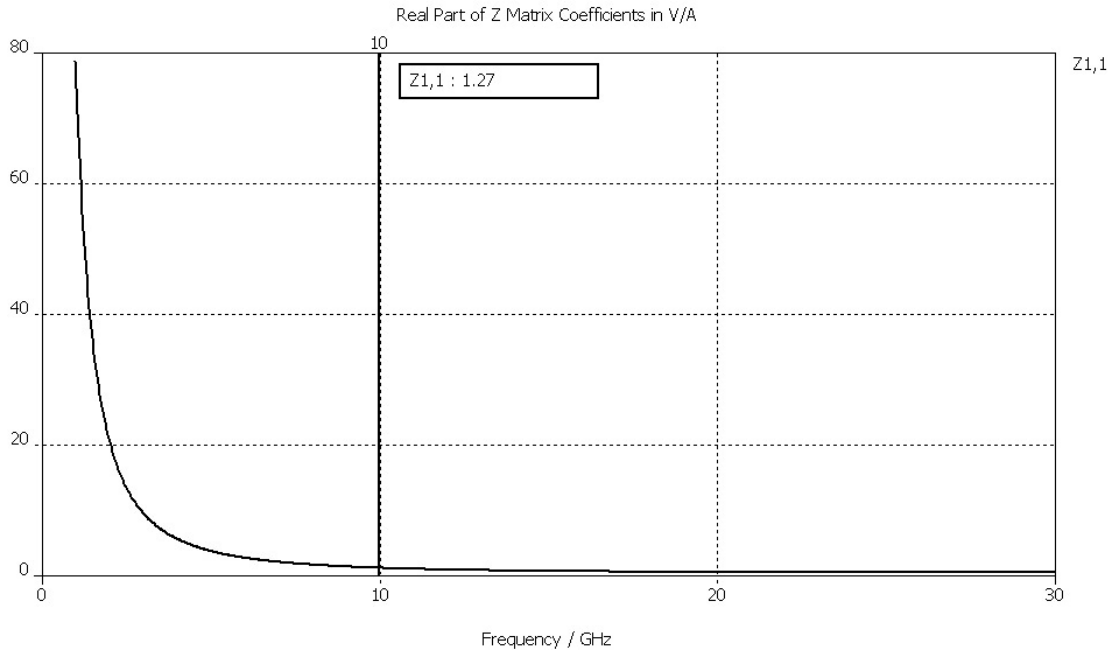


Figura 4.10. Parte real ( $R_2$ ) en estado abierto del interruptor a 10 GHz.  $R_2 = 1.27 \Omega$ .

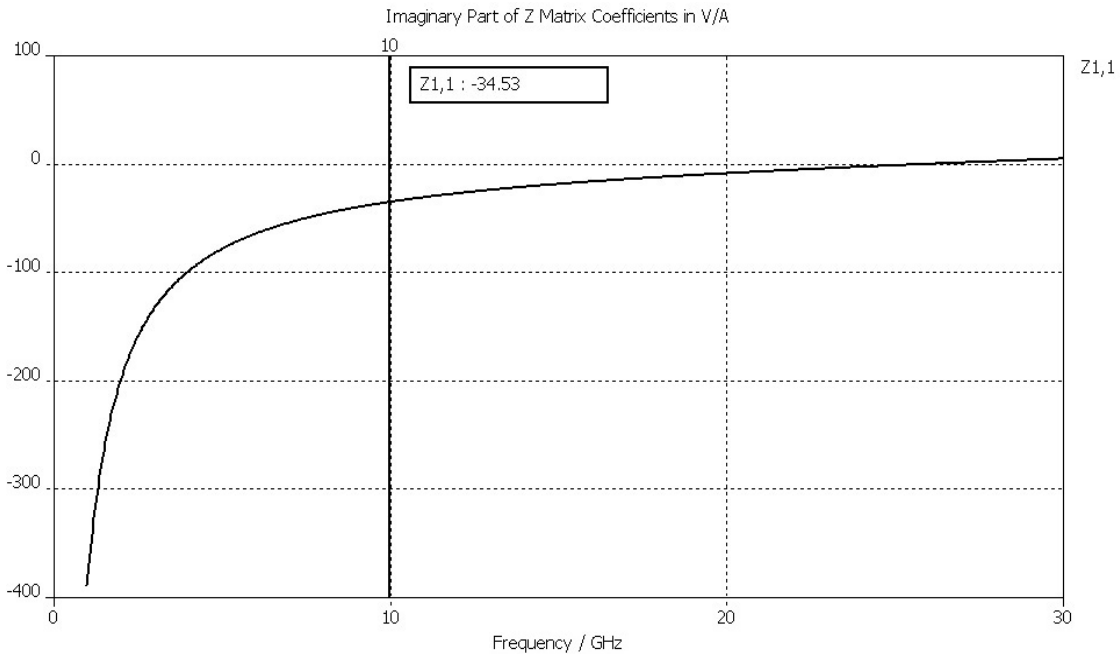


Figura 4.11. Parte imaginaria ( $X_2$ ) en estado abierto del interruptor a 10 GHz.  $X_2 = -34.53 \Omega$ .

Con base a estos resultados, podemos finalmente obtener el FCC, el cuál para una frecuencia de 10 GHz es,  $K = 6146$ . (Figura 4.12)

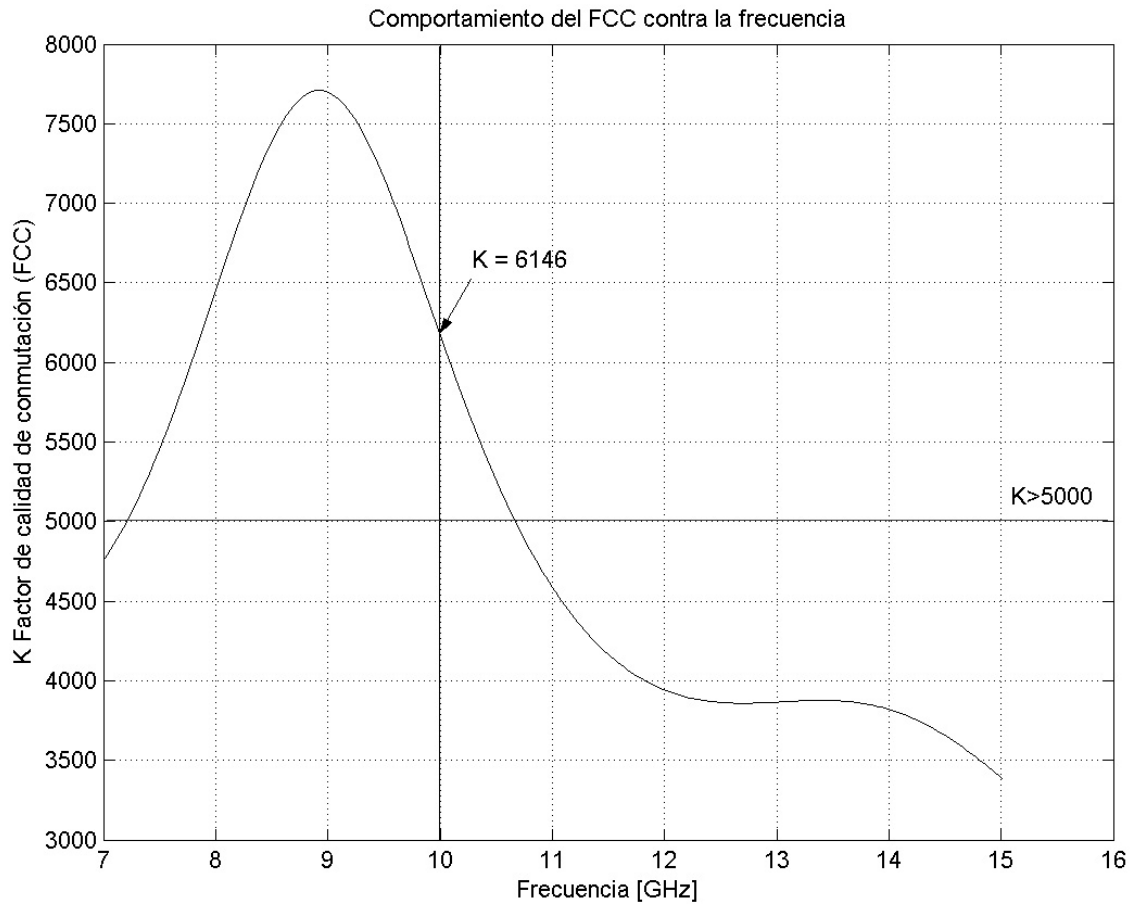


Figura 4.12. Valor del FCC a 10 GHz.  $K=6146$ .

## 4.4 Parámetros S del interruptor

### 4.4.1 Pérdidas de Inserción y Aislamiento

Las redes de dos puertos son caracterizadas por un número equivalente de parámetros del circuito, tales como la matriz de transferencia, matriz de impedancia, matriz de admitancia y matriz de dispersión. La matriz de transferencia relaciona el voltaje y la corriente del puerto 1 al puerto 2, así como la matriz de impedancia relaciona los voltajes  $V_1$  y  $V_2$  con respecto a las corriente  $I_1$  e  $I_2$ . De esta forma, las matrices de transferencia e impedancia son matrices de  $2 \times 2$ . La matriz de admitancia es el inverso de la matriz de impedancia y la matriz de dispersión relaciona las ondas salientes  $b_1$  y  $b_2$ , con las ondas entrantes  $a_1$  y  $a_2$ , que inciden en los dos puertos, tal que:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \text{ donde } S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \text{ es la matriz de dispersión (4.15).}$$

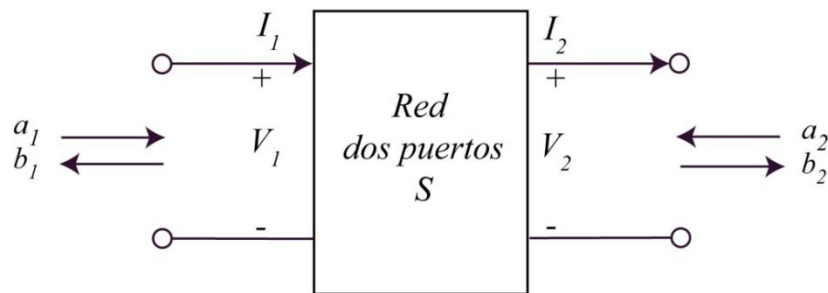


Figura 4.13. Red de dos puertos.

De la figura anterior, podemos representar en forma matricial los parámetros de dispersión  $S$ , con base en las ondas incidentes  $a_i$  y las ondas reflejadas  $b_i$ .

Los elementos de la matriz  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{22}$  son llamados parámetros de dispersión o parámetros  $S$ . Los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son los coeficientes de reflexión y  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ , son los coeficientes de transmisión. Se puede escribir también, con base en los voltajes reflejados  $V^-$  y  $V^+$  como  $[V^-] = [S][V^+]$  y un elemento de la matriz  $S$ , para una red arbitraria de  $n$  puertos

$$\text{puede ser determinado por } S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad [3].$$

Para caracterizar un bipuerto, el parámetro  $S_{21}$  en estado cerrado del dispositivo, representa el aislamiento y en estado abierto, representa las pérdidas de inserción; esto es sólo para un dispositivo paralelo o *shunt*, como el que usa en este trabajo. Las pérdidas de inserción representan la reducción que sufre una señal cuando pasa a través de un dispositivo [Capítulo 1]. Es necesario visualizar la red para la obtención de los parámetros  $S$ , como se muestra en la figura 4.13.

Las variables  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $a_2$  y  $b_2$  son las versiones normalizadas de las ondas viajeras y están definidas por [5]:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}} & a_2 &= \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}} \\ b_1 &= \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}} & b_2 &= \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (4.16)$$

donde  $a_1$  es la onda incidente en el puerto 1,  $b_1$  es la onda reflejada en el mismo, de manera similar  $a_2$  es la onda incidente en el puerto 2,  $b_2$  es la onda reflejada en el puerto 2 y  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea de transmisión. Para obtener los valores de los parámetros  $S$  es necesario realizar el análisis mostrado en la figura 4.14 donde se conecta un generador  $V_G$  de impedancia  $Z_G$  y una carga  $Z_L$ . Se supone que  $Z_L = Z_0$ .

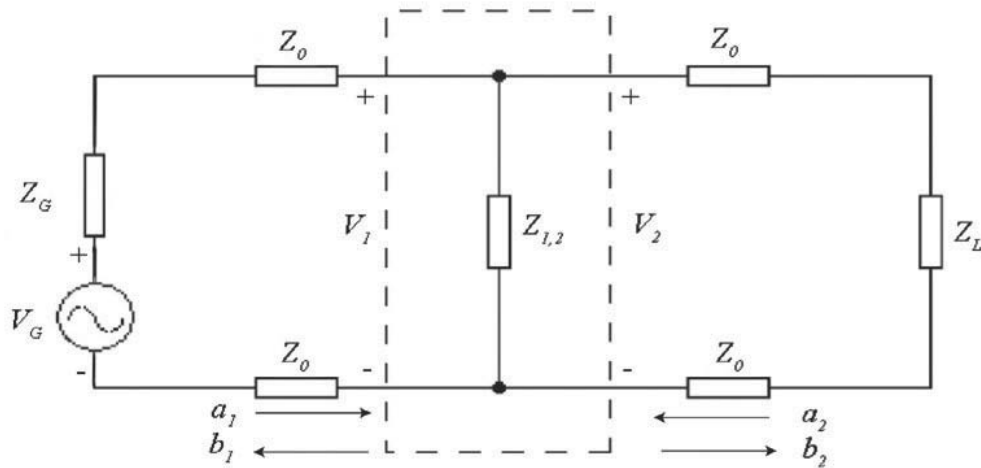


Figura 4.14. Red de dos puertos con  $Z_L = Z_0$ .

Por lo que no hay ondas reflejadas en la carga tal que  $a_2 = 0$ , y las ecuaciones para  $S_{11}$  y  $S_{21}$  quedan:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 = S_{11}a_1 \Rightarrow S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{Z_L=Z_0} \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = S_{21}a_1 \Rightarrow S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{Z_L=Z_0} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Sí el generador se conecta en el puerto 2 y la carga al puerto 1, se obtienen los parámetros  $S_{22}$  y  $S_{12}$ .

Si se sustituyen los valores de (4.16) en (4.17) se tienen:

$$S_{11} = \frac{\frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma_{11} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{\left(\frac{Z_{1,2}Z_0}{Z_{1,2} + Z_0} - Z_0\right)}{\left(\frac{Z_{1,2}Z_0}{Z_{1,2} + Z_0} + Z_0\right)} = \frac{-Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0} \quad (4.18)$$

Para  $S_{21}$ , hacemos el mismo procedimiento de sustituir las ecuaciones

$$S_{21} = \frac{\frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = T_{21} \quad (4.19)$$

donde  $S_{11}$  es el coeficiente de reflexión  $\Gamma_{11}$  y  $S_{21}$  es el coeficiente de transmisión  $T_{21}$ .

$$\text{Pero } V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ \left(1 + \frac{V_1^-}{V_1^+}\right) = V_1^+ \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right) \quad (4.20)$$

Como esta conectándose una carga  $Z_L = Z_0$  y por lo tanto  $V_2^+ = 0$  tenemos de la figura 4.14, que

$$V_2 = V_2^+ + V_2^- = V_2^- = V_1 \quad (4.21)$$

Entonces

$$V_1 = V_1^+ \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right), \text{ de (4.21) } V_2^- = V_1, \text{ por lo que la ecuación (4.20) queda}$$

$$V_2^- = V_1^+ \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right), \text{ reacomodando términos}$$

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right) \quad (4.22)$$

Sustituyendo (4.22) en (4.19)

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \left(1 - \frac{Z_0}{2Z_{1,2} + Z_0}\right) = \frac{2Z_{1,2}}{2Z_{1,2} + Z_0} \quad (4.23)$$



Sí se suponen pérdidas resistivas bajas,  $R_{1,2} = 0$ , la magnitud de  $S_{21}$  es

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega C_{1,2} Z_0}{2}\right)^2}} \quad (4.24)$$

donde  $\omega$  es la frecuencia de la señal,  $C_i$  será la capacitancia a esa frecuencia; el subíndice  $i$ , se refiere al estado *cerrado* 1 ó al estado *abierto* 2;  $Z_0$  se refiere a la impedancia característica de la línea de transmisión CPW [6].

Se tiene que una buena aproximación de  $Z_0$  es

$$Z_0 = \frac{30\pi^2}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \left[ \ln \left( 2 \left( \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right)^{-1} \right) \right] \quad (4.25)$$

donde  $k = \frac{w}{w + 2s}$ ,  $w$  es el ancho de la línea central,  $s$  es el espacio entre la línea central y los planos de tierra de la CPW, y  $\epsilon_r$  es la constante relativa del sustrato [7].

Por lo que la impedancia característica del interruptor propuesto es, de acuerdo a la ecuación (4.25),  $Z_0 = 64.26 \Omega$ . Las pérdidas de inserción se expresan en decibeles, con la siguiente relación [3]:

$$PI = -20 \log |S_{21}|_{\text{cerrado}} \quad [\text{dB}] \quad (4.26)$$

El aislamiento se expresa con la misma ecuación, solo cambia el estado del interruptor.

$$Aislamiento = -20 \log |S_{21}|_{\text{abierto}} \quad [\text{dB}] \quad (4.27)$$

Con las ecuaciones anteriores, se pueden calcular y graficar las pérdidas de inserción (Figura 4.15) y el aislamiento (Figura 4.16), ambos valores teóricos.

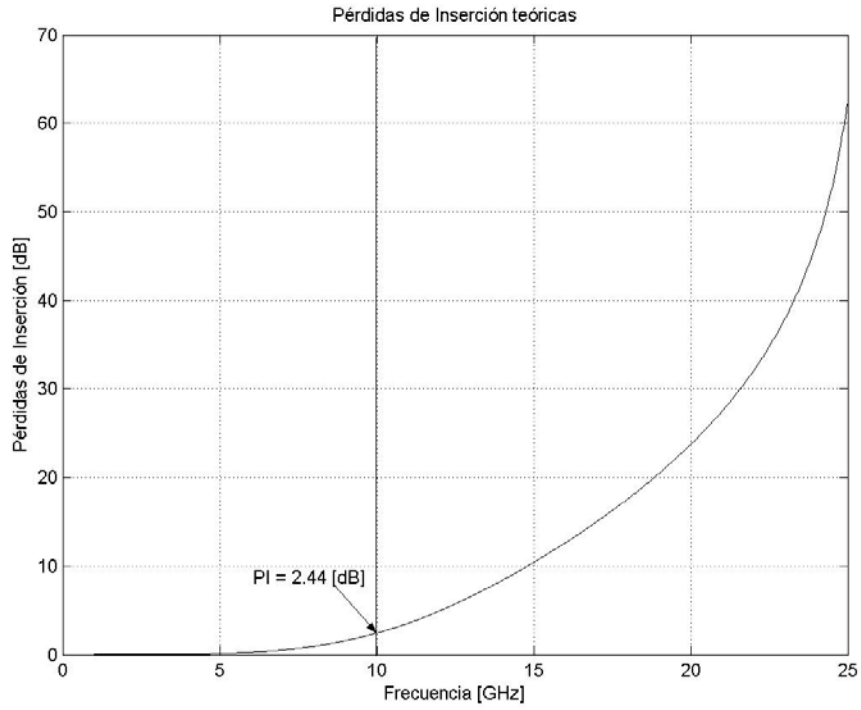


Figura 4.15. Pérdidas de inserción teóricas a 10 GHz. PI = 2.44 [dB].

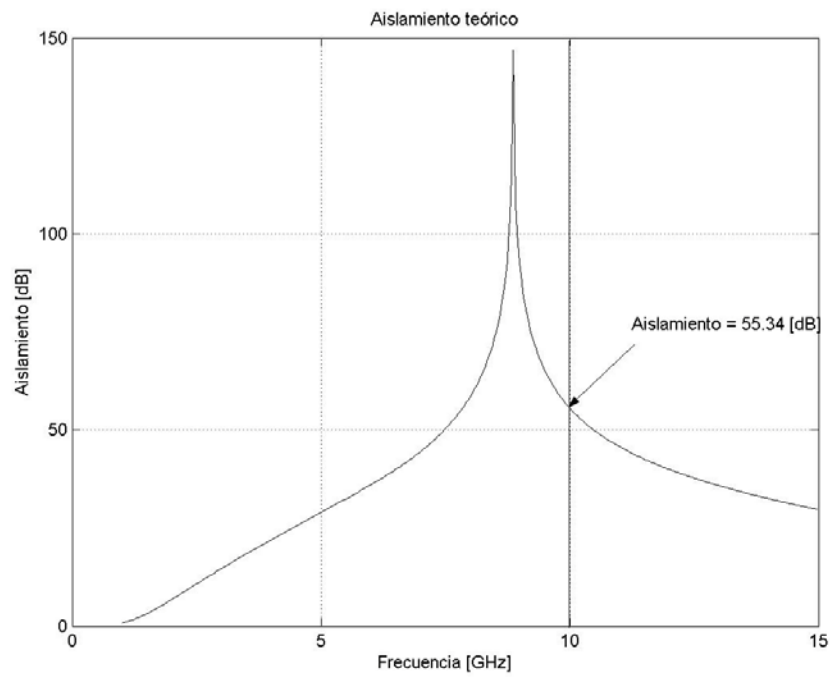


Figura 4.16. Aislamiento teórico a 10 GHz. Aislamiento = 55.34 [dB].

Realizando la simulación en el programa CST, obtenemos los parámetros  $S$  para el interruptor en estado cerrado y en estado abierto. Aplicando las ecuaciones (4.24) y (4.25) para tener los valores de las pérdidas de inserción (Figura 4.17) y el aislamiento (Figura 4.18) simulados, se pueden graficar los resultados y así compararlos con los valores teóricos.

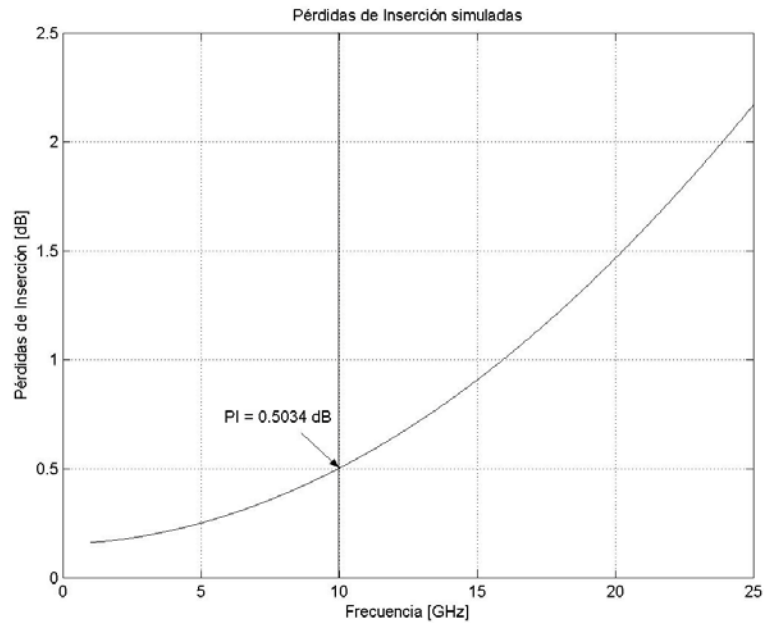


Figura 4.17. Pérdidas de inserción simuladas a 10 GHz. PI = 0.5034 dB.

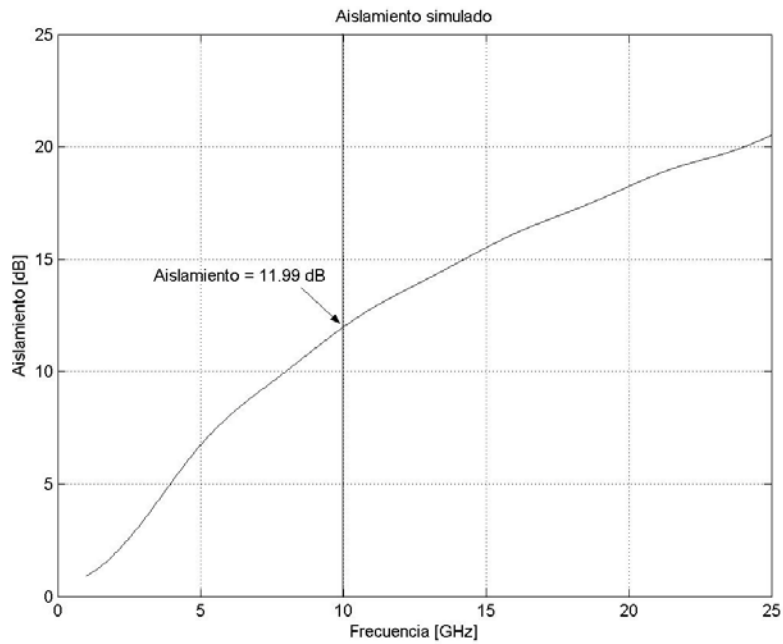


Figura 4.18. Aislamiento simulado a 10 GHz. Aislamiento = 11.99 dB.

Finalmente, los valores calculados y simulados son presentados en la tabla 4.1, donde se observa la diferencia entre ellos. El valor de la impedancia de la línea  $Z_0$  simulada, se obtiene de la función *Calculate* del programa CST y también se puede calcular en línea, en la página <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/calcpw.cfm> como se muestra en la figura 4.19.

**Coplanar Waveguide Calculator**

Enter the relative permittivity, width of the trace, the ground plane spacing, and the substrate thickness to calculate the characteristic impedance.

$\epsilon_r$	Trace Width, W	Ground Plane Spacing, S	Substrate Thickness, H	$Z_0$	$E_{eff}$
<input type="text" value="3.38"/>	<input type="text" value="280"/>	<input type="text" value="60"/>	<input type="text" value="203"/>	<b>66.71</b>	<b>2.03</b>

CoPlanar Waveguide Cross-section

**Note:** Units do not matter for this calculation as long as they are consistent.

**Reference:** R. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems", Wiley, 2001.

Figura 4.19 Calculadora de líneas CPW en internet.

Tabla 4.1 Valores teóricos y simulados

Parámetros @10 GHz	Valores teóricos	Valores Simulados
K (FCC)	4465.38	6146
Pérdidas de inserción [dB]	2.44	0.5034
Aislamiento [dB]	55.34	11.990
$C_1$ [pF]	3.153	12.160
$C_2$ [pF]	0.221	0.460
n (relación de capacitancias)	14.268	26.434
$Z_0$ [ $\Omega$ ]	64.260	66.710

## 4.5 Conclusiones

Con base en los resultados de la tabla 4.1, vemos que hay diferencias notables en el caso del factor de calidad de conmutación (FCC) y esto se debe a que se le asignó un valor arbitrario a la resistencia de los interruptores ( $r_{ab}$  y  $r_{ce}$ ) de un ohm. El valor de K teórico está por debajo del valor esperado ( $K = 4465.38$ ). Y sin embargo, la fórmula es una buena aproximación para la obtención del FCC, ya que si se supone una resistencia menor para  $r_{ab}$  y  $r_{ce}$ , los valores del FCC son mucho mayores y se aproximarían a las especificaciones de diseño. En este caso, la simulación realizada por el programa CST es una excelente herramienta ya que el programa sí toma en cuenta la resistividad del material y se refleja en el resultado de la simulación. Desafortunadamente, el valor simulado del FCC solo se mantiene por encima de  $K = 5000$  en un intervalo de frecuencias (7.3 a 10.6 GHz) que no cubre la totalidad de la banda X.

Las pérdidas de inserción teóricas muestran un valor alto, de 2.44 dB para el objetivo final del trabajo y el aislamiento teórico de 55.34 dB da un excelente valor, en la banda de nuestro interés (Banda X). En el caso de los valores simulados, las pérdidas de inserción son de 0.5034 dB y el aislamiento es de 11.99 dB para una frecuencia de 10 GHz.

Nuevamente sería necesario construir el dispositivo, realizar pruebas físicas y mediciones con los instrumentos necesarios para comparar los datos simulados con los datos reales y ese justamente sería el objetivo de un nuevo trabajo, ya que con los resultados obtenidos, podemos observar que el interruptor propuesto *puede* cumplir con los objetivos requeridos al principio de este trabajo.

## Referencias

- [1] Vendik, I. B., Vendik, O. G., Kolberg, E. L. "Commutation quality factor of two state switchable devices", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, pp 802-808, mayo 2000.
- [2] Rebeiz, Gabriel, "RF MEMS Theory, Design and Technology", Wiley & Sons, EUA, 2003.
- [3] Pozar, David M. "Microwave engineering", 3ª Edición, Wiley & Sons, EUA, 2005.
- [4] CST Studio <http://www.cst.com>
- [5] Orfanidis, J. S. "Electromagnetic waves and antennas", libro en línea, capítulo 13, <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [6] Mendoza R. D. T., "Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda *Ka* utilizando tecnología flexible de circuito impreso", Tesis de Maestría, UNAM, México, 2007, pp 69.
- [7] Zhou Lei, "RF MEMS DC Contact Switches for reconfigurable antennas", Tesis de Maestría, Universidad Estatal de San Diego, EUA, 2006, pp 12.

## Conclusiones Generales

En este trabajo se diseñó, analizó y simuló un interruptor RF MEMS para la banda X, usando tecnología de circuito impreso flexible. La versión presentada del interruptor fue el resultado de revisar diferentes estructuras hasta encontrar la que más se acercara a las especificaciones solicitadas.

La revisión del estado del arte de los RF MEMS brinda un panorama general en el que podemos comparar la estructura propuesta e incluso añadir mejoras en el interruptor. El interruptor diseñado utiliza un actuador electrostático, debido a que estos actuadores no tienen pérdidas de potencia y presentan ventajas sobre otros actuadores.

Se realizó el análisis estático de la estructura para obtener el valor de la constante de resorte  $k$  de la membrana y con base en este valor, comprobar que el voltaje de actuación  $V_p$  fuese el adecuado a las especificaciones de diseño y coherente con el estado del arte de los RF MEMS. Cabe señalar que para obtener este valor de  $V_p$ , la estructura tipo *truss* (*arreglo de vigas*) resulta de gran utilidad, ya que este tipo de estructura reduce la rigidez del puente. El tiempo de conmutación también se estimó con base en la estructura, sin embargo este tiempo sí depende del voltaje de actuación aplicado, a mayor voltaje aplicado, menor será el tiempo de conmutación.

También se realizó el análisis dinámico del interruptor con el fin de poder caracterizarlo con el Factor de Calidad de Conmutación, FCC, gracias a que el FCC optimiza el circuito del cual será parte. Los resultados de las pérdidas de inserción calculadas son de 2.44 dB y aislamiento de 55.34 dB, para una frecuencia de 10 GHz, por lo que el interruptor no cumple con las especificaciones de diseño, para las pérdidas de inserción, aunque el aislamiento si lo hace.

Haciendo uso de programas especializados en MEMS, se realizaron las simulaciones necesarias, primero, para obtener valores del interruptor en análisis electromecánico (Coventor) y segundo, para análisis electrodinámico (CST Microwave Studio). Los resultados en ambos simuladores difieren de los valores calculados, con 0.5034 dB para las pérdidas de inserción y 11.99 dB para el aislamiento a la misma frecuencia de 10 GHz, por lo que puedo asegurar que los valores calculados aunque diferentes, no están alejados de los valores esperados. Los resultados pueden variar debido a que los simuladores sí toman en cuenta diferentes características de los materiales y la geometría del interruptor, que no son tomadas en cuenta en los valores calculados, como se menciona en las conclusiones del capítulo 4.

Los valores obtenidos, tanto de voltaje de actuación, como de aislamiento y pérdidas de inserción, hacen factible la construcción de este interruptor que resultaría en un proyecto interesante, ya que se podría realizar integración directa con circuitos integrados comunes, con el fin de realizar algún tipo de control. También la construcción de este interruptor permitiría verificar los resultados reales y poder compararlos con los valores obtenidos en este trabajo, y de esa forma, optimizar el diseño hasta tener un dispositivo confiable y sobre todo útil.

Las dimensiones del interruptor propuesto, así como los materiales, fueron adecuados a los usados en la construcción de dispositivos del laboratorio de MEMS del departamento de Electrónica de la Facultad de Ingeniería. Si las dimensiones del interruptor son reducidas, también se reducen ciertos parámetros como el voltaje de actuación  $V_p$ , las pérdidas de inserción y el aislamiento. Incluso, si se cambian los materiales como el sustrato, se tendrían valores diferentes de los especificados.

Con base en lo anterior, el interruptor es viable para su construcción, ya que los resultados calculados y simulados no se alejan de los valores especificados para su diseño y son concordantes con el estado del arte de estos dispositivos.



## Bibliografía

### Artículos

Bryzek, Peterson K., McCulley W., 1994, "Micromachines on the march", IEEE Spectrum (May).

Chan K., Ramer R. "RF MEMS Switch with Low Stress Sensitivity and Low Actuation Voltage", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009.

Chen J., Yuehua Y, "Laser microfabrication in RF MEMS Switches", 13th Symposium on Antenna Technology and applied electromagnetics and the Canadian Radio Sciences Meeting, 2009.

H.K. Lee, I.J. Cho, J.U. Bu and E. Yoon, 2000, "An audio frequency filter application of micromachined thermally-isolated diaphragm structures", 13th Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS 2000, IEEE, Washington, DC.

Lee C, Ko C. y Huang T., "Design of Multi-actuation RF MEMS Switch Using CMOS Process", Microsystems, Packaging, Assembly & Circuits Technology Conference, pp 141-144, octubre de 2008.

Rahman H., Hesketh T., Ramer R., 'Low actuation voltage RF MEMS series switch with novel beam design', Conferencia de Tecnologías Emergentes, pp. 116-119, octubre de 2008.

Scardelletti M., Zorman C., Oldham D., "RF MEMS switches with SiC microbridges for improved reliability", Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, pp. 1-4, julio de 2008.

Simion S., "Modeling and design of MEMS switch", Semiconductor Conference, pp 128 Vol. 1, septiembre 2003.

Touati S., Lorphelin N., Kanciurzewski A., Robin R., Rollier A., Millet O., Segueni K., "Low actuation voltage totally free flexible RF MEMS switch with antistiction system", Symposium de Diseño, pruebas, integración y empaque de MEMS/MOEMS, pp. 66-70, abril de 2008.

Vendik I. B., Vendik O. G., Kolberg E. L. "Commutation quality factor of two state switchable devices", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, pp 802-808, mayo 2000.

Physik Instrumente, "Piezoelectrics in Positioning, Tutorial on Piezotechnology in Nanopositioning Applications", Catalogo de información PI, 2008.

## **Libros**

De los Santos, H., "RF MEMS circuit design for wireless communications", Artech House, EUA, 2002.

Gere R., Timoshenko S., "Mecánica de materiales", 2ª Edición, Grupo Editorial Iberoamérica, México, 1986.

Maluf N., Williams K., "An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering", 2nd Edition, 2004, Artech House Inc.

Pozar, David M. "Microwave engineering", 3ª Edición, Wiley & Sons, EUA, 2005.

Simons, Rainee, "Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems" Wiley & Sons, EUA, 2001.

Timoshenko S., "Vibration problems in Engineering", 2ª Edición, Van Nostrand Co. EUA.

Varadan, Vinoy y José, "RF MEMS and their applications", 1ª Edición, Wiley & Sons Inglaterra, 2003.

Young W. C., Budynas R. G. "Roark's Formulas for Stress and Strain", 7a Edición, McGraw-Hill, EUA.

Zahn, M, "Electromagnetic Field Theory", Wiley, 1979, EUA, p. 219.

## **Tesis**

Cancino A. L., Noriega S. E., "Diseño y simulación de un interruptor MEMS magnetostático para aplicaciones en alta frecuencia", Tesis de Licenciatura, UNAM, México 2006.

G. K. Fedder, "Simulation of Microelectromechanical Systems", Tesis de Doctorado, Universidad de California, Berkeley, USA, 1994.

Mendoza R. D. T., "Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda *Ka* utilizando tecnología flexible de circuito impreso", Tesis de Maestría, UNAM, México, 2007.

Zhou Lei, "RF MEMS DC Contact Switches for reconfigurable antennas", Tesis de Maestría, Universidad Estatal de San Diego, EUA, 2006.

## **Páginas electrónicas**

Programas: CoventorWare, <http://www.coventor.com>, CST Studio: <http://www.cst.com>

Página electrónica Microwaves101:  
<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/calcpw.cfm>

Orfanidis, J. S. "Electromagnetic waves and antennas", libro en línea, capítulo 10,  
<http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>

Página Electrónica: <http://www.radantmems.com>.