



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**INTERRUPTOR MEMS PARA APLICACIONES EN UN DESPLAZADOR
DE FASE PARA LA BANDA DE SÚPER ALTA FRECUENCIA**

TESIS

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

PRESENTA:

MARIO RODOLFO RAMÍREZ PALMA

DIRECTOR DE TESIS:

DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS



MÉXICO D. F.

2015

Agradecimientos

A Dios, a mí mamá María Aurea Remedios, a mí hermana Alejandra, a mis hermanos José Juan y Eduardo, a la UNAM y a la Facultad de Ingeniería, a mí director de tesis y amigo el Dr. Jorge Rodríguez Cuevas, al Dr. Oleksandr Martynyuk, al Dr. José Ismael Martínez López.

A mis amigos, compañeros y todas las personas que han contribuido en mi desarrollo profesional y como ser humano.

Dedicatoria

Mi tesis es dedicada a la memoria de mi papá Domingo y Brandon.

Índice

Agradecimientos	iii
Índice	v
Introducción	1
I. Aspectos generales de los interruptores RF MEMS	3
I. 1 Historia de los RF MEMS.....	3
I. 2 Comparación entre interruptores RF MEMS e interruptores de estado sólido	3
I. 3 Aplicación de los interruptores RF MEMS en los desplazadores de fase.....	6
I. 4 Parámetros importantes de los interruptores RF MEMS.....	7
I. 5 Mecanismos de actuación de los interruptores RF MEMS	8
I.5.1 Mecanismo de actuación electrostático	9
I.5.2 Mecanismo de actuación piezoeléctrico.....	16
I.5.3 Mecanismo de actuación térmico	18
I.5.4 Mecanismo de actuación magnetostático.....	21
I. 6 Configuración de los interruptores RF MEMS.....	22
I. 7 Conclusiones.....	24
II. Estado del arte de los interruptores RF MEMS	25
II. 1 Interruptores RF MEMS desarrollados en circuito impreso flexible	25
II. 2 Interruptores capacitivos	27
II. 3 Interruptores serie y paralelo	29
II. 4 Interruptores de bajo voltaje de actuación.....	33
II. 5 Conclusiones.....	36
III. Análisis electromecánico del interruptor RF MEMS	37
III. 1 Análisis mecánico	37
III.1.1 Constante de resorte K de una viga fija-fija.....	37
III.1.2 Constante de resorte de una viga voladiza.....	44
III. 2 Actuación electrostática	45
III. 3 Diseño electromecánico	48
III. 4 Simulación electromecánica	54
III.4.1 Simulación del proceso de fabricación	54

III.4.2 Estudio de malla	58
III.4.3 Resultados de simulación	60
III. 5 Conclusiones.....	67
IV. Análisis electrodinámico del interruptor RF MEMS	68
IV. 1 Factor de calidad de conmutación	68
IV.1.1 Simulación electrodinámica del diseño en CST Microwave Studio	70
IV. 2 Circuito equivalente.....	76
IV.2.1 Circuito equivalente de la línea ranurada	79
IV.2.2 Circuito equivalente para el estado abierto.....	84
IV.2.3 Circuito equivalente para el estado cerrado	86
IV. 3 Parámetros S del interruptor	88
IV.3.1 Aislamiento	89
IV.3.2 Pérdidas de inserción.....	91
IV.3.3 Pérdidas de retorno	93
IV. 4 Conclusiones	94
V. Conclusiones Generales	95
VI. Bibliografía	97

Introducción

MEMS (Micro Electromechanical Systems) es un acrónimo para referirse a sistemas de dimensiones microscópicas, es decir, sistemas con longitudes del orden de micrómetros que integran elementos electrónicos y mecánicos en un mismo sustrato. Los MEMS plantean todo un nuevo campo de investigación multidisciplinario en los que intervienen ramas de la física como la mecánica y la electrónica, además estos sistemas requieren para su fabricación materiales especiales y técnicas de microfabricación que emplean equipo de alta tecnología.

Los MEMS ofrecen una amplia gama de aplicaciones en diversas áreas como la biomedicina, instrumentación, control, electrónica, telecomunicaciones entre otras. En las áreas de electrónica y telecomunicaciones el interruptor MEMS para radiofrecuencia (interruptor RF MEMS) destaca sobre otros dispositivos de conmutación por sus amplias ventajas en cuanto aislamiento, pérdidas de inserción, consumo de potencia y costo de fabricación. Los interruptores RF MEMS son aún tecnología bajo investigación, pero en particular su maduración llevaría a una mejora inmediata de los dispositivos, circuitos y sistemas de comunicaciones, entre los que se pueden mencionar a los desplazadores de fase, antenas reconfigurables y arreglos de fase.

Una de las aplicaciones más investigadas de los RF MEMS es el desarrollo de interruptores monolíticamente integrados en los desplazadores de fase, los cuales, son dispositivos esenciales para las antenas en arreglos de fase. La principal ventaja de este tipo de antenas es la capacidad de rápida exploración electrónica, la cual, consiste en el desplazamiento del haz de la antena en el espacio en intervalos de tiempo del orden de microsegundos.

Con base en lo anterior en esta tesis se plantea el análisis, diseño y simulación de un interruptor RF MEMS para aplicaciones en un desplazador de fase. Además se plantea, por supuesto, una revisión del estado del arte de los interruptores RF MEMS para finalmente comparar los resultados obtenidos con los datos del estado del arte de los interruptores RF MEMS.

Objetivo

Analizar y diseñar un interruptor RF MEMS para aplicaciones en un desplazador de fase tipo espirafase en la banda de súper alta frecuencia utilizando tecnología de circuito impreso flexible.

Estructura general de la tesis

Esta tesis consta de cinco capítulos. El primer capítulo plantea los aspectos generales de los interruptores RF MEMS y se hace énfasis principalmente en las ventajas de los interruptores RF MEMS sobre otros dispositivos de conmutación, además se revisan los diferentes mecanismos de actuación, así como las posibles configuraciones a elegir para el diseño de un interruptor RF MEMS.

El capítulo dos hace una revisión del estado del arte de los interruptores RF MEMS, indicando los parámetros más importantes de cada interruptor RF MEMS revisado. Entre los parámetros más importantes se encuentran el voltaje de actuación, aislamiento, pérdidas de inserción y tiempo de conmutación.

En el capítulo tres se desarrolla un análisis mecánico para encontrar la constante de resorte de un interruptor de viga voladiza y también un análisis electromecánico para encontrar su voltaje de actuación. Estos parámetros son esenciales para el diseño de un interruptor con mecanismo de actuación electrostático. Adicionalmente en este capítulo se describe el diseño del interruptor RF MEMS propuesto, se presentan las simulaciones del proceso de fabricación y las simulaciones electromecánicas realizadas con software especializado.

El capítulo cuatro se encarga del análisis electrodinámico del interruptor propuesto y presentado en el capítulo tres. Se muestran las simulaciones y resultados obtenidos mediante software especializado de parámetros como aislamiento, pérdidas de inserción y pérdidas de retorno.

Finalmente en el capítulo cinco se presentan las conclusiones generales de la tesis y las fuentes bibliográficas consultadas para su realización.

I. Aspectos generales de los interruptores RF MEMS

I. 1 Historia de los RF MEMS

Los microsistemas electromecánicos (MEMS) han sido desarrollados desde la década de los 70's para aplicaciones en sensores de presión y temperatura, acelerómetros, cromatógrafos de gases, entre otros dispositivos. Los interruptores MEMS para aplicaciones de baja frecuencia se investigaron desde principios de la década de los 80's, pero permanecieron como curiosidad de laboratorio por largo tiempo. Estos eran esencialmente dispositivos miniaturizados que utilizaban un movimiento mecánico capaz de realizar un corto circuito o un circuito abierto en una línea de transmisión.

En 1991 el Dr. Larry Larson desarrolló el primer interruptor MEMS [1] diseñado para aplicaciones de microondas, el cual, mostró un buen comportamiento hasta una frecuencia de 50 [GHz], pero estaba lejos de tener un buen rendimiento y una fiabilidad práctica. Estos primeros resultados levantaron mucho interés y para 1995 Rockwell Science y Texas Instruments desarrollaron sus propios interruptores RF MEMS. El interruptor de Rockwell Science fue de contacto metal-metal adecuado para aplicaciones de DC hasta 60 [GHz]. Mientras que el interruptor de Texas Instruments era de contacto capacitivo y trabajaba en un intervalo de 10 a 120 [GHz]. En 1998 las universidades de Michigan, California, Columbia y Berkeley, así como, el MIT (Massachusetts Institute of Technology), Lincoln Labs, Analog Devices, entre otras organizaciones más, emprendieron investigaciones sobre este nuevo tipo de dispositivos.

I. 2 Comparación entre interruptores RF MEMS e interruptores de estado sólido

Es difícil hacer una comparación precisa entre todos los dispositivos de conmutación disponibles debido a que manejan diferentes niveles de potencia de RF y esto repercute sustancialmente en parámetros como: Aislamiento, pérdidas de inserción, velocidad de conmutación y consumo de potencia. Pero aún así es evidente que los interruptores RF MEMS tienen un gran potencial para ofrecer un desempeño superior comparado con los interruptores de estado sólido en aplicaciones de baja y mediana potencia. En la tabla I.1, consultada en la referencia [2], se comparan los parámetros de interruptores RF MEMS, diodos PIN y transistores FET.

Tabla I.1
Comparación entre transistor FET, diodo PIN e interruptor RF MEMS electrostático

Parámetro	RF MEMS	Diodo PIN	Transistor FET
Voltaje [V]	20 – 80	$\pm 3 - 5$	3 – 5
Corriente [mA]	0	3 – 20	0
Consumo de potencia ^a [mW]	0.05 – 0.1	5 – 100	0.05 – 0.1
Tiempo de conmutación [ns]	1000 – 300000	1 – 100	1 – 100
C_{up} (conexión serie) [fF]	1 – 6	40 – 80	70 – 140
R_s (conexión serie) [Ω]	0.5 – 2	2 – 4	4 – 6
Relación de capacitancia ^b	40 – 500 ^b	10	Sin dato
Frecuencia de corte [THz]	20 – 80	1 – 4	0.5 – 2
Aislamiento (1 – 10 [GHz])	Muy alto	Alto	Medio
Aislamiento (10 – 40 [GHz])	Muy alto	Medio	Bajo
Aislamiento (60 – 100 [GHz])	Alto	Medio	Nulo
Pérdidas (1 – 100 [GHz]) [dB]	0.05 – 0.2	0.3 – 1.2	0.4 – 2.5
Manejo de potencia [W]	< 1	< 10	< 10
Punto de intercepción de 3 ^{er} orden	+66 – 80	+27 – 45	+27 – 45 ¹

¹ En la tabla I.1

^aIncluye voltaje de convertidor o de circuito de polarización

^bSolo para contacto capacitivo. Una relación de 500 es lograda con dieléctricos de alta permitividad relativa ϵ_r

Dos de los parámetros más importantes en un interruptor RF MEMS son su aislamiento y sus pérdidas de inserción. En la tabla I.1 vemos que los interruptores RF MEMS tienen un excelente aislamiento y muy pocas pérdidas de inserción pero tienen voltajes de actuación altos y tiempos de conmutación lentos. En la gráfica de la figura I.1 podemos ver que los RF MEMS poseen un muy buen aislamiento en un intervalo de 0.1 a 100 [GHz] en comparación con los interruptores de estado sólido.

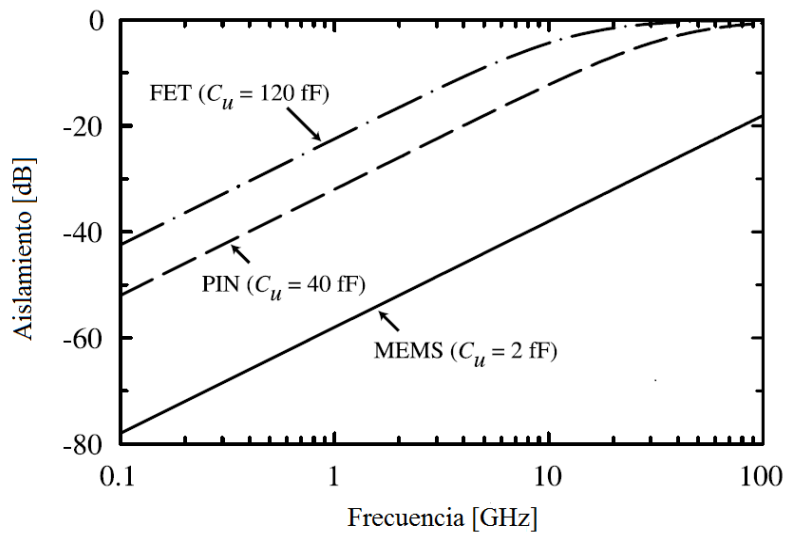


Figura I.1 Aislamiento simulado de interruptores RF MEMS, diodo PIN y transistor FET en conexión serie.

En la actualidad además de los interruptores RF MEMS también se investiga una nueva tecnología basada en el efecto de cambio de fase o de estado de ciertos materiales. Esta tecnología funciona a través de la aplicación de un pulso eléctrico que calienta el material, este en consecuencia sufre un cambio en su estructura atómica capaz de cambiar su impedancia de forma dramática. En la figura I.2 se muestra una gráfica consultada en la referencia [3], que compara los parámetros de aislamiento y pérdidas de inserción de esta tecnología con la de los dispositivos disponibles actualmente. Las características de los RF MEMS y los materiales de cambio de fase ofrecen un potencial enorme pero siguen siendo aún tecnología en proceso de maduración.

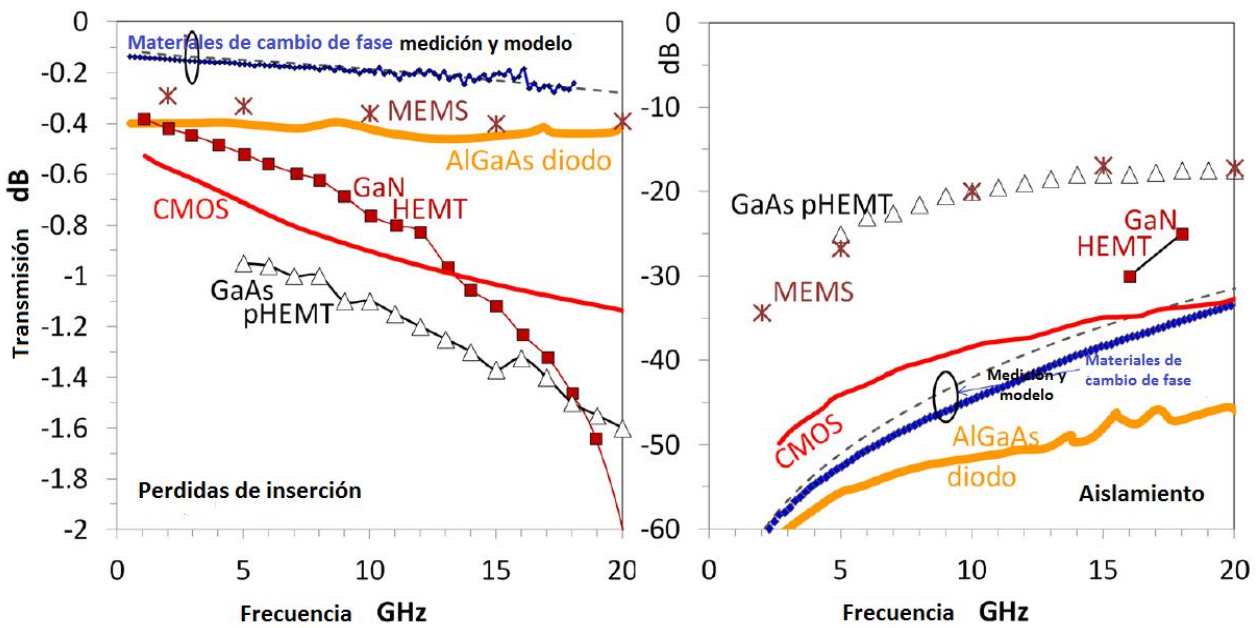


Figura 1.2 Gráficas de aislamiento y pérdidas de inserción de diferentes tecnologías de RF.

I. 3 Aplicación de los interruptores RF MEMS en los desplazadores de fase

Los desplazadores de fase son los componentes esenciales de las antenas en arreglos de fase para aplicaciones en telecomunicaciones y sistemas de radar. Actualmente estos sistemas pueden utilizar materiales de ferrita, diodos PIN o interruptores FET como elementos de conmutación. Los desplazadores de fase basados en ferritas tienen un excelente desempeño y pueden manejar alta potencia de RF, pero tienen un gran costo de fabricación, requieren sintonización manual y consumen una cantidad relativamente grande de alimentación en DC. Los desplazadores de fase basados en dispositivos de estado sólido (diodos PIN y transistores FET) proporcionan un buen desempeño en frecuencias de microondas y son ampliamente utilizados en las antenas en arreglos de fase modernos. Los diseños con diodo PIN consumen más potencia en DC que los diseños con FET, pero tienen menores pérdidas. Las ventajas de utilizar FET es que pueden ser integrados con amplificadores en el mismo sustrato reduciendo así el costo de ensamblar el arreglo.

Usar interruptores RF MEMS da como resultado desplazadores de fase con menores pérdidas especialmente en frecuencias que van de 8 a 120 [GHz]. Las pérdidas promedio en desplazadores de fase de 3 bits utilizando interruptores RF MEMS son de 0.9 [dB] en un intervalo de 10 – 14 [GHz]. Esto se traduce en una mejora en los sistemas de comunicaciones de 2 vías y sistemas de radar. En la tabla 1.2 se comparan las pérdidas promedio de los desplazadores de fase que utilizan FET con los que usan RF MEMS.

Tabla 1.2
Pérdidas promedio en desplazadores de fase basados en
RF MEMS y transistores FET de arseniuro de galio

Frecuencia [GHz]	Pérdidas RF MEMS [dB]	Pérdidas GaAs FET [dB]
Banda X (8 – 12)	0.9 a 1.0 (-0.3/bit)	3 a 4 (-1.2/bit)
Banda Ka (26 – 40)	1.7 a 2.0 (-0.6/bit)	6 a 7 (-2.2/bit)
Banda V (60 – 90)	2.3 a 2.5 (-0.8/bit)	8 a 9 (-2.8/bit)
Banda W (90 – 120)	2.7 a 3.3 (-1.0/bit)	9 a 11 (-3.3/bit)

Con estas mejoras se pueden eliminar una o dos etapas de amplificación en los módulos de recepción / transmisión de los desplazadores de fase activos y además los RF MEMS plantean la posibilidad de construir arreglos reflectivos pasivos en el rango de frecuencias de 8 a 120 [GHz] con el propósito de integrar los RF MEMS en el mismo sustrato de forma monolítica [2].

I. 4 Parámetros importantes de los interruptores RF MEMS

Voltaje de actuación

El voltaje de actuación se refiere al voltaje necesario para llevar a cabo la conmutación del interruptor, es decir, un cambio de estado abierto a un estado cerrado o, en otras palabras, un cambio de alta impedancia a baja impedancia. En el caso de un interruptor RF MEMS el voltaje de actuación controla el movimiento mecánico del dispositivo. Cuando aplicamos este voltaje, el dispositivo realiza un trabajo mecánico capaz de lograr un estado de corto circuito o de circuito abierto.

Aislamiento

Este parámetro nos dice que tan bueno es nuestro interruptor para evitar el paso de una señal de RF. Este parámetro mide cuanta señal de RF logra pasar a través del interruptor. Un aislamiento infinito significa que no se transmite señal y toda es reflejada. El aislamiento está definido por el parámetro S_{21} (coeficiente de transmisión de la matriz de dispersión del dispositivo) cuando el interruptor se encuentra en estado de no conducción de señal.

Pérdidas de inserción

Este parámetro nos dice que tan bueno es nuestro interruptor para transmitir una señal de RF. Con este parámetro medimos cuantas pérdidas sufre la señal de RF al pasar por el interruptor, un interruptor ideal tiene pérdidas de inserción igual a cero. Las pérdidas de inserción también se pueden obtener utilizando el parámetro S_{21} cuando el interruptor se encuentra en estado de conducción de señal [4].

Factor de calidad de conmutación

El factor de calidad de conmutación (k) es una figura de mérito que caracteriza a un dispositivo de conmutación en la banda de frecuencias de microondas. Está definido como la relación de las impedancias de entrada de un circuito recíproco, sin pérdidas de dos puertos, al cual se le conecta como carga el dispositivo de conmutación, donde se divide el valor de impedancia de entrada en estado abierto entre el valor de impedancia en estado cerrado del interruptor. Este parámetro depende de la frecuencia y entre mayor sea su valor mejor será la calidad del dispositivo de conmutación [5].

Pérdidas de retorno

Las pérdidas de retorno son pérdidas de potencia que sufre una señal por reflexión, las cuales, son provocadas por una discontinuidad en la línea de transmisión, es decir, cambios de impedancia a lo largo de la línea de transmisión. En este caso nuestro interruptor RF MEMS es una discontinuidad introducida y sus pérdidas de retorno se pueden calcular mediante el parámetro S_{11} cuando este se encuentra en estado de transmisión de señal.

Tiempo de conmutación

El tiempo de conmutación es el tiempo requerido por el interruptor para cambiar de un estado a otro; cuando el voltaje de actuación es suministrado se le denomina tiempo de conmutación de encendido, cuando el voltaje de actuación deja de suministrarse se le denomina tiempo de conmutación de apagado.

I. 5 Mecanismos de actuación de los interruptores RF MEMS

Los mecanismos de actuación en los interruptores MEMS se refieren a la acción de efectuar o transmitir movimiento mecánico, fuerza y trabajo por medio de un dispositivo o sistema en su entorno, en respuesta a la aplicación de un voltaje ó corriente. Una amplia variedad de mecanismos de actuación han sido investigados en el campo de los RF MEMS entre los que se incluyen el electrostático, piezoeléctrico, magnetostático, térmico y SMA (*Shape memory alloy* por sus siglas en inglés), los SMA son materiales que al experimentar una deformación a cierto intervalo de temperatura, pueden regresar a su forma original no deformada cuando son calentados.

En vista de los diferentes mecanismos de actuación disponibles es oportuno saber si hay un mecanismo de actuación con más ventajas que los demás. Hasta ahora el mecanismo de actuación electrostático ofrece las siguientes ventajas:

- Es compatible con los procesos de fabricación de circuitos integrados
- Su diseño es relativamente simple
- Tiene muy bajo consumo de potencia
- Capacidad para lograr movimiento rotativo

Los otros mecanismos de actuación presentan dos enormes desventajas. Una de ellas es que requieren para su fabricación materiales especializados y procesos no compatibles con la producción estándar de circuitos integrados, por ejemplo, los mecanismos magnetostáticos requieren núcleos con embobinado y los mecanismo piezoeléctricos requieren el depósito de materiales que no son muy comunes, como el zirconato titanato de plomo. La segunda desventaja es un nivel de rendimiento deficiente. Los mecanismos de actuación SMA y térmicos tienen muchas pérdidas y velocidades de reacción lentas.

En este contexto el desarrollo de interruptores RF MEMS basados en un mecanismo de actuación electrostático son la principal propuesta para aplicaciones en sistemas de microondas [6].

1.5.1 Mecanismo de actuación electrostático

Considere un capacitor de placas paralelas, en donde las placas son rígidas y restringidas en movimiento, como se muestra en la figura 1.3.

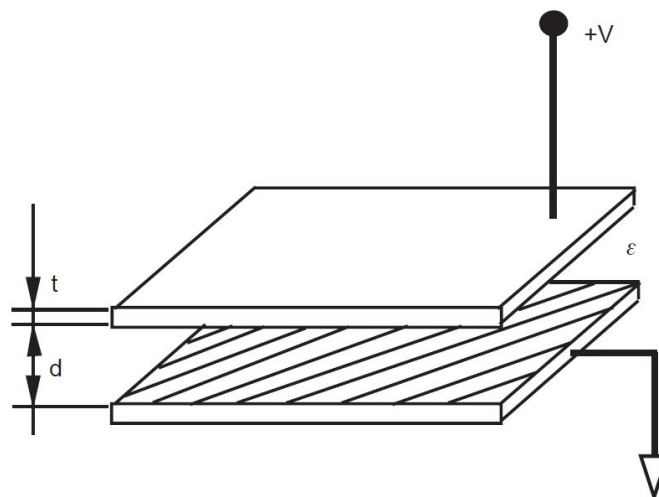


Figura 1.3 Capacitor de placas paralelas como mecanismo de actuación.

Dónde V es el voltaje aplicado, d es la separación entre placas, t es el espesor de las placas y ϵ es la permitividad del material entre las placas. Asumiendo que el área de las placas es

mucho mayor que la separación entre ellas, podemos considerar que el campo eléctrico es uniforme y no hay campo en los bordes. Entonces la capacitancia está dada por la ecuación 1.1.

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \quad (1.1)$$

Donde ε es la permitividad dieléctrica del medio entre las placas, d es la distancia de separación entre placas y A es el área de las placas. Cuando aplicamos una diferencia de potencial V al capacitor se induce una energía potencial electrostática almacenada en el volumen entre placas, dada por la ecuación 1.2.

$$U = \frac{1}{2} CV^2 \quad (1.2)$$

Esta energía potencial representa la energía necesaria para evitar que las placas paralelas con cargas opuestas colapsen una sobre la otra como resultado de la fuerza de atracción de Coulomb, dada por la ecuación 1.3.

$$F = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \frac{q_T q_B}{d^2} \quad (1.3)$$

Donde q_B y q_T son cargas de igual magnitud pero de signos opuestos en las placas inferior y superior respectivamente. Opcionalmente, esta fuerza puede además ser expresada como el gradiente negativo de la energía potencial entre placas (ecuación 1.4).

$$F = -\nabla U \quad (1.4)$$

Sustituyendo la ecuación 1.1 en la ecuación 1.2, obtenemos la ecuación 1.5.

$$U = \frac{\varepsilon AV^2}{2d} \quad (1.5)$$

Ahora sustituyendo la ecuación 1.5 en la ecuación 1.4 y aplicando gradiente negativo obtenemos la ecuación 1.6.

$$F = \frac{\varepsilon AV^2}{2d^2} \quad (1.6)$$

La ecuación 1.6 calcula la fuerza que se debe aplicar en la placa superior con el fin de evitar que colapse sobre la placa inferior, siempre y cuando la placa superior no se encuentre anclada. Además la ecuación 1.6 expresa que esta fuerza aumenta linealmente con el área y cuadráticamente con el voltaje. La fuerza disminuye cuadráticamente con la distancia de separación entre placas.

Supongamos ahora que, la diferencia de potencial aplicada se mantiene en un valor V , y la placa superior repentinamente se libera de restricciones para moverse. Entonces la fuerza de atracción de Coulomb hará que la placa superior se aproxime a la placa inferior y la distancia entre placas disminuirá. Si la distancia d disminuye, la capacitancia aumentará debido a que la capacitancia de un capacitor de placas paralelas es inversamente proporcional a la distancia que las separa. Ahora bien, si la capacitancia aumenta, también aumentará la

energía almacenada en el capacitor por la ecuación 1.2. Por lo tanto este aumento en la energía potencial almacenada es causado por la disminución del espacio entre placas y da como resultado una fuerza instantánea de atracción que acelera aún más la reducción del espacio entre placas. Este proceso de retroalimentación que acabamos de describir culminará con el colapso de la placa superior sobre la placa inferior. Por lo tanto cuando aplicamos un voltaje determinado a un capacitor de placas paralelas resultará en un movimiento de actuación entre las placas.

Si la placa superior fuera parcialmente rígida, y solamente ancláramos uno de sus cuatro lados podríamos considerar a la placa superior una viga voladiza como la que se muestra en la figura 1.4. Entonces en respuesta a un voltaje aplicado V , la placa superior tendría una deflexión nula en el lado del anclaje y una deflexión máxima en el extremo no anclado de la placa. Controlando el estado de deflexión de la viga, la conmutación podría efectuarse.

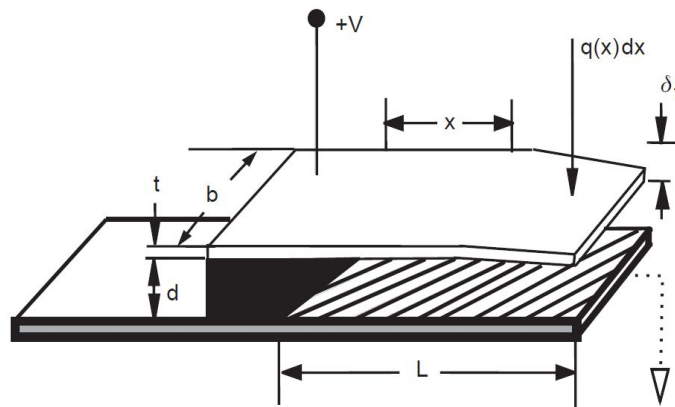


Figura 1.4 Estructura de una viga voladiza indicando sus parámetros geométricos.

L es la longitud de la viga, d es la distancia entre placas, t es el espesor de la placa superior, b es el ancho de la viga, $+V$ es el potencial eléctrico positivo aplicado, x es un punto a lo largo de la longitud de la viga, δ_T es la deflexión en la punta de viga y $q(x)dx$ es la presión ejercida por la fuerza electrostática en la superficie de la viga por diferencial de longitud.

Petersen [7] obtuvo una relación aproximada entre deflexión y voltaje aplicado modelando la viga voladiza como un capacitor de placas paralelas cuya placa superior experimenta una fuerza distribuida como se muestra en la figura 1.5. Como el efecto de esta fuerza distribuida varía a lo largo de la longitud de la viga debido a que un extremo está anclado y el otro no, entonces la distancia d entre placas se vuelve función de un punto x de la longitud L de la viga.

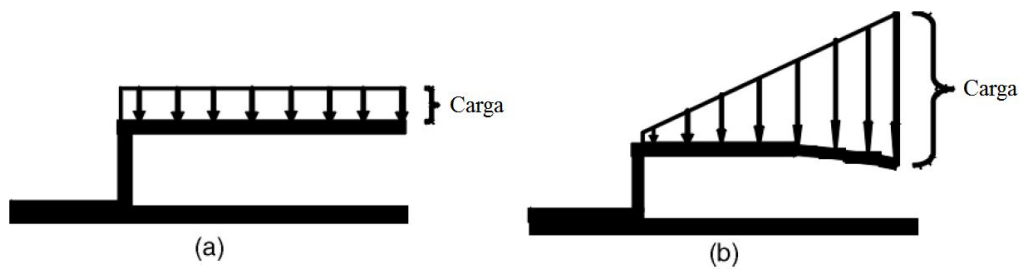


Figura 1.5 Fuerza electrostática inducida en una viga. (a) Carga uniforme inicial (b) Carga no uniforme después del desplazamiento de la viga.

Tomando en cuenta la variación de la distancia d entre placas en la ecuación 1.6, la fuerza electrostática ejercida sobre la viga en un punto x estará dada por la ecuación 1.7.

$$F = \frac{\epsilon AV^2}{2(d-\delta(x))^2} \quad (1.7)$$

La deflexión de la viga $\delta(x)$ en un punto x de la viga es resultado de la fuerza electrostática ejercida sobre la viga. Si nos ubicamos en el extremo no anclado de la viga, encontraremos el punto donde ocurre la deflexión máxima δ_T que está en función de las propiedades estructurales (momento de inercia I) y materiales (módulo de Young E) de la viga. En particular, una carga concentrada en una posición x de la viga voladiza da como resultado una deflexión máxima en la punta no anclada de la viga y está dada por la ecuación 1.8.

$$\delta_T = \left[\frac{x^2}{6EI} \right] (3L - x) b q(x) dx \quad (1.8)$$

Donde $q(x)$ es:

$$q(x) = \frac{\epsilon}{2} \left(\frac{V}{d-\delta(x)} \right)^2 \quad (1.9)$$

Para encontrar la deflexión δ_T total debida a las fuerzas distribuidas a lo largo de la viga integramos la ecuación 1.8 de $x = 0$ a $x = L$

$$\delta_T = b \int_0^L \frac{3L-x}{6EI} x^2 q(x) dx \quad (1.10)$$

Petersen supuso que la deflexión de la viga en cualquier punto x a lo largo de la longitud de la viga podía ser aproximada a una dependencia cuadrática dada por la ecuación 1.11.

$$\delta(x) = \left(\frac{x}{L}\right)^2 \delta_T \quad (1.11)$$

Y que la integral de la ecuación 1.10 se puede resolver utilizando una expresión de la fuerza normalizada, definida por la ecuación 1.12.

$$l = \frac{\varepsilon b L^4 V^2}{2EI d^3} \quad (1.12)$$

Y requerida para presentar el resultado también como una deflexión normalizada Δ dada por:

$$\Delta = \frac{\delta_T}{d} \quad (1.13)$$

Expresando en términos de Δ , la fuerza normalizada obtenida al evaluar la integral de la ecuación 1.10 obtenemos la ecuación 1.14.

$$l = 4\Delta^2 \left[\left(\frac{2}{3(1-\Delta)} \right) - \frac{\tan^{-1}\sqrt{\Delta}}{\sqrt{\Delta}} - \frac{\ln(1-\Delta)}{3\Delta} \right]^{-1} \quad (1.14)$$

En la gráfica de la ecuación 1.14, como se muestra en la figura 1.6, existe un voltaje de umbral en el cual la viga rompe abruptamente, es decir, la viga ya no está controlada por el voltaje aplicado y colapsa sobre la placa inferior. Este estado se alcanza cuando la distancia entre placas es un tercio de la distancia inicial sin voltaje aplicado, tal como lo explica Petersen, se observó que, cuando la viga se dobla hacia abajo, las fuerzas electrostáticas afectan cada vez más la punta de la viga, de manera que en un voltaje particular aplicado, la carga concentrada hace que la posición de la viga se vuelva inestable y sufre una deflexión espontánea para la distancia restante. Una expresión aproximada para este voltaje de umbral, válido para una viga homogénea, está dado por la ecuación 1.15.

$$V_{th} = \sqrt{\frac{18EI d^3}{5\varepsilon L^4 b}} \quad (1.15)$$

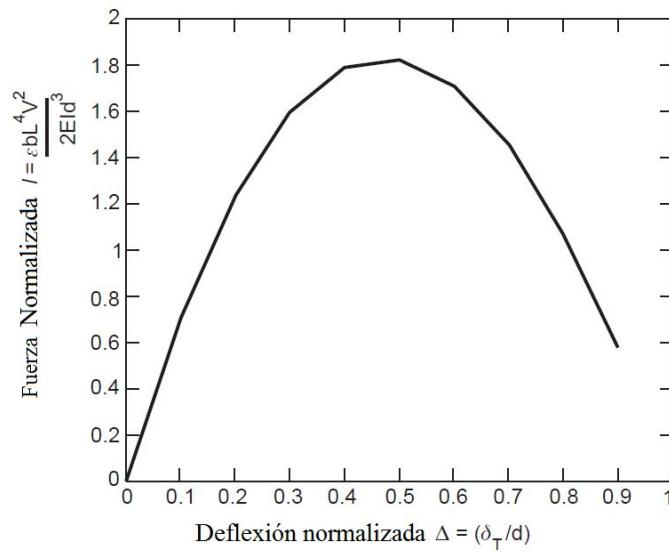


Figura 1.6 Gráfica de deflexión normalizada contra fuerza normalizada aplicada a una viga voladiza.

La aparición de una deflexión abrupta es también revelada al examinar la ecuación de equilibrio entre fuerza electrostática y fuerza de resorte o de restauración de la viga (observar la figura 1.7 (a)). La deflexión de la viga puede plantearse como una función del voltaje aplicado $x(V)$ que da como resultado el desplazamiento de la placa móvil de un capacitor de placas paralelas. Y está dada por la ecuación 1.16.

$$kx - \frac{\epsilon_0 AV^2}{2(d_0 - x)^2} = 0 \quad (1.16)$$

Esto implica que, a partir de $V = 0^+$, la distancia x se ajustará de manera tal que la ecuación 1.16 se cumpla. El cambio en el valor de x solo se producirá, siempre y cuando, la magnitud inicial de V sea tal que el cálculo del lado izquierdo de la ecuación 1.16 sea mayor a cero, esto significa que la fuerza de restauración debe ser mayor a la fuerza electrostática e implica que se necesita una pequeña cantidad de tiempo para que el ajuste del valor de x satisfaga la igualdad de la ecuación 1.16 una vez que cambie la diferencia de potencial V . Si es así, x está en función V y su solución serán raíces reales positivas, es decir, $x(V) > 0$. El voltaje en el cual la diferencia entre la fuerza de restauración de la viga y la fuerza electrostática inducida sea mínima y además no sea posible encontrar un valor de x que satisfaga la ecuación 1.16 será el momento en el cual la viga está a punto de colapsar. Este voltaje de “jale” se puede encontrar al derivar la ecuación 1.16 e igualarla a cero.

$$\frac{dV}{dx} = \frac{d}{dx} \left[\sqrt{\frac{2kx(d_0-x)^2}{\epsilon_0 A}} \right] = 0 \quad (1.17)$$

Resolviendo la ecuación para x obtenemos que $x = \frac{d_0}{3}$, substituyendo este valor en la ecuación 1.16 y despejando V obtenemos el voltaje de jale.

$$V_{jale} = \sqrt{\frac{8k(d_0)^3}{27\epsilon_0 A}} \quad (1.18)$$

La gráfica de la figura 1.7 (b) muestra que después del valor de voltaje de jale (V_{jale}) el desplazamiento de la viga ya no es controlado por el voltaje aplicado.

El comportamiento del desplazamiento de la viga durante todo el proceso de conmutación, el cual incluye cuando este opera en el régimen de inestabilidad, se le conoce como curva de *histéresis del dispositivo*. Una vez que la viga está totalmente colapsada, la subsecuente reducción en el voltaje aplicado no afectaría su estado colapsado (despreciando cualquier efecto de adherencia estática) siempre y cuando el voltaje aplicado no sea menor al voltaje de umbral o de jale. Zavracky, Majumder y McGruer [8] derivaron expresiones concisas de voltaje de viga cerrada (o voltaje de umbral) y voltaje de viga abierta en términos de la constante de resorte de la viga $k = \frac{bt^3}{4l^3}$, el área entre la viga y el electrodo de actuación A , la distancia inicial entre la viga y el electrodo d y la distancia efectiva cuando la viga cierra sobre el electrodo d_c . En consecuencia, los voltajes de cierre y apertura están dados por la ecuación 1.19 y la ecuación 1.20, respectivamente.

$$V_{cierre} = \frac{2}{3} d \sqrt{\frac{2Kd}{3\epsilon_0 A}} \quad (1.19)$$

$$V_{apertura} = (d - d_c) \sqrt{\frac{2Kd_c}{3\epsilon_0 A}} \quad (1.20)$$

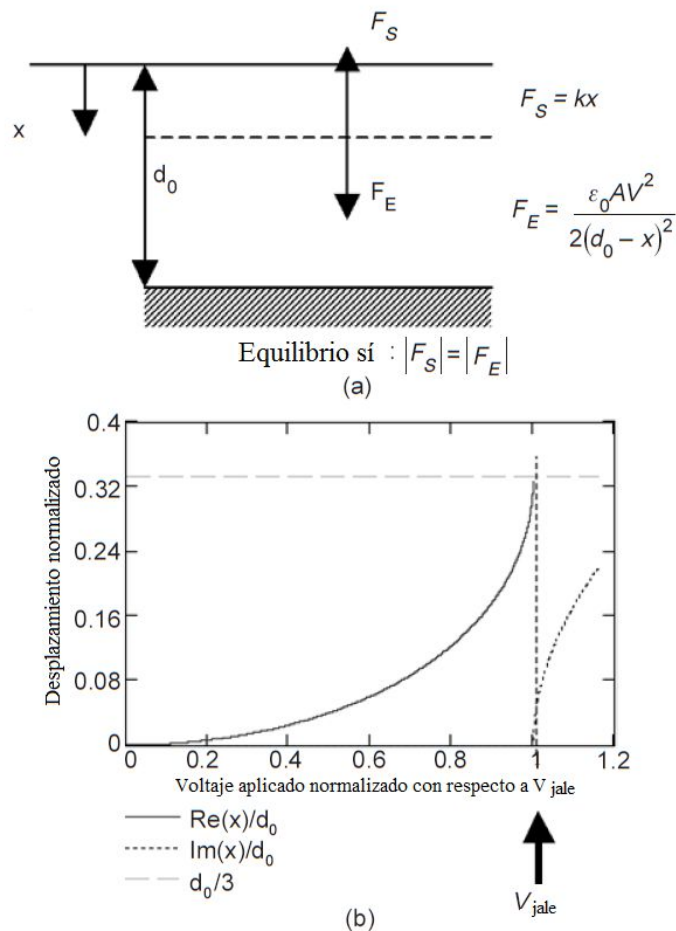


Figura 1.7 (a) Diagrama de fuerzas para un capacitor de placas paralelas y (b) Gráfica de desplazamiento normalizado contra voltaje normalizado.

En algunas aplicaciones es deseable no perder el control de la deflexión de la viga. Por lo tanto el voltaje aplicado a la viga debe ser mayor al voltaje de umbral V_{cierre} .

El capacitor de placas paralelas es un dispositivo de accionamiento simple, que posee un inconveniente importante, el cual es que la fuerza de jale decrece muy rápidamente ($F \propto \frac{1}{d^2}$). Esta relación es indeseable debido a que el intervalo de uso del desplazamiento de la viga es limitado.

1.5.2 Mecanismo de actuación piezoeléctrico

El mecanismo de actuación piezoeléctrico se basa en la deformación de las estructuras de ciertos materiales causadas por el movimiento de las cargas internas, como resultado de aplicar un campo eléctrico. Por el contrario, una tensión mecánica aplicada sobre una estructura piezoeléctrica provoca un campo eléctrico en el mismo debido al movimiento

forzado de las cargas internas. Esto se debe a las propiedades anisotrópicas de los cristales piezoeléctricos. Existe un acoplamiento entre los campos eléctricos y las deformaciones en diferentes direcciones. Por ejemplo, un cristal donde un campo eléctrico es aplicado en la dirección z puede producir una deformación en la dirección x , se puede describir este comportamiento mediante las siguientes ecuaciones constitutivas:

$$S_x = S_{xx}^E T_x + d_{zx} E_z \quad (1.21)$$

$$D_z = d_{zx} T_x + \varepsilon_{zz}^T E_z \quad (1.22)$$

Donde S_x es la deformación en la dirección x , S_{xx}^E es la deformabilidad elástica en la dirección x en ausencia de un campo eléctrico pero debida a una tensión mecánica en la dirección x , T_x es una tensión mecánica en la dirección x , d_{zx} es el coeficiente piezoeléctrico en relación con un campo eléctrico E_z sobre el eje z y una deformación dirigida sobre el eje x , ε_{zz}^T es la permitividad eléctrica en el eje z en condiciones de una tensión mecánica constante debida a el campo eléctrico dirigido sobre el eje z , y D_z es el flujo eléctrico.

El dispositivo MEMS fundamental piezoeléctrico es la viga voladiza, como se muestra en la figura 1.8. En este caso la viga interactúa con una estructura compuesta de una capa de material piezoeléctrico intercalado entre dos electrodos formando un capacitor. Un voltaje aplicado a través del capacitor establece un campo eléctrico en la dirección z , esto provoca una deformación y alargamiento en la capa piezoeléctrica en la dirección x . Puesto que la viga no es de material piezoeléctrico, su tamaño no cambia y se inclina (es decir, su punta se desplaza en la dirección z). La magnitud del desplazamiento es una función del ancho lateral de la viga, con un valor típico de varias micras por cada $100 \mu m$ de ancho de viga, junto con un cambio en el espesor de la viga de $0.1 nm$ por volt. Los materiales piezoeléctricos típicamente empleados en la fabricación de dispositivos MEMS son: el óxido de zinc (ZnO), nitruro de aluminio (AlN), titanato zirconato de plomo ($PbZr_xTi_{1-x}O_3$) y fluoruro de polivinilideno (PVDF).

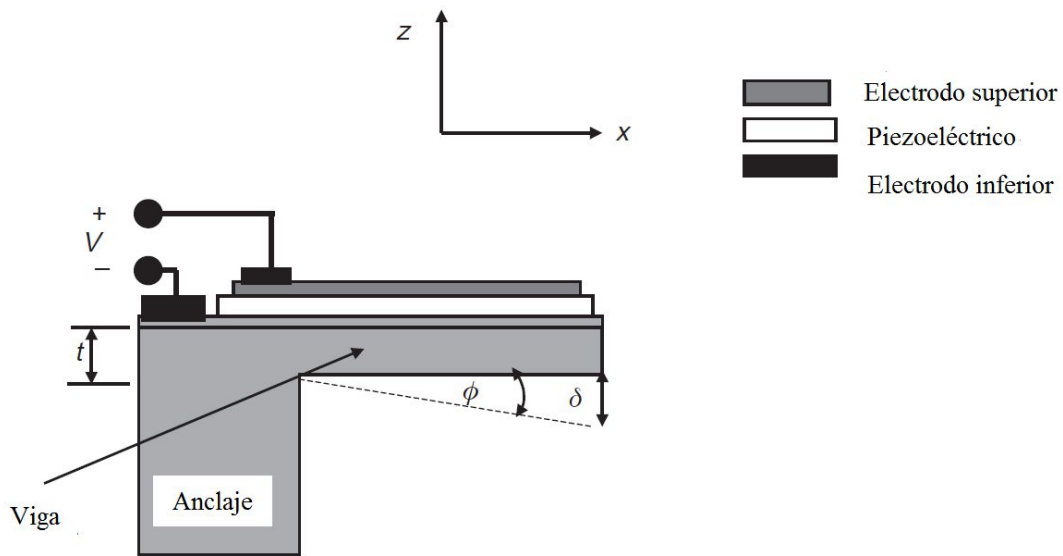


Figura 1.8 Dispositivo fundamental piezoeléctrico.

Un análisis detallado del movimiento de una viga voladiza accionado por un mecanismo de actuación piezoeléctrico fue dado por Weinberg [9]. Asumiendo una capa piezoeléctrica delgada sobre una viga gruesa, el desplazamiento de la punta de la viga y el ángulo de rotación están dados por las siguientes ecuaciones:

$$\delta = 3d_{zx} \frac{L^2 E_g}{t^2 E} V \quad (1.23)$$

$$\theta = 6d_{zx} \frac{L E_p}{t^2 E} V \quad (1.24)$$

Donde los parámetros correspondientes a la viga son su longitud L , espesor t y modulo de Young E_g con una capa piezoeléctrica que tiene modulo de Young E_p y, un voltaje aplicado V que produce una desviación en la punta de la viga δ y una rotación θ . Para una viga de área transversal A , densidad de masa ρ , longitud L y momento de inercia I , la frecuencia fundamental de resonancia de flexión mecánica correspondiente está dada por:

$$\omega_0 = 3.5160 \left(\frac{EI}{\rho L^4 A} \right)^2 \quad (1.25)$$

1.5.3 Mecanismo de actuación térmico

La dilatación térmica de un material cuando su temperatura se incrementa ΔT grados puede ser aprovechada como mecanismo de actuación para los interruptores RF MEMS. Por ejemplo, una viga restringida en longitud L y área de sección transversal A experimenta una deformación correspondiente $\varepsilon = \alpha \Delta T$, donde α [$^{\circ}\text{C}^{-1}$] es el coeficiente de expansión térmica, y esto provoca una tensión normal $\sigma = E\varepsilon$.

Esta tensión mecánica se manifiesta ya sea como una elongación $\delta L = EL$ si la viga no está restringida, o como una fuerza $F = A\sigma$ sobre sus fronteras si la viga está restringida. El mecanismo de actuación por calor conducido (ver figura I.9) aprovecha este principio.

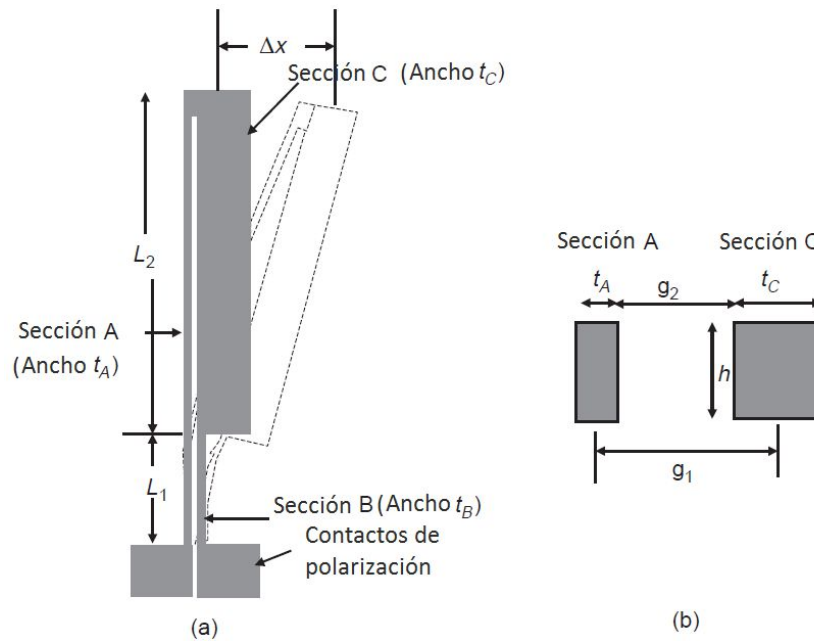


Figura I.9 Boceto de actuador térmico horizontal.

En un mecanismo de actuación de este tipo, las deflexiones de las diferentes secciones transversales están configuradas para formar un circuito. El accionamiento, entonces, es logrado cuando una corriente eléctrica corre a través del dispositivo y calienta una sección delgada A a una temperatura mayor que una sección gruesa B . La deflexión resultante de la punta de la viga Δx esta modelada por la ecuación I.26.

$$\Delta x = \frac{\alpha \Delta T L^2}{g_1 \left(0.7707 + 0.3812 \frac{t_A^2}{g_1^2} \right)} \quad (I.26)$$

Observado la ecuación I.26 notamos que la deflexión de la viga es independiente del espesor de la capa h de la sección C y de su módulo de Young E (propiedad mecánica del material de la viga). El incremento de temperatura ΔT , sin embargo, es inducido por una corriente I que pasa a través de la estructura, y está relacionada con su resistencia eléctrica R dada por la ecuación I.27.

$$P_{dis} = \frac{T-T_0}{\theta_{junct}} = I^2 R(T) \quad (1.27)$$

Donde P_{dis} es la potencia disipada, T en $[^{\circ}C]$ es la temperatura a la cual la estructura es calentada, T_0 es la temperatura ambiente y θ_{junct} $[^{\circ}C^{-1} - W^{-1}]$ es la resistencia térmica entre la estructura y la atmosfera ambiental. Para una viga de longitud L y de sección transversal como se muestra en la figura 1.9, la resistencia está dada por la ecuación 1.28.

$$R(T) = \rho_0 \frac{L}{t_A h} e^{(\alpha_R(T-T_0))} \cong \rho_0 \frac{L}{t_A h} (1 + \alpha_R(T - T_0)) \quad (1.28)$$

Donde ρ_0 $[\Omega/cm]$ es la resistividad de la viga, y α_R $[^{\circ}C^{-1}]$ es el coeficiente térmico de resistencia de la viga. De la ecuación 1.27 y la ecuación 1.28, el incremento de temperatura es obtenido como:

$$\Delta T = \frac{I^2 \rho_0 L \theta_{junct}}{h t_A - I^2 \rho_0 L \alpha_R \theta_{junct}} \quad (1.29)$$

Entonces la diferencia de temperaturas entre la sección A y la sección B (ver figura 1.9), se debe a la corriente I y está dada por la ecuación 1.30.

$$\Delta T_{A-B} = I^2 \rho_0 L \left[\frac{\theta_A}{h t_A - I^2 \rho_0 L \alpha_R \theta_A} - \frac{\theta_B}{h t_B - I^2 \rho_0 L \alpha_R \theta_B} \right] \quad (1.30)$$

Donde θ_A y θ_B son la resistencia térmica de la sección A y B respectivamente a temperatura ambiente. Estos parámetros modelan la radiación de calor de los conductores hacia la atmosfera y además, se suponen, son proporcionales al área de superficie del conductor. Por lo tanto son modelados por la ecuación 1.31 y la ecuación 1.32.

$$\theta_A = a 2L(h + t_A) \quad (1.31)$$

$$\theta_B = a 2L(h + t_B) \quad (1.32)$$

Donde a es la constante de proporcionalidad que relaciona la resistencia térmica con el área de superficie la cual debe ser determinada experimentalmente. La ecuación final para la diferencia de temperaturas entre secciones está dada por la ecuación 1.33.

$$\Delta T_{A-B} = I^2 \rho_0 L \left[\frac{a2L(h+t_A)}{ht_A - I^2 \rho_0 L \alpha_R a2L(h+t_A)} - \frac{a2L(h+t_B)}{ht_B - I^2 \rho_0 L \alpha_R a2L(h+t_B)} \right] \quad (1.33)$$

La deflexión Δx se puede calcular mediante la ecuación 1.34.

$$\Delta x = \frac{\alpha \Delta T_{A-B} L^2}{g_1 \left(0.7707 + 0.3812 \frac{t_A^2}{g_1^2} \right)} \quad (1.34)$$

Además de la deflexión inducida por calentamiento térmico, existe una fuerza de repulsión entre los lados de flexión que se desarrolla debido al hecho de que la corriente circula en direcciones opuestas. Esta fuerza impide que los dos lados entren en contacto, y además ayuda a aumentar la cantidad de desviación en la punta de la viga. Esta desviación adicional está dada por la ecuación 1.35.

$$\Delta x = \frac{pL^4}{27EI} \quad (1.35)$$

Donde p en $[N/m^2]$ es la presión sobre longitud entre cada lado del dispositivo e $I = \frac{t_A h^3}{12}$ es el momento de inercia de la viga.

1.5.4 Mecanismo de actuación magnetostático

El mecanismo de actuación magnetostático se basa en aprovechar un campo magnético para generar una fuerza. Este campo magnético se genera mediante una corriente o un imán. En el primer caso, una corriente I se utiliza para inducir un flujo magnético a través de un circuito magnético. El circuito magnético tiene un espacio de aire entre la viga y el contacto como se muestra en la figura 1.10 (a). La fuerza a través de ese espacio está dada por la ecuación 1.36.

$$F_M = \frac{\mu_0}{2} A \frac{(nI)^2}{d^2} \quad (1.36)$$

Donde n es el número de vueltas de la bobina. A es el área de contacto de material ferromagnético y $d = d_c + d_0$ es la distancia de separación entre la viga y el contacto, d_c representa el espacio de aire y d_0 representa la resistencia magnética del circuito magnético.

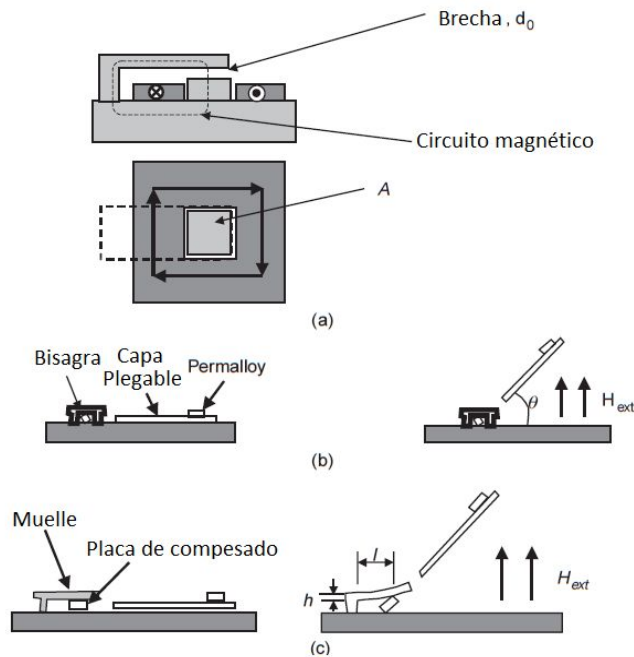


Figura 1.10 Mecanismo de actuación magnético. (a) Una corriente induce una fuerza a través de la brecha, (b) y (c) interacción entre el campo magnético externo y el material magnetizado.

En un segundo caso, como se muestra en la *figura 1.10 (b)*, un campo magnético externo H_{ext} interactúa con un material permanentemente magnetizado M para crear un par de torsión que efectúa una deflexión en la viga dado por la *ecuación 1.37*.

$$T_m = Mw_m t_m l_m H_{ext} \cos \theta \quad (1.37)$$

Donde l_m , w_m y t_m son longitud, ancho y espesor del material magnetizado.

1.6 Configuración de los interruptores RF MEMS

Hay dos partes que podemos distinguir en un interruptor RF MEMS: La parte mecánica (o de actuación) y la parte eléctrica. Las fuerzas requeridas para el movimiento mecánico pueden ser obtenidas mediante cuatro tipos de mecanismos de actuación: Electrostático, magnetostático, piezoeléctrico o térmico. Por otra parte los interruptores RF MEMS pueden moverse de manera lateral o vertical, dependiendo de su diseño.

Por la parte de conexión eléctrica un interruptor RF MEMS puede ser conectado en serie o en paralelo. También un interruptor RF MEMS puede clasificarse por el tipo de contacto que forma al cerrarse, este puede ser un contacto de tipo metal-metal o un contacto de tipo capacitivo. Todo esto quiere decir que podríamos construir 32 diferentes tipos de interruptores RF MEMS utilizando los distintos mecanismos de actuación, tipos de contacto, movimiento y conexión eléctrica.

En la tabla 1.3 observamos que los interruptores MEMS poseen cuatro características importantes (Mecanismo de actuación, movimiento, tipo de contacto y tipo de conexión) que debemos considerar para definir el diseño de un interruptor MEMS. En la tabla 1.3 se muestran valores de parámetros importantes en relación con las características antes mencionadas, las ventajas y desventajas nos ayudan a seleccionar la configuración adecuada a nuestras necesidades y limitaciones.

Tabla 1.3
Configuraciones de los interruptores MEMS

Mecanismo de actuación						
	Voltaje [V]	Corriente [mA]	Potencia [mW]	Tamaño	Tiempo de conmutación [μ s]	Fuerza de contacto [μ N]
Electrostático	20 – 80 ^a	0	0	Pequeño	1 – 200	50 – 1000
Térmico	3 – 5	5 – 100	0 – 200 ^b	Grande ^c	300 – 10,000	500 – 4000
Magnetostático	3 – 5	20 – 150	0 – 100 ^b	Mediano	300 – 1,000	50 – 200
Piezoeléctrico	3 – 20	0	0	Mediano	50 – 500	50 – 200

Movimiento	
Vertical	Por lo general el tamaño del dispositivo es pequeño
Lateral	Por lo general el tamaño del dispositivo es grande

Tipo de contacto	
Metal – Metal	DC – 60 [GHz]
Capacitivo ^d	6 – 120 [GHz]

Tipo de conexión	
Serie	DC – 50 [GHz] con tipo de contacto metal – metal y capacitancia baja en estado alto. 10 – 50 [GHz] con tipo de contacto capacitivo ^d y capacitancia baja en estado alto
Derivación	DC – 60 [GHz] con tipo de contacto metal – metal e inductancia baja a tierra. 10 – 200 [GHz] con tipo de contacto ^d e inductancia baja a tierra.

I. 7 Conclusiones

Los dispositivos RF MEMS tienen un gran potencial para reemplazar muchos componentes de los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricas. Específicamente en el caso de los desplazadores de fase, los interruptores RF MEMS muestran claras ventajas sobre los dispositivos de estado sólido, pero aún no poseen la madurez suficiente para ser utilizados de forma comercial. Los diseños con interruptores RF MEMS se encuentran bajo investigación y solo se contemplan para aplicaciones muy específicas.

El mecanismo de actuación electrostático es el mecanismo más utilizado para accionar interruptores RF MEMS debido a las ventajas que tiene con respecto a otros mecanismos de actuación.

- Se puede considerar que su consumo de potencia es cero
- Tiene un aislamiento alto en un intervalo de frecuencias de 8 a 120 [GHz]
- Tiene pérdidas de inserción bajas en un intervalo de frecuencias de 8 a 120 [GHz]
- Se pueden alcanzar fuerzas de contacto de 50 a 200 [μN]
- Se pueden lograr voltajes de actuación bajos de hasta 3 [V]
- Su polarización no requiere líneas de polarización de bajas pérdidas

II. Estado del arte de los interruptores RF MEMS

II. 1 Interruptores RF MEMS desarrollados en circuito impreso flexible

Los interruptores RF MEMS desarrollados en la tecnología de circuito impreso flexible son aquellos que utilizan sustratos no rígidos, un ejemplo típico es el sustrato RT/duroid® 5880. Este tipo de sustratos además son amigables con los dispositivos y sistemas de microondas por sus buenas características eléctricas (ϵ_r , $\tan \delta$) y por lo general tienen muy bajos costos de producción. Sin embargo, una desventaja de la tecnología de circuito impreso flexible es que estos sustratos no soportan altas temperaturas (mayores a 300°C) [10], y no sería posible el depósito de materiales que requieran procesos a altas temperaturas.

Un interruptor fabricado en circuito impreso flexible se consultó en la referencia [11]. El diseño de este interruptor consiste en una estructura de viga voladiza, figura II.1, con un contacto metal-metal en serie con la línea de transmisión. La viga voladiza consta de dos partes metálicas aisladas eléctricamente pero unidas mecánicamente por un puente de polímero, suspendidas sobre un sustrato de material Rogers EXP4350B. La primera parte metálica forma una placa de electrodo de actuación, mientras que la otra parte es un contacto metal-metal.

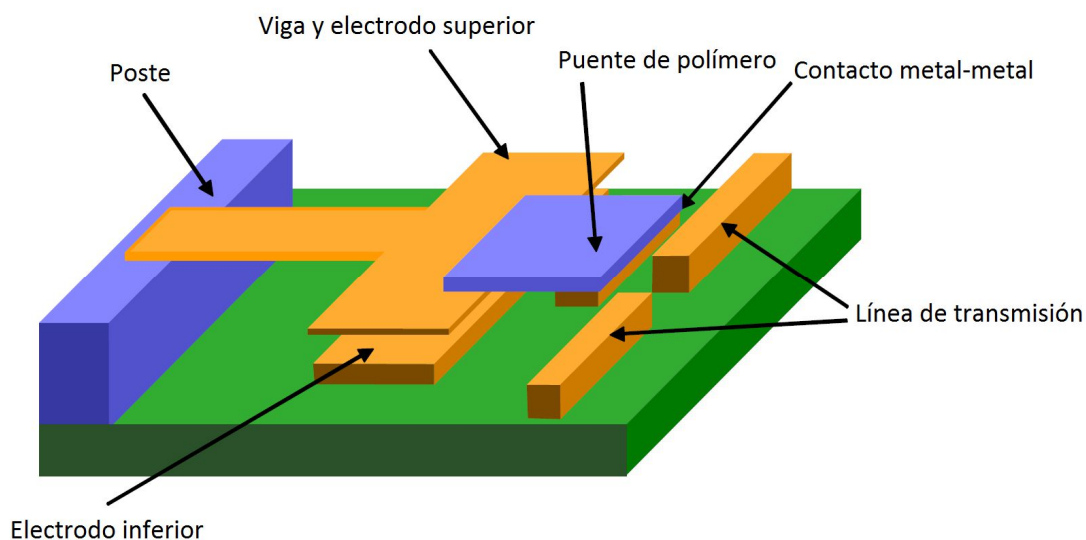


Figura II.1 Diseño del interruptor RF MEMS de la referencia [11].

Una ventaja de este diseño es que la parte de actuación del interruptor, que funciona con corriente en DC, está completamente aislada del contacto con la línea de transmisión en RF, mediante el puente de polímero, lo cual resulta en menores pérdidas de inserción. En la figura II.2 se muestran fotografías del interruptor RF MEMS fabricado.

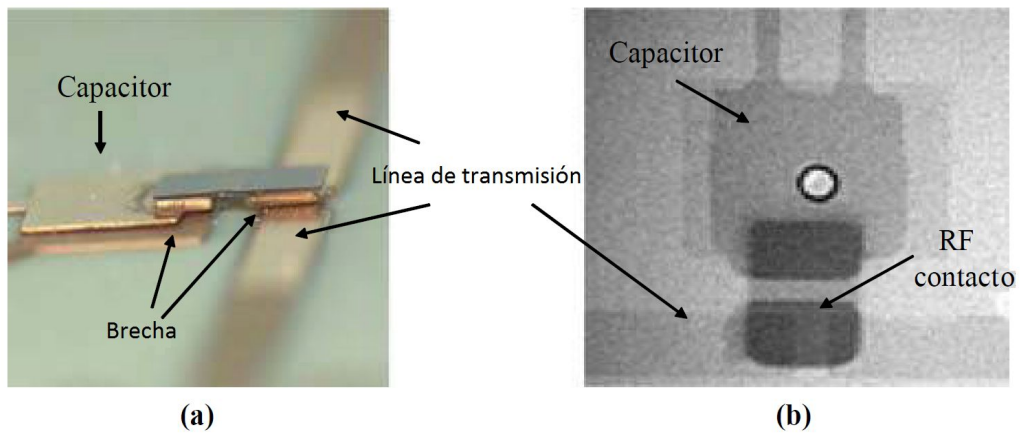


Figura II.2 (a) Micrografía óptica del interruptor fabricado PCB-MEMS de RF (b) Imagen de la radiografía en vista desde arriba del interruptor PCB-MEMS de RF.

En la tabla II.1 se muestran algunos parámetros importantes medidos del interruptor presentado por la referencia [11]. El interruptor tiene un buen aislamiento y bajas pérdidas de inserción pero tiene un voltaje de actuación alto y tiempos de conmutación menores a cien microsegundos.

Tabla II.1

Rendimiento del interruptor unipolar RF PCB-MEMS de [11]

Aislamiento	> -35 dB (2 GHz)
Pérdidas de inserción	0.3 dB (10 GHz)
Tiempos de conmutación	< 100 μ s ON, 50 μ s OFF
Voltaje de actuación	> 30 VDC
Potencia soportada	Hasta 5 W
Frecuencia de operación	Hasta 10 GHz

En la figura II.3 se muestran con mayor detalle el aislamiento y las pérdidas de inserción del interruptor en un intervalo de frecuencia de 0 a 10 [GHz].

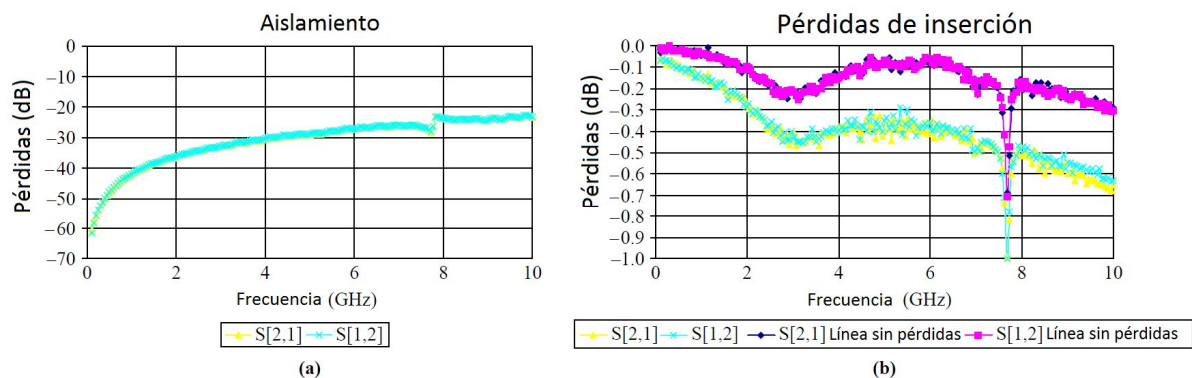


Figura II.3 Aislamiento y pérdidas de inserción de [11].

Una desventaja de este diseño es que el intervalo de operación está limitado hasta 10 [GHz] debido a que el aislamiento disminuye y las pérdidas de inserción aumentan, lo cual, afecta el rendimiento del interruptor.

II. 2 Interruptores capacitivos

Los interruptores RF MEMS capacitivos son aquellos que no realizan un contacto directo metal-metal con la línea de transmisión y entre ellos hay una capa de material dieléctrico formando un contacto capacitivo. Un parámetro importante de los interruptores capacitivos es su relación de capacitancias [12] dado por $R = \frac{C_d}{C_u}$, donde C_d es la capacitancia del interruptor en estado bajo y C_u es su capacitancia en estado alto. En la figura II.4 se muestran los dos estados del interruptor con su respectivo modelo eléctrico simplificado.

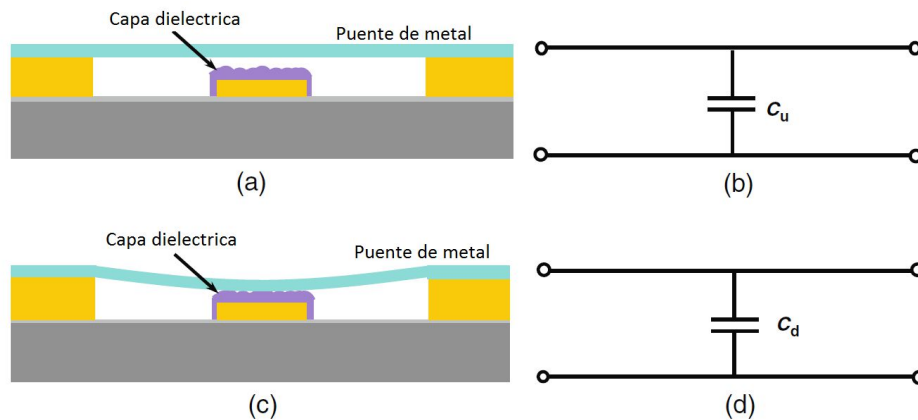


Figura II.4 Esquema de un interruptor capacitivo y su circuito equivalente simplificado: (a) Esquema en estado alto (b) Circuito equivalente en estado alto, (c) Esquema en estado bajo y (d) Circuito equivalente en estado bajo.

Un ejemplo de este tipo de interruptor es el consultado en la referencia [13], el cual, consiste en dos vigas voladizas ancladas a los planos de tierra de una línea coplanar, estas vigas se unieron mediante un puente ubicado por encima del conductor central de la línea de transmisión como se muestra en la figura II.5. En estado alto (cuando no hay voltaje de actuación), el puente se mantiene por encima del conductor central y la línea de transmisión conduce una señal de RF de un lado a otro, mientras que en estado bajo (con voltaje de actuación aplicado) el puente colapsa sobre el conductor central de la línea de transmisión y la señal de RF es interrumpida y la mayor parte de la señal es reflejada por los planos de tierra.

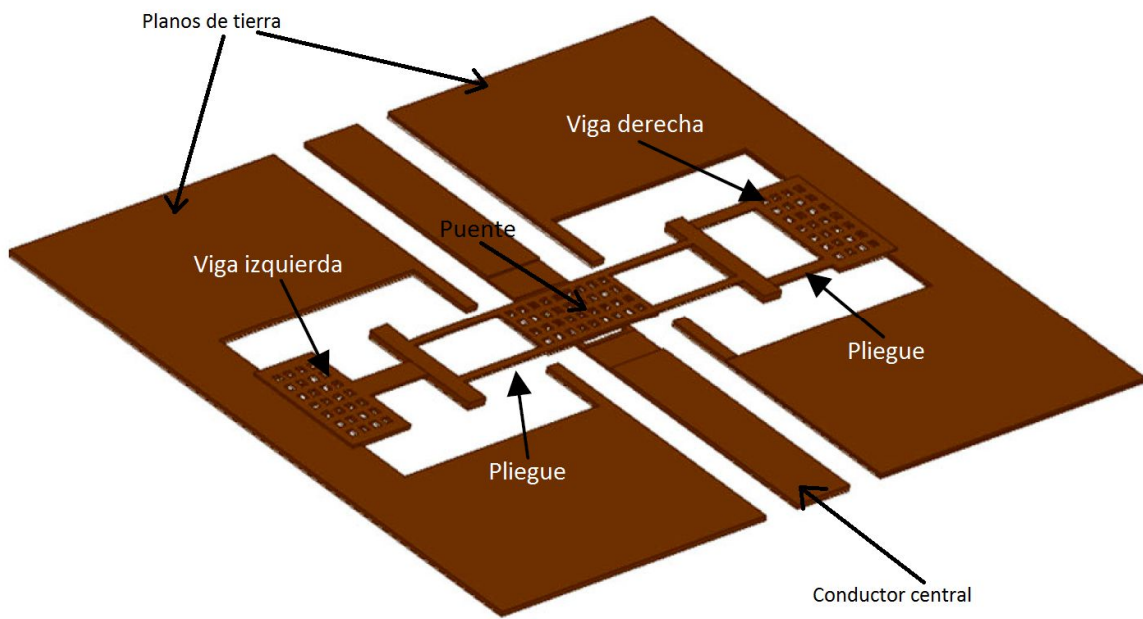


Figura II.5 Diseño de interruptor RF MEMS capacitivo conectado en paralelo de la referencia [13].

La particularidad de este diseño es el uso de dos vigas con mecanismos de actuación independientes. Cuando el interruptor está en estado alto (sin voltaje de actuación aplicado) la señal de RF puede transitar de un lado a otro como se muestra en la figura II.6 (a). Para obstruir el paso de la señal de RF se acciona el puente hacia abajo mediante tres opciones: aplicar voltaje de actuación al electrodo derecho, izquierdo o ambos como se muestra en la figura II.6 (b), (c) y (d). Las tres estructuras que se forman con las tres formas de actuar el interruptor proporcionan tres frecuencias de resonancia en el estado bajo o de no conducción del interruptor.

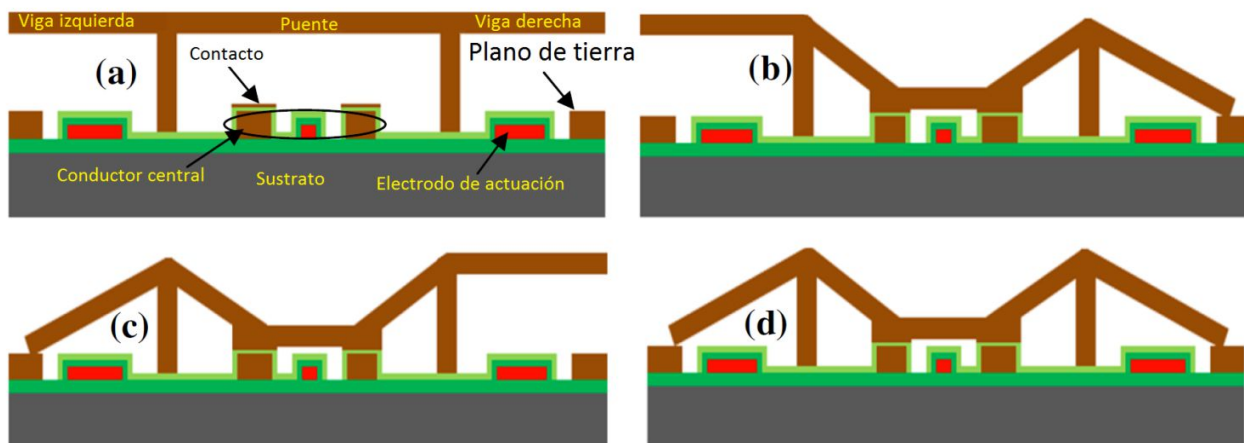


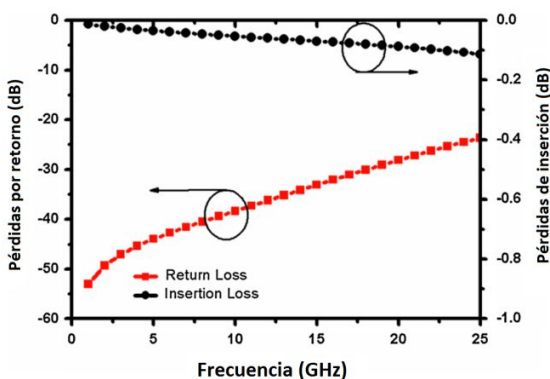
Figura II.6 Vista en sección transversal del interruptor en sus cuatro estados de trabajo.

En cuanto a los parámetros más importantes de este diseño en la tabla II.2 se proporcionan algunos parámetros importantes de este interruptor. Podemos observar que en cuanto aislamiento este diseño posee tres valores que corresponden a los tres estados del interruptor que se muestran en la figura II.6 (b), (c) y (d). Y además el interruptor puede ser actuado por una sola viga aplicando un voltaje de 7.5 [V] o bien actuando ambas vigas aplicando un voltaje de 12.5 [V] a los electrodos.

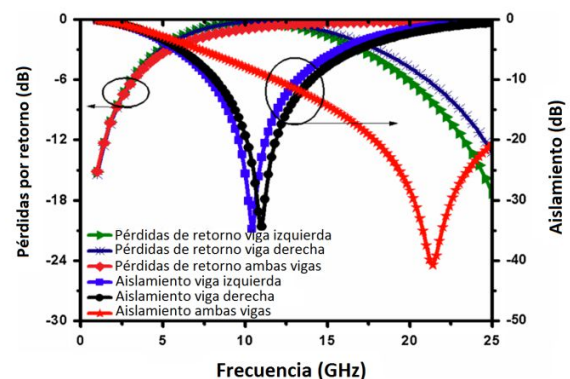
Tabla II.2
Rendimiento del interruptor capacitivo de la referencia [13]

Aislamiento máximo	-34.71 dB (10.4 GHz), -34.33 (11 GHz), -40.7 dB (21.4 GHz)
Pérdidas de inserción	< 0.11 dB
Tiempo de conmutación	34.4 μ s (ambas vigas), 57 μ s (una sola viga)
Voltaje de actuación	12.5 VDC (ambas vigas), 7.5 (una sola viga)
Relación de capacitancias	85
Frecuencia de operación	Banda X y Banda K

En la figura II.7 podemos ver dos graficas de los parámetros de aislamiento, pérdidas de retorno y pérdidas de inserción para un intervalo de 0 a 25 [GHz]. En la grafica de aislamiento y pérdidas de retorno se muestran tres curvas que corresponden a la viga derecha, izquierda o ambas en estado bajo o colapsado. Estos resultados muestran un buen rendimiento en comparación con los interruptores de estado sólido.



Respuesta del interruptor en estado de conducción



Respuesta del interruptor en estado de no conducción

Figura II.7 Pérdidas de inserción y aislamiento de [13]

II. 3 Interruptores serie y paralelo

Cuando tenemos el caso de dos segmentos de líneas de transmisión interrumpidas por una discontinuidad, se utilizan interruptores RF MEMS serie para conectar ambas líneas de transmisión mediante la aplicación de un voltaje de actuación entre los electrodos del interruptor. En la figura II.8 (a) y (b) podemos ver ejemplos de este tipo de interruptor. En la figura II.8 (b) también tenemos un interruptor RF serie, pero conectado en línea con la línea de

transmisión, es decir, el interruptor forma parte de la línea de transmisión, el cual, podría ser un segmento del conductor central de una línea microcinta o coplanar.

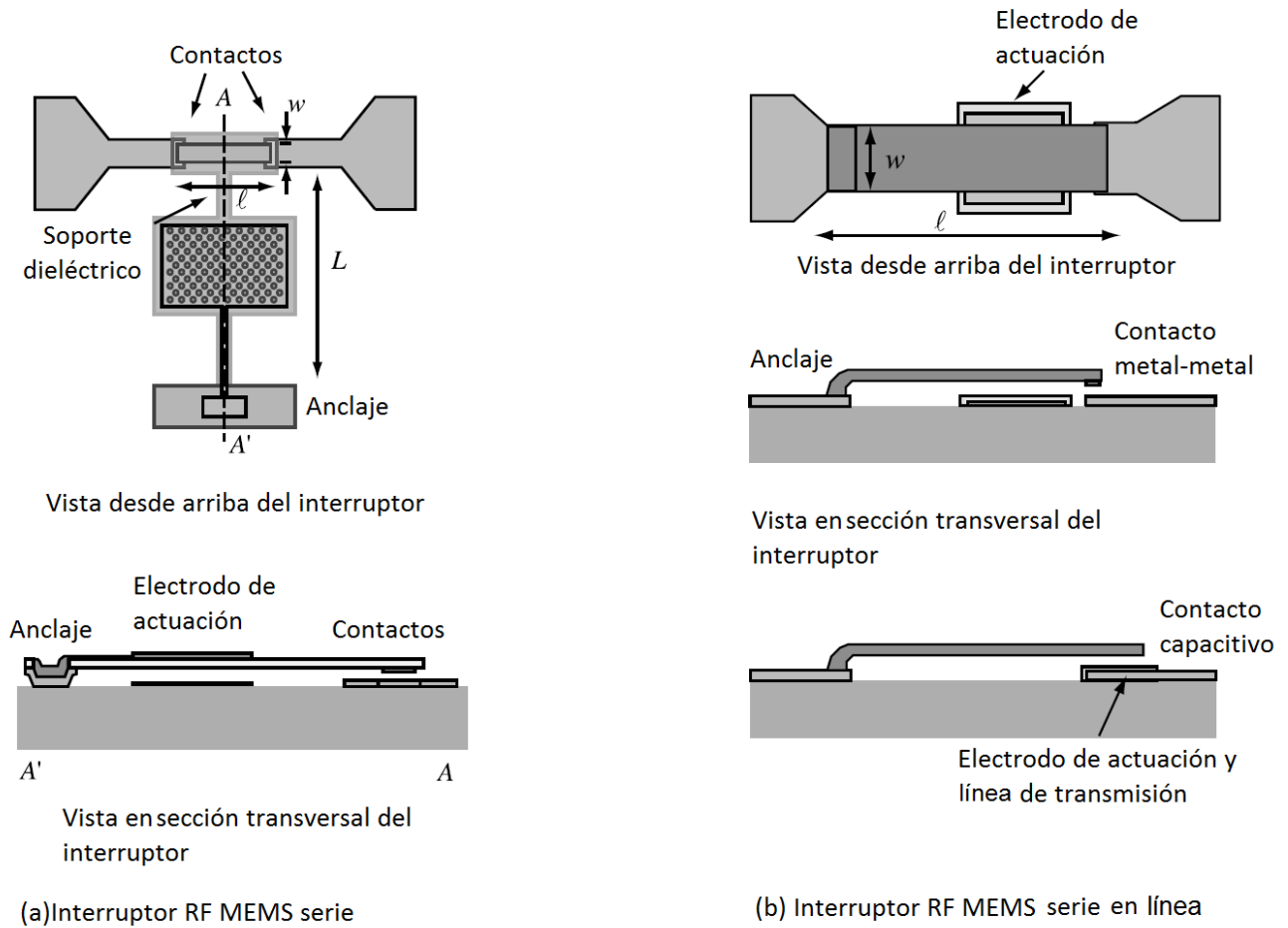
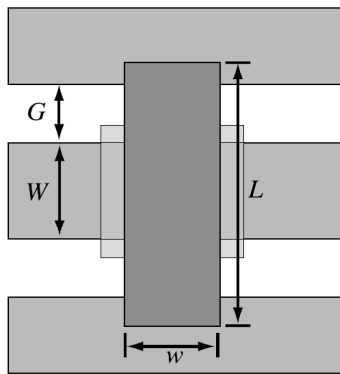
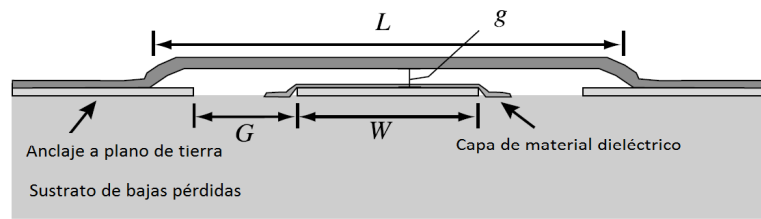


Figura II.8 Tipos de interruptores en conexión serie.

En el caso de un interruptor conectado en paralelo la línea de transmisión no está interrumpida por una discontinuidad y la señal de RF puede transitar libremente a través de la línea de transmisión. Para interrumpir el paso de la señal de RF conectamos el interruptor RF MEMS en paralelo con la línea de transmisión y tierra. Aplicando el voltaje de actuación necesario entre los electrodos, el interruptor cortocircuita la línea de transmisión y refleja la señal de RF. En la figura II.9 podemos ver un ejemplo de este tipo de interruptor conectado en una línea de transmisión coplanar.



Vista desde arriba de un interruptor paralelo



Vista en sección transversal de un interruptor paralelo

Figura II.9 Interruptor RF MEMS conectado en paralelo.

En la referencia [14] se consultó el diseño de un interruptor RF MEMS serie en viga voladiza, en la figura II.10 se muestra una descripción de las partes del interruptor.

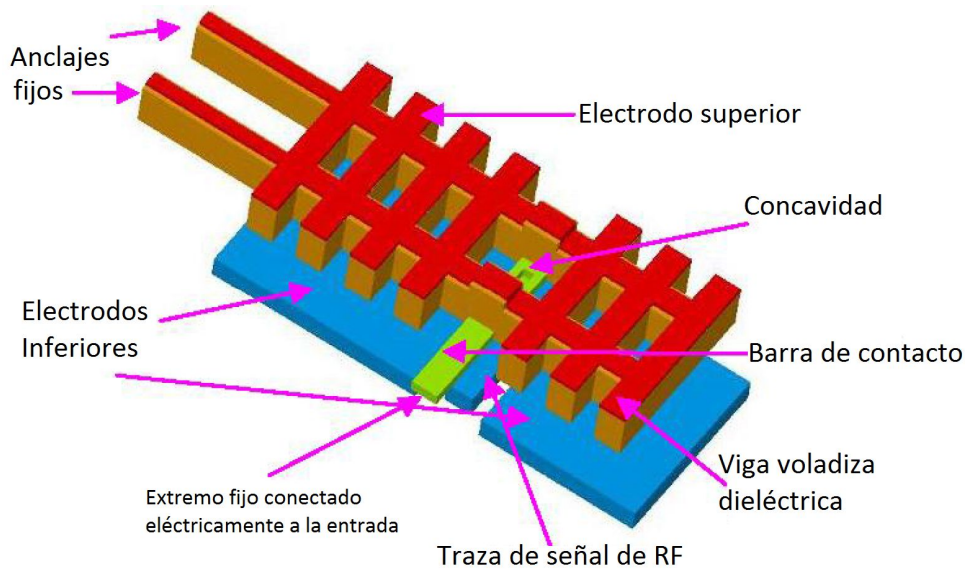


Figura II.10 Diseño de interruptor RF MEMS serie de la referencia [14]

El interruptor consiste en una viga voladiza de material dieléctrico cubierta por una capa de metal en la parte superior que forma uno de los electrodos de actuación. Debajo de la viga dieléctrica en la parte media (ver figura II.10) se encuentra una barra de metal que funciona como un contacto metal-metal que permite el paso de la señal de RF, una característica de esta barra es que uno de sus extremos está conectado eléctricamente a la línea de transmisión de donde procede la señal de RF (aunque el artículo menciona que también puede ser conectado al puerto de salida del interruptor). Otra característica de este diseño es el uso de dos electrodos de actuación inferiores que tienen como objetivo obtener menores pérdidas de inserción y evitar que la viga voladiza se deforme como se muestra en la figura II.11.

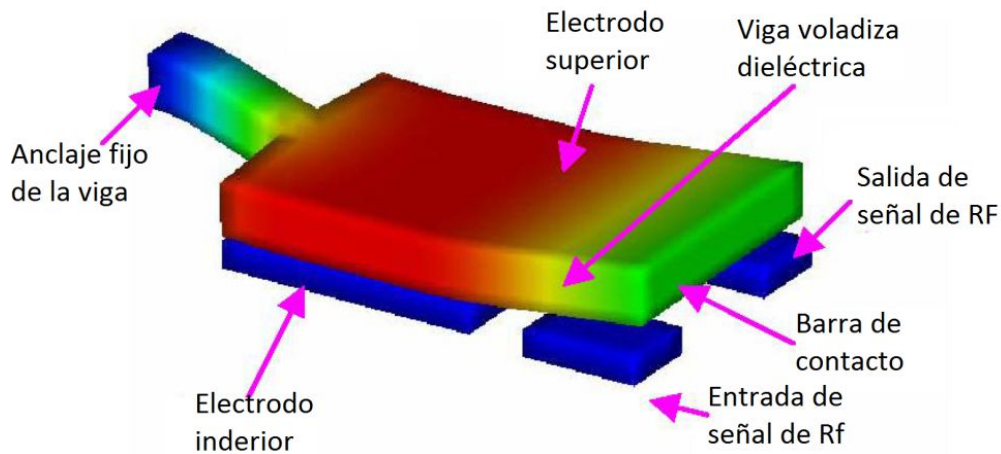


Figura II.11 Deformación de una viga voladiza debido a un exceso de voltaje de actuación.

La deformación que sufre la viga (ver figura II.11), se debe a un exceso de suministro de voltaje entre los electrodos, como consecuencia la viga se dobla hacia arriba y la barra de contacto se aleja de la línea de transmisión impidiendo el cierre del interruptor, para evitar este problema en [14] se propone el uso de dos electrodos inferiores.

En la tabla II.3 podemos ver las figuras de merito del interruptor de la referencia [14]. El voltaje de actuación es grande, pero tiene un buen aislamiento y bajas pérdidas de inserción. El tiempo necesario para que el interruptor cierre disminuye a medida que aumentamos el voltaje de actuación.

Tabla II.3
Parámetros del Interruptor RF MEMS serie de [14]

Voltaje de actuación [V]	30 - 45
Tiempo de conmutación al cierre [μ s]	15 @ 50V, 12.5 @ 55V y 10.75 @ 60V
Aislamiento [dB]	-25 @ 40 GHz
Pérdidas de inserción [dB]	0.3 @ 40 GHz
Pérdidas de retorno [dB]	17 @ 40 GHz

En la figura II.12 se muestra las gráficas de las mediciones de los parámetros de aislamiento y pérdidas de inserción en un intervalo de 0 a 100 [GHz]. Y además en la figura II.13 se muestra una fotografía del interruptor fabricado.

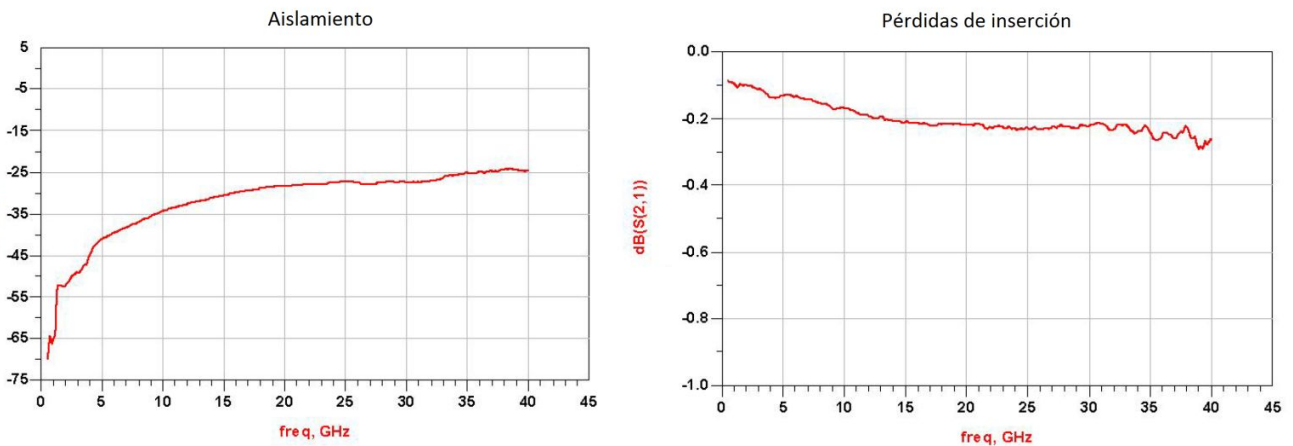


Figura II.12 Parámetros electrodinámicos medidos del interruptor de [14]

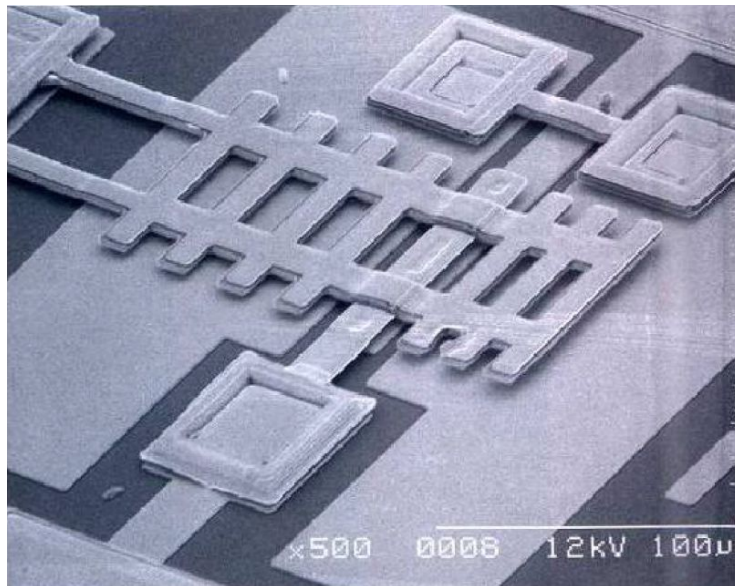


Figura II.13 Interruptor RF MEMS serie fabricado.

II. 4 Interruptores de bajo voltaje de actuación

Una característica deseable en un interruptor RF MEMS es un bajo voltaje de actuación. Este parámetro depende en gran medida de: las propiedades mecánicas y eléctricas de los materiales empleados, la geometría del interruptor y la ubicación de los electrodos. En algunos casos los diseños de interruptores RF MEMS logran voltajes de actuación bajos, pero descuidan los parámetros electrodinámicos (aislamiento y pérdidas de inserción).

En la referencia [15] se propone el diseño de un interruptor RF MEMS de bajo voltaje ($V_{jale} = 10 [V]$) y alto aislamiento ($-39.6 \text{ dB @ } 6 \text{ GHz}$). En la figura II.14 se muestra el diseño

del interruptor en vista en perspectiva y en sección transversal. El diseño consiste en una primera parte móvil exterior (marco), una segunda parte móvil interior (placa), muelles de tipo vigas plegadas que sujetan a las partes móviles y dos electrodos de actuación colocados en los costados de la guía de onda coplanar. Los materiales utilizados en las partes móviles y electrodos fueron oro y dióxido de silicio, montados sobre un sustrato de cuarzo.

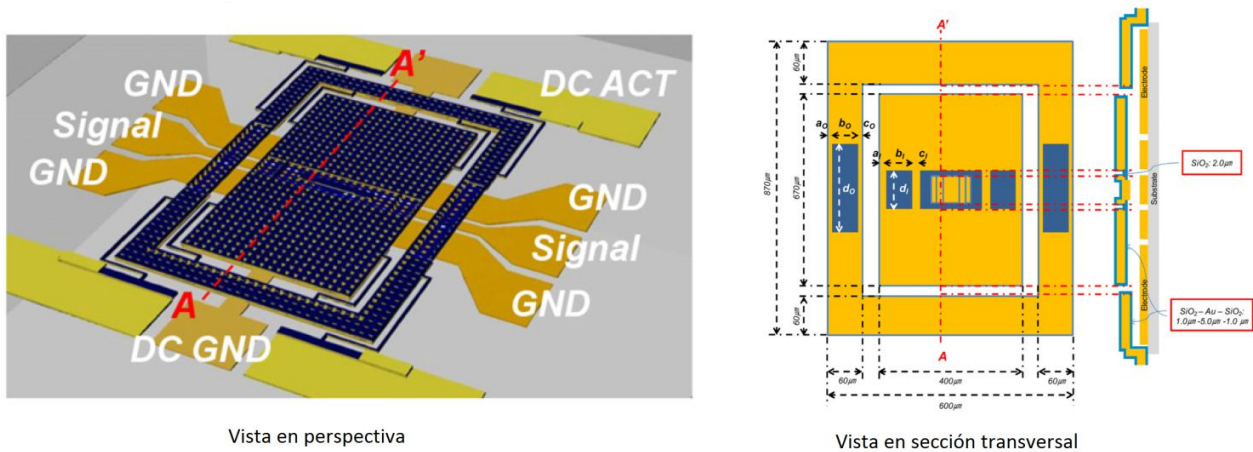


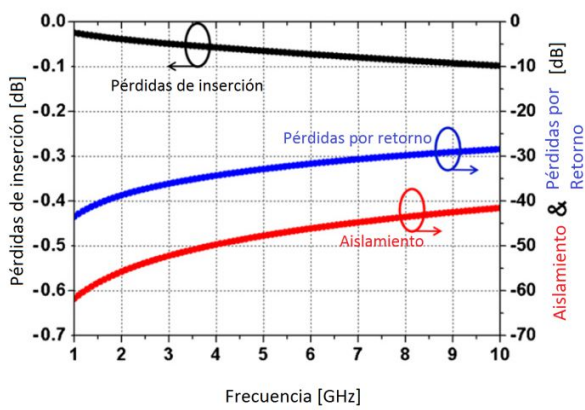
Figura II.14 Diseño del interruptor RF MEMS de [15].

En cuanto al desempeño del dispositivo en la tabla II.4 se resumen las características más importantes del interruptor diseñado en [15].

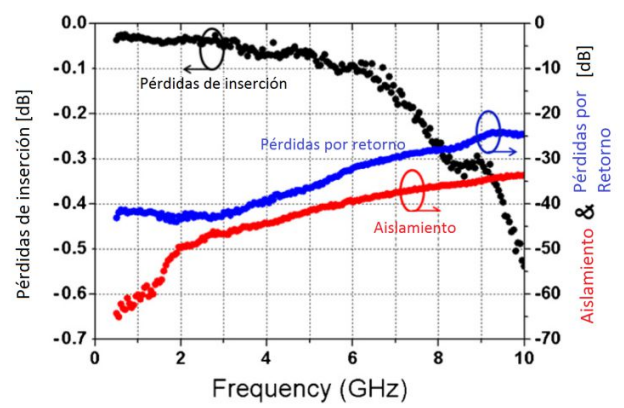
Tabla II.4
Parámetros del interruptor RF MEMS de la referencia [15]

Voltaje de jale	10 [V]
Voltaje de actuación	20 [V]
Aislamiento @ 2 / 6 GHz	-49.7 / -39.6 [dB]
Pérdidas de inserción @ 2 / 6 GHz	0.035 / 0.093 [dB]
Pérdidas de retorno @ 2 / 6 GHz	43.3 / 32.1 [dB]

En la figura II.15 se muestra las graficas de simulaciones y mediciones de los parámetros de aislamiento, pérdidas de retorno y pérdidas de inserción en un intervalo de 0 a 10 [GHz]. Y además en la figura II.16 se muestran microfotografías del interruptor fabricado de [15].

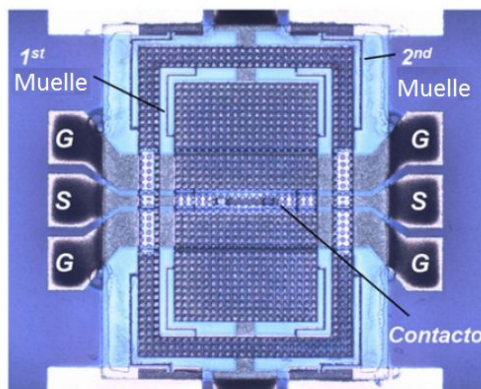


(a) Rendimiento en RF simulado

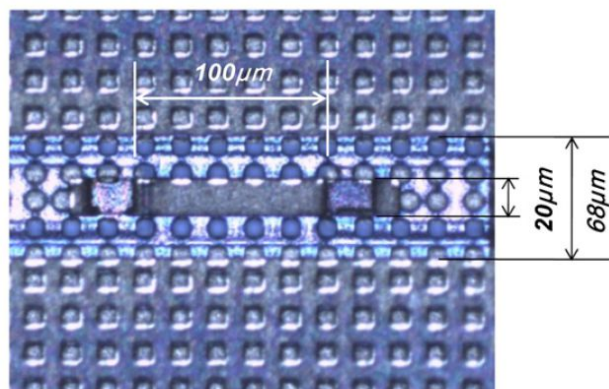


(b) Rendimiento en RF medido

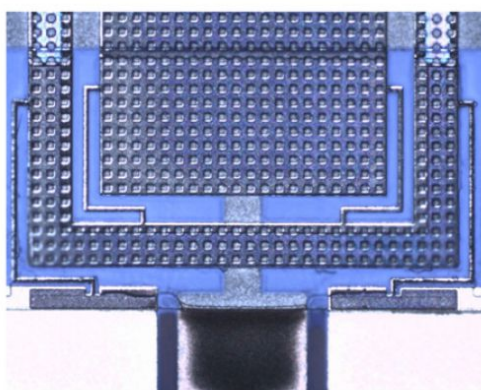
Figura II.15 Rendimiento electrodinámico simulado y medido de [15].



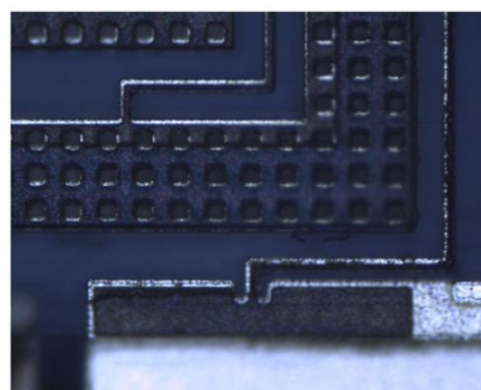
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura II.16 Microfotografías del dispositivo fabricado. (a) Interruptor RF MEMS, (b) Contacto, (c) Muelles y (d) Anclaje.

II. 5 Conclusiones

En la tabla II.5 se resume y comparan los parámetros más importantes de los cuatro interruptores RF MEMS consultados. El que tiene mejor desempeño es el interruptor paralelo capacitivo [13], sin embargo, los resultados obtenidos son simulados. En cuanto a los interruptores fabricados. El menor voltaje de actuación (20 V) corresponde al interruptor serie de [15], el menor tiempo de actuación (15 μ s) corresponde al interruptor serie de [14], no obstante, fue necesario incrementar el voltaje de actuación de 30 a 50 V para alcanzar el tiempo de conmutación de 15 μ s. En cuanto aislamiento y pérdidas de inserción el interruptor serie de [14] obtuvo el mayor aislamiento (-35 dB a 10 GHz) y las menores pérdidas de inserción (0.18 dB a 10 GHz). Por lo tanto, el interruptor serie de [14] posee el mejor rendimiento, aunque el voltaje de actuación es alto (30 V).

Tabla II.5

Tabla comparativa de los parámetros más importantes del estado del arte de interruptores RF MEMS

Tipo de interruptor	PCB [11]	Capacitivo Paralelo [13]	Serie [14]	Bajo voltaje [15]
Aislamiento	-22 [dB] @ 10 [GHz]	-35[dB] @ 10[GHz]	-35 [dB] @10 [GHz]	-34 [dB] @ 10 [GHz]
Pérdidas de inserción	0.65 [dB] @ 10 [GHz]	0.05 [dB] @ 10 [GHz]	0.18 [dB] @ 10 [GHz]	0.5 [dB] @ 10 [GHz]
Voltaje de actuación	30 [V]	7.5 [V]	30 [V]	20 [V]
Tiempo de conmutación	100 [μ s]	57 [μ s]	15 [μ s] @ 50V	---

III. Análisis electromecánico del interruptor RF MEMS

En este capítulo se analiza toda la parte electromecánica del interruptor RF MEMS, primero se desarrollan los puntos teóricos necesarios para obtener expresiones de la constante de resorte k y el voltaje de jale V_{jale} , estas expresiones son de mucha utilidad para el diseño del interruptor RF MEMS. Posteriormente se presenta el diseño del interruptor RF MEMS propuesto y los resultados de las simulaciones electromecánicas realizadas en CoventorWare.

Las especificaciones planteadas para el diseño del interruptor son: Voltaje actuación bajo, diseño basado en el proceso de fabricación de tecnología flexible del grupo de RF y Microondas del Centro UNAMems, y un factor de calidad de conmutación mayor a 5000 en la banda de súper alta frecuencia.

III. 1 Análisis mecánico

III.1.1 Constante de resorte K de una viga fija-fija

Para entender la parte mecánica de un interruptor RF MEMS es de mucha utilidad derivar la constante de resorte de una viga anclada en sus dos extremos (fija-fija). Además si el movimiento de la viga está limitado a pequeñas deflexiones del orden de micras, como en el caso de los dispositivos RF MEMS, el comportamiento mecánico puede ser modelado mediante una constante de resorte lineal k , medida en $[N/m]$. La deflexión Δg , medida en $[m]$, de una viga, provocada por una fuerza externa F , medida en $[N]$, nos sirve para obtener la constante de resorte mediante la ecuación III.1.

$$F = k\Delta g \quad (III.1)$$

La constante de resorte de una viga anclada en sus dos extremos ó fija-fija se compone de dos partes. Una componente k' , se debe a la rigidez de la viga y depende tanto de las propiedades de los materiales empleados en su fabricación (modulo de Young $E [N/m^2]$) como del momento de inercia de la estructura $I [m^4]$. La otra componente k'' , se debe a la tensión residual biaxial $\sigma [N/m^2]$ y depende del proceso de fabricación [16].

La expresión para la constante de resorte de una viga fija-fija que es sometida a una carga vertical P , es obtenida midiendo la deflexión de la viga y la fuerza de la carga vertical ejercida sobre la viga. En la figura III.1 se muestra un esquema de las fuerzas y momentos de inercia que experimenta la viga al aplicarle una carga vertical P .

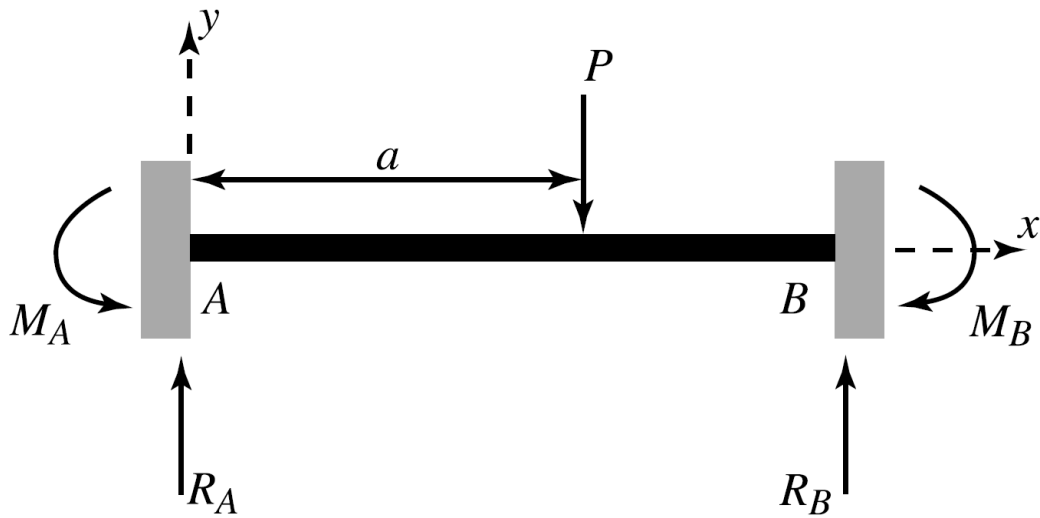


Figura III.1 Viga fija-fija con una carga concentrada vertical P .

Donde:

A : Es el anclaje del lado izquierdo

B : Es el anclaje del lado derecho

M_A : Es el momento de reacción de giro en el anclaje A en [N-m]

M_B : Es el momento de reacción de giro en el anclaje B en [N-m]

R_A : Es la fuerza de reacción vertical del anclaje A en [N]

R_B : Es la fuerza de reacción vertical del anclaje B en [N]

P : Es la carga vertical concentrada en [N]

a : Es la distancia entre el anclaje A y la carga P en [m]

Mediante un análisis de mecánica de sólidos se obtienen las siguientes ecuaciones que describen el comportamiento de la viga.

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

Donde:

E : Modulo de Young en [N/m²]

I : Momento de inercia en [m⁴] y esta dado por la ecuación III.3.

$$I = \frac{wt^3}{12} \quad (\text{III.3})$$

Donde:

w : Es el ancho de la viga en [m]

t : Es el espesor de la viga en [m]

Resolviendo la ecuación III.2 obtenemos la ecuación III.4.

$$y = \frac{M_A}{2EI} x^2 + \frac{R_A}{6EI} x^3 \quad \text{para } x \leq a \quad (\text{III.4})$$

Donde:

$$M_A = -\frac{Pa}{l^2} (l-a)^2 \quad (\text{III.5})$$

$$R_A = \frac{P}{l^3} (l-a)^2 (l+2a) \quad (\text{III.6})$$

l : Es la longitud de la viga en [m]

Ahora si aplicamos una carga distribuida a lo largo de la viga, la viga experimentará una deflexión máxima en el centro de su longitud debido a que el centro de la viga es el punto con menor restricción en movimiento. Entonces sustituyendo $x = l/2$ en la ecuación III.4 tenemos:

$$y = \frac{M_A \left(\frac{l}{2}\right)^2}{2EI} + \frac{R_A \left(\frac{l}{2}\right)^3}{6EI} \quad (\text{III.7})$$

Sustituyendo la ecuación III.5 y la ecuación III.6 en la ecuación anterior nos queda:

$$y = \frac{-\frac{Pa}{l^2} (l-a)^2 \left(\frac{l}{2}\right)^2}{2EI} + \frac{\frac{P}{l^3} (l-a)^2 (l+2a) \left(\frac{l}{2}\right)^3}{6EI} \quad (\text{III.8})$$

Simplificando obtenemos:

$$y = \frac{P(l^3 - 6l^2a + 9la^2 - 4a^3)}{48EI} \quad (\text{III.9})$$

Como ahora la carga aplicada P la consideramos una carga distribuida debemos de integrar la ecuación III.9 a lo largo de la longitud de la viga. Rescribiendo la ecuación tenemos:

$$y = 2 \int_{l/2}^l \frac{\xi(l^3 - 6l^2a + 9la^2 - 4a^3)}{48EI} da \quad (\text{III.10})$$

Donde:

ξ : Es la carga por unidad de longitud. La carga total es $P = \xi l$

Resolviendo la integral obtenemos la ecuación III.11.

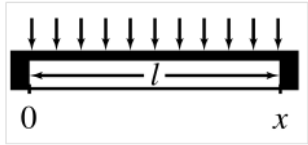
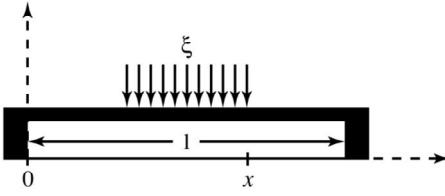
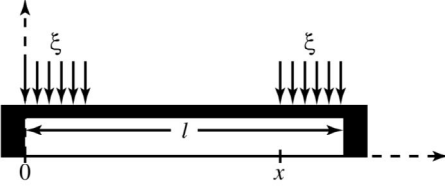
$$y = -\frac{\xi l^4}{32Ewt^3} \quad (\text{III.11})$$

Utilizando la definición de la constante de resorte k dada por la ecuación III.1 tenemos que la componente k' esta dada por la ecuación III.12.

$$k' = -\frac{P}{y} = -\frac{\xi l}{-\frac{\xi l^4}{32wt^3}} = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \quad (\text{III.12})$$

En este caso se obtuvo la componente k' para una carga distribuida a lo largo de la viga. Pero si la carga se distribuye de forma diferente, entonces k' también cambia como se muestra en la tabla III.1.

Tabla III.1
Constante de resorte k' para tres tipos de distribución de carga.

	<p>Para distribución de carga a lo largo de la viga k' es:</p> $k' = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3$
	<p>Para distribución de carga en el centro de la viga k' es:</p> $k' = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{8 \left(\frac{x}{l}\right)^3 - 20 \left(\frac{x}{l}\right)^2 + 14 \left(\frac{x}{l}\right) - 1}$
	<p>Para distribución de carga en los extremos de la viga k' es:</p> $k' = 4Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{\left(\frac{x}{l}\right) \left(1 - \frac{x}{l}\right)^2}$

En la tabla III.1 hay tres tipos de distribución de carga con sus respectivas fórmulas para calcular la componente k' de la constante de resorte. Como el punto central $x = \frac{l}{2}$ de la viga es el punto de mayor libertad para moverse al aplicar una carga uniforme, entonces si se concentra la carga en las cercanías del punto central obtendremos una deflexión mayor y como consecuencia una componente k' mucho menor.

La componente k'' debida a la tensión residual biaxial depende del proceso de fabricación y se deriva modelando a la viga como un alambre estirado. En la figura III.2 se muestra un esquema del modelo.

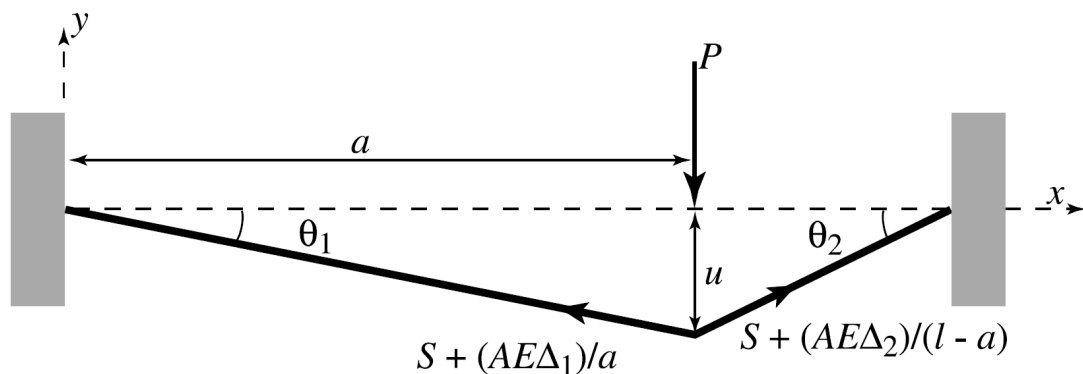


Figura III.2 Viga modelada como un alambre estirado con una carga vertical concentrada P .

Donde:

P : Carga vertical concentrada en $[N]$

a : Distancia del anclaje izquierdo a la carga vertical P en $[m]$

S : Fuerza de tensión (sin carga P aplicada) de la viga en $[N]$

A : Área de la viga en $[m^2]$

E : Modulo de Young en $[N/m^2]$

Δ_1, Δ_2 : Incrementos de longitud de la viga con la carga P aplicada en $[m]$

l : Longitud de la viga sin carga P aplicada en $[m]$

u : Deflexión de la viga en $[m]$

θ_1, θ_2 : Ángulos debidos al estiramiento de la viga en $[^\circ]$

u : Deflexión de la viga en $[m]$

La tensión residual biaxial σ resulta en una fuerza de tensión S y está definida por la ecuación III.13.

$$S = \sigma(1 - \nu)tw \quad (III.13)$$

Donde:

σ : Tensión residual biaxial en $[N/m^2]$

ν : Coeficiente de Poisson $[Adimencional]$

t : Espesor de la viga en $[m]$

w : Ancho de la viga en $[m]$

Cuando la viga no experimenta ninguna carga externa la fuerza de tensión S es igual a la que define la ecuación III.13, pero cuando se aplica a la viga la carga vertical concentrada P , la viga experimenta una deflexión u que estira a la viga y hace que se incrementen las fuerzas de tensión que tiran de ambos extremos de los anclajes como se muestra en la figura III.2. Los incrementos en la tensión que tiran de los anclajes están dados por la ecuación III.14 y la ecuación III.15.

$$S + \frac{AE\Delta_1}{a} \quad (\text{III.14})$$

$$S + \frac{AE\Delta_2}{l-a} \quad (\text{III.15})$$

Donde:

$$\Delta_1 = \sqrt{a^2 + u^2} - a \quad (\text{III.16})$$

$$\Delta_2 = \sqrt{(l-a)^2 + u^2} - (l-a) \quad (\text{III.17})$$

Igualando la carga P con las fuerzas dadas por la ecuación III.14 y la ecuación III.15 proyectadas sobre el eje y , tenemos:

$$P = \left(S + \frac{AE\Delta_1}{a} \right) \sin \theta_1 + \left(S + \frac{AE\Delta_2}{l-a} \right) \sin \theta_2 \quad (\text{III.18})$$

$$P = \left(S + \frac{AE\Delta_1}{a} \right) \frac{u}{\Delta_1} + \left(S + \frac{AE\Delta_2}{l-a} \right) \frac{u}{\Delta_2} \quad (\text{III.19})$$

Asumiendo pequeñas deflexiones en la viga y despreciando las fuerzas debidas a Δ_1 y Δ_2 de la ecuación III.19 obtenemos que la deflexión de la viga es:

$$u = \frac{Pa(l-a)}{Sl} \quad (\text{III.20})$$

La deflexión en el centro de la viga, en $x = l/2$, la podemos encontrar con la ayuda del esquema que se muestra en la figura III.3.

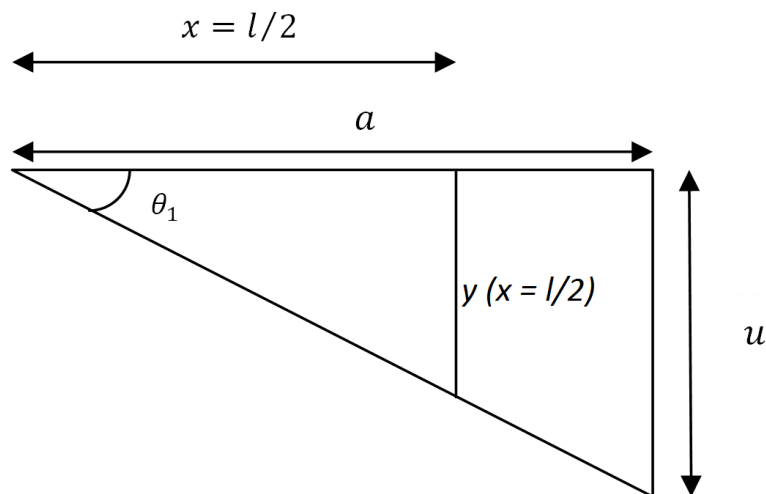


Figura III.3 Deflexión de la viga en $x = \frac{l}{2}$

En la figura III.3 tenemos triángulos semejantes por lo tanto podemos plantear la ecuación III.21.

$$\frac{x}{a} = \frac{y}{u} \quad (\text{III.21})$$

$$\frac{\frac{l}{2}}{a} = \frac{y}{u} \quad (\text{III.22})$$

Despejando y , de la ecuación III.22 tenemos:

$$y = \frac{lu}{2a} \quad (\text{III.23})$$

Sustituyendo el valor de u y tomando en cuenta que la deflexión de la viga ocurre en la dirección y negativa obtenemos:

$$y = -\frac{P}{2S}(l - a) \quad (\text{III.24})$$

Como en el caso de la componente k' resolvemos el caso para cuando la carga está distribuida a lo largo de la viga y planteamos la ecuación III.25.

$$y = -2 \int_{l/2}^l \frac{\xi}{2S}(l - a) da \quad (\text{III.25})$$

Donde:

ξ : Es la carga por unidad de longitud. La carga total es $P = \xi l$

Resolviendo la integral tenemos:

$$y = -\frac{\xi l^2}{4S} \quad (\text{III.26})$$

De manera similar a la ecuación III.12 planteamos la ecuación III.27.

$$k'' = -\frac{P}{y} = -\frac{\xi l}{-\frac{\xi l^2}{4S}} = \frac{4S}{l} \quad (\text{III.27})$$

Sustituimos la ecuación III.13 en la ecuación III.27 y obtenemos finalmente k''

$$k'' = 4\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \quad (\text{III.28})$$

Al igual que en el caso de la componente k' , la expresión de k'' depende de la distribución de carga a lo largo de la viga [16].

Con los resultados de la ecuación III.12 y la ecuación III.28, la constante total para una carga distribuida es:

$$k = k' + k'' = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 + 4\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \quad (\text{III.29})$$

III.1.2 Constante de resorte de una viga voladiza

Una viga voladiza es simplemente una viga con un solo anclaje y como la viga no está anclada en uno de sus extremos, cualquier tipo de tensión residual es liberada y por lo tanto su constante de resorte no tiene componente de tensión residual. Sin embargo, sobre la sección transversal de la viga voladiza existe un gradiente de tensión que puede provocar que la punta de la viga se desvíe, esto se atribuye al proceso de fabricación, específicamente a los depósitos de película delgada.

En la figura III.4 podemos ver el esquema de una viga voladiza que puede ser conectada entre dos segmentos de línea de transmisión tipo microcinta.

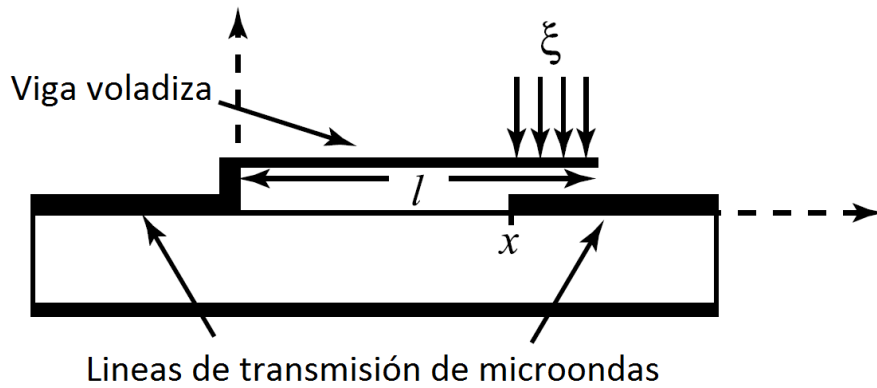


Figura III.4 Esquema de una viga voladiza conectada en serie entre dos segmentos de línea de transmisión tipo microcinta.

La constante de resorte de una viga voladiza se deriva de la misma forma como se derivó la constante de resorte de la viga fija-fija. En la ecuación III.30 se muestra la constante de resorte para una viga voladiza que experimenta una carga distribuida a lo largo de su longitud.

$$k = \frac{2Ew}{3} \left(\frac{t}{l}\right)^3 \quad (\text{III.30})$$

Para el caso donde la carga se distribuye de x a l , como se ve en la figura III.4. La constante de resorte es:

$$k = 2Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1 - \frac{x}{l}}{3 - 4\left(\frac{x}{l}\right)^3 + \left(\frac{x}{l}\right)^4} \quad (\text{III.31})$$

III. 2 Actuación electrostática

Esencialmente un interruptor RF MEMS consta de una viga, un electrodo de actuación y un contacto, los cuales, son discontinuidades introducidas en una línea de transmisión para conducir o impedir el paso de una señal de RF. En la figura III.5 se muestra un interruptor de tipo viga voladiza en conexión serie con una línea de transmisión tipo microcinta, y se señalan las principales partes de su estructura.

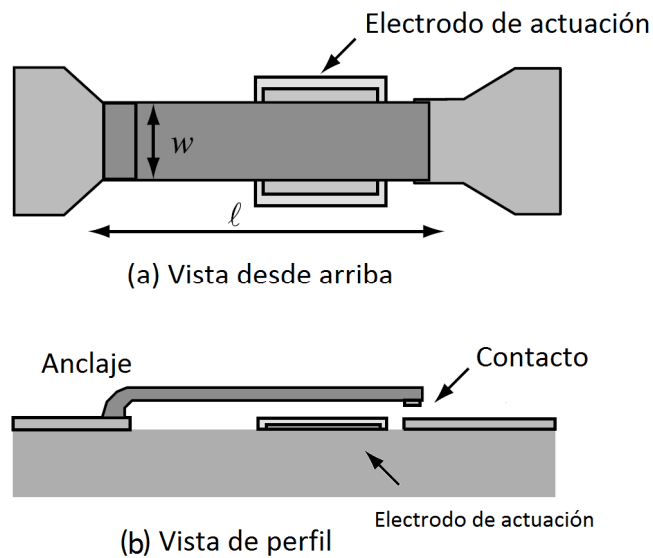


Figura III.5 Interruptor de viga voladiza en conexión serie.

Cuando se aplica un voltaje entre la viga voladiza y el electrodo de actuación, una fuerza electrostática es inducida en la viga (ver figura III.6). Este fenómeno es análogo a la fuerza electrostática inducida entre las placas de un capacitor de placas paralelas cuando se les aplica una diferencia de potencial.

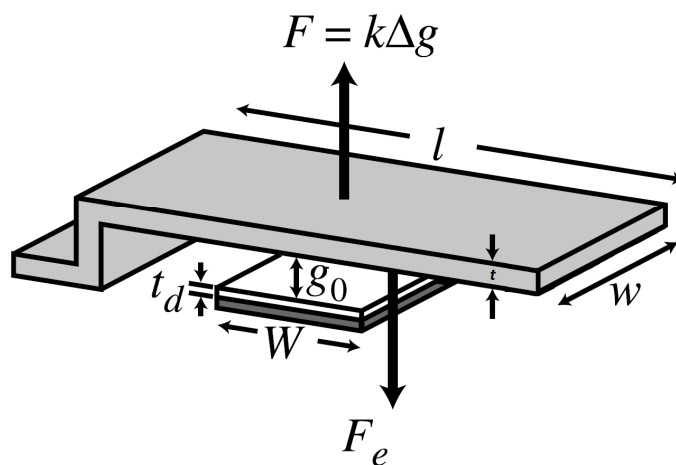


Figura III.6 Parámetros geométricos de una viga voladiza y fuerzas a las que está sometida.

Entonces para calcular la fuerza electrostática inducida podemos modelar al interruptor como un capacitor de placas paralelas. Dado que W es la anchura del electrodo de actuación y w es la anchura de la viga, entonces el área será $A = Ww$. La capacitancia asociada a la viga será:

$$C = \frac{\varepsilon_0 W w}{g_0} \quad (\text{III.32})$$

Donde g_0 es la altura desde el electrodo de actuación hasta la viga y ε_0 es la permitividad dieléctrica en el vacío. La fuerza electrostática aplicada a la viga se puede encontrar considerando la potencia suministrada a una capacitancia dependiente de la distancia entre placas [17] y está dada por:

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g^2} \quad (\text{III.33})$$

Donde V es el voltaje aplicado entre la viga y el electrodo de actuación. La fuerza electrostática se distribuye de manera uniforme a través de la sección de la viga que cubre el electrodo. Por lo tanto las expresiones de constante de resorte mostradas anteriormente se pueden utilizar para determinar cuanta distancia se moverá la viga debido a la fuerza aplicada dada por la ecuación III.33.

Si igualamos la fuerza electrostática aplicada con la fuerza de restauración mecánica tenemos:

$$F_e = F_m \quad (\text{III.34})$$

Sustituyendo valores:

$$\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g^2} = k(g_0 - g) \quad (\text{III.35})$$

Donde g_0 es la altura entre el electrodo y la viga cuando no se aplica voltaje ($V = 0$) y g es la altura entre el electrodo y la viga cuando se aplica un voltaje diferente de cero ($V \neq 0$) y además $g \leq g_0$.

Despejando V de la ecuación III.35 tenemos:

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 W w} g^2 (g_0 - g)} \quad (\text{III.36})$$

En la figura III.7 se muestra una gráfica de la altura de la viga en función del voltaje aplicado V de la ecuación III.36. La posición de la viga se vuelve inestable en $g = \frac{2}{3} g_0$ debido a la retroalimentación positiva en el mecanismo de actuación electrostático. Como la fuerza electrostática está dada por:

$$F_e = \frac{QE}{2} \quad (\text{III.37})$$

Donde Q es la carga en la viga, E es el campo eléctrico debido al voltaje aplicado y es igual a $E = \frac{V}{g}$. Entonces cuando aumentamos el voltaje aplicado, la fuerza electrostática aumenta debido a que la carga incrementa. Simultáneamente decrece la altura de la viga y como consecuencia aumenta la capacitancia y el campo eléctrico, lo cual, aumenta aun más la fuerza electrostática. Y cuando la viga alcanza la posición $g = \frac{2}{3}g_0$, el incremento de la fuerza electrostática es ligeramente mayor que el incremento de la fuerza mecánica de restauración, lo cual, vuelve inestable la posición de la viga y esta finalmente colapsa.

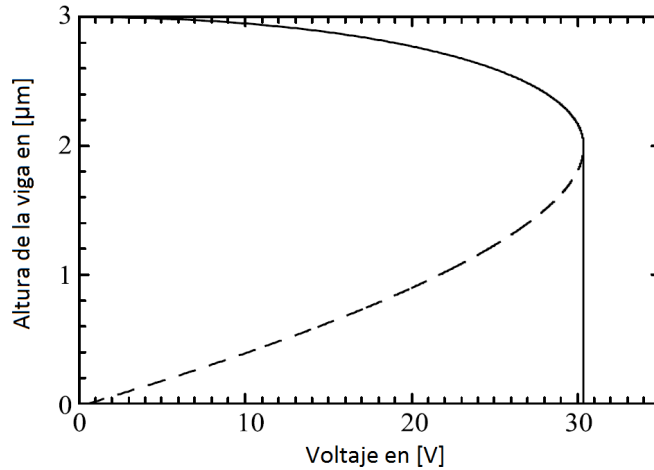


Figura III.7 Altura de la viga contra voltaje aplicado con $W = 100 \mu\text{m}$, $w = 100 \mu\text{m}$, $g_0 = 3 \mu\text{m}$ y $k = 10 \text{ N/m}$. El voltaje de jale es de 30 V.

Matemáticamente si tomamos la derivada con respecto a la altura de la viga de la ecuación III.36 y la igualamos a cero encontraríamos que a la altura $g = \frac{2}{3}g_0$ ocurre la inestabilidad. Sustituyendo este valor de altura en la ecuación III.36 encontramos el voltaje de inestabilidad o de jale:

$$V\left(\frac{2}{3}g_0\right) = V_{jale} = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 W w}} g_0^3 \quad (\text{III.38})$$

III. 3 Diseño electromecánico

Gran parte del diseño de un interruptor RF MEMS depende del lugar donde será colocado. En este caso se desea integrar un interruptor RF MEMS en un desplazador de fase.

En la figura III.8 se muestra la geometría de un desplazador de fase de dos bits que consiste en un diafragma de control colocado en la sección transversal de una guía de onda circular terminada en corto circuito. Dicho diafragma de control cuenta con cuatro *stubs* radiales que requieren de un elemento conmutador para su funcionamiento [18].

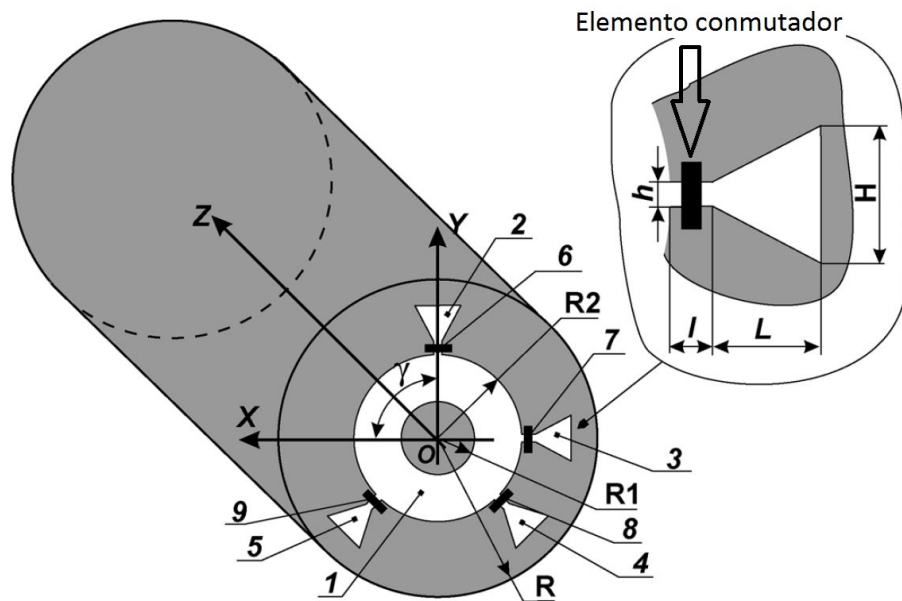


Figura III.8 Desplazador de fase de dos bits.

Cuando una onda incide sobre el diafragma de control se inducen corrientes sobre el anillo exterior en dirección tangencial como se muestra en la figura III.9.

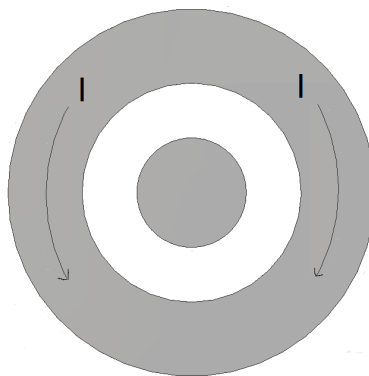


Figura III.9 Corrientes inducidas en el anillo exterior.

Estas corrientes pasaran a través de los elementos de conmutación, cuando estos se encuentren en estado de corto circuito harán invisibles a los *stubs* radiales para la onda incidente. Pero si alguno de los elementos de conmutación está en estado de circuito abierto hará visible al *stub* y la onda incidente excitará a dicho *stub*.

En la figura III.10 se muestra la zona específica del stub radial donde se conectará el elemento de conmutación en este caso un interruptor RF MEMS.

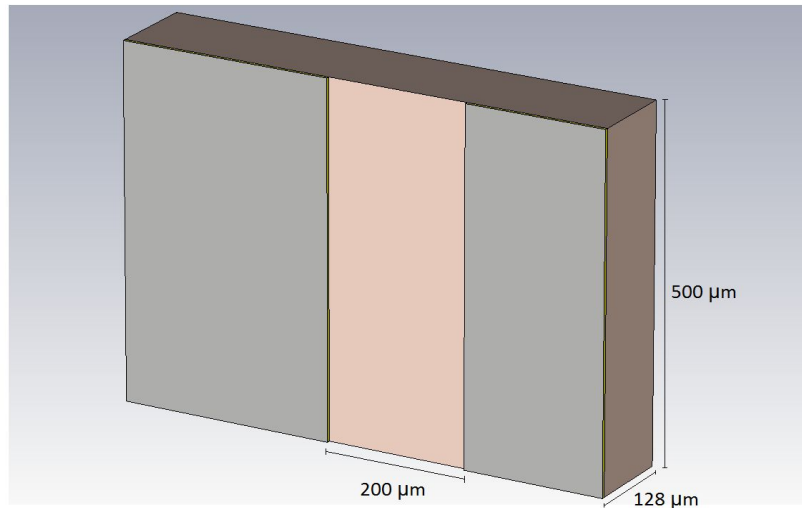


Figura III.10 Brecha del stub radial en el que se conecta el elemento de conmutación.

Como podemos observar en la figura III.10 necesitamos conectar al interruptor RF MEMS en paralelo con la ranura del *stub* radial de manera que en estado cerrado se logre un cortocircuito entre las dos placas de metal de color gris. La longitud de la brecha es de 200 [μm], lo cual determina que la longitud de la viga deberá ser mayor a 200 [μm].

En la figura III.11 se muestra el diseño propuesto del interruptor RF MEMS. Sus principales características son:

- Mecanismo de actuación electrostático
- Tipo de contacto metal-metal
- Estructura en viga voladiza
- Conexión en paralelo
- Substrato de circuito impreso flexible

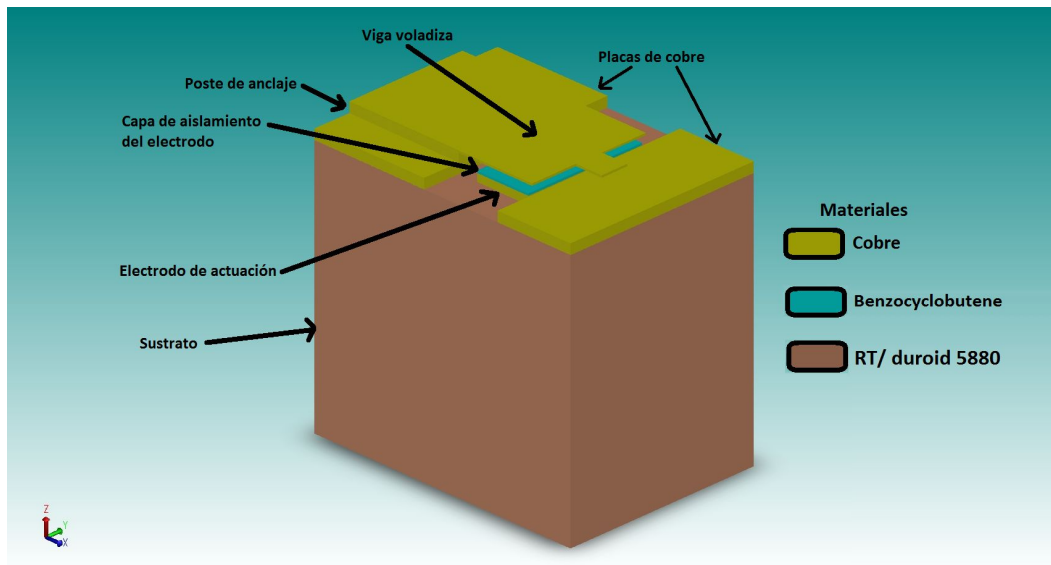


Figura III.11 Diseño propuesto del interruptor RF MEMS.

Las dimensiones más importantes del interruptor RF MEMS diseñado, las cuales se muestran en la figura III.12, son: La longitud de la viga voladiza l , la altura entre la superficie de contacto y la pestaña de la viga g_0 , el espesor de la viga t , el espesor de la capa dieléctrica t_d , el ancho del electrodo w y el ancho de la viga W .

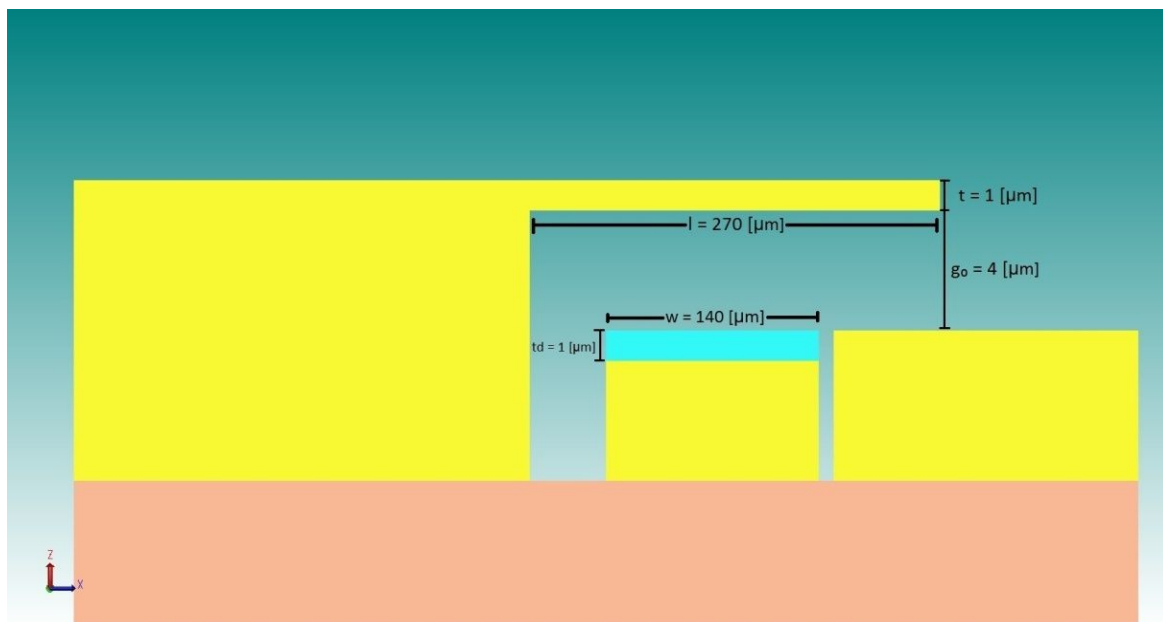


Figura III.12 Vista de perfil del interruptor RF MEMS y dimensiones más importantes del interruptor diseñado.

Con esta información podemos calcular la constante de resorte k del interruptor diseñado. Utilizaremos la ecuación III.30 para el cálculo de k porque tenemos una estructura en viga voladiza. En la tabla III.2 se muestran los datos de diseño para calcular la constante de resorte k y el voltaje de jale V_{jale} .

Tabla III.2
Parámetros de la viga voladiza diseñada

$E = 130$ [GPa]
$l = 270$ [μm]
$W = 310$ [μm]
$t = 1$ [μm]
$g_0 = 4$ [μm]
$t_d = 1$ [μm]
$w = 140$ [μm]

Sustituyendo valores encontramos que el valor teórico de la constante de resorte es:

$$k = 1.37 \left[\frac{N}{m} \right]$$

Con el valor de k podemos calcular el voltaje de jale utilizando ecuación III.38. Aunque con la modificación de $g_0 = g_0 + t_d$ debido a que el campo eléctrico inducido entre viga y electrodo también aparece en la capa dieléctrica.

Sustituyendo valores obtenemos

$$V_{jale} = 11.50$$
 [V]

Sin embargo, en la ecuación III.38 no se toma en cuenta la permitividad eléctrica de la capa dieléctrica que aísla al electrodo de actuación para evitar un corto circuito cuando la viga colapsa sobre el electrodo.

La capacitancia tomando en cuenta el espesor de la capa dieléctrica es:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \quad (\text{III.39})$$

Donde:

t_d : Es el espesor de la capa dieléctrica

ϵ_r : La permitividad relativa del material de la capa dieléctrica

Ahora si calculamos nuevamente la fuerza electrostática con la ecuación III.33 tenemos que la fuerza electrostática inducida es:

$$F_e = \frac{V^2}{2} \frac{\epsilon \epsilon_0 A}{\left(g + \frac{t_d}{\epsilon_r}\right)^2} \quad (\text{III.40})$$

Donde el valor de ϵ depende de g [16] de la siguiente forma:

$$\epsilon = \begin{cases} 1 & (g \neq 0) \\ 0.4 - 0.8 & (g = 0) \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Igualando la fuerza electrostática con la fuerza mecánica de restauración para después despejar el voltaje y finalmente calcular el voltaje de jale cuando $g = \frac{2}{3}g_0$ nos queda:

$$V_{jale} = \sqrt{\frac{2k \left(\frac{4}{27}g_0^3 + \frac{4}{9}g_0^2 \frac{t_d}{\epsilon_r} + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)^2 g_0 \right)}{\epsilon \epsilon_0 W W}} \quad (\text{III.42})$$

Entonces sustituyendo valores en la ecuación III.42 el voltaje de jale, tomando en cuenta la permitividad relativa de la capa dieléctrica, es:

$$V_{jale} = 13.02 [V]$$

Finalmente el voltaje de actuación se calcula en base con la referencia [4], el cual es un 30% mayor al voltaje de jale:

$$V_{act} = 1.3 V_{jale} \quad (\text{III.43})$$

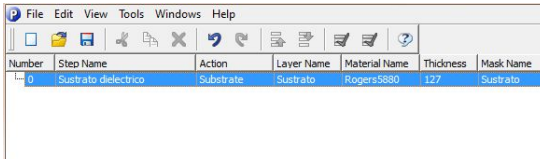
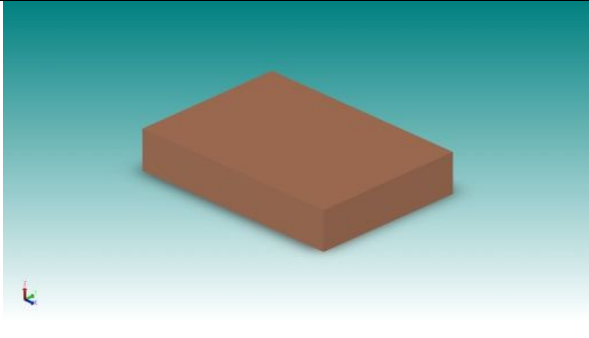
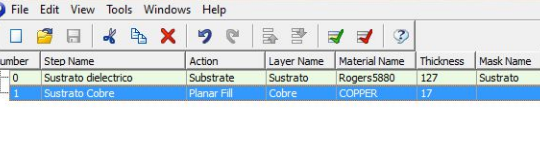
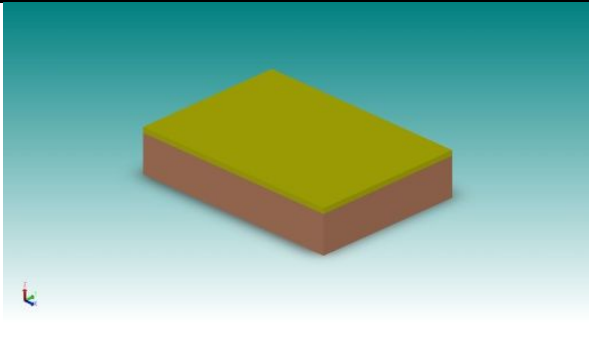
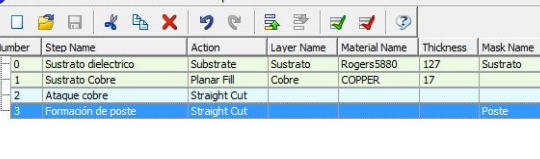
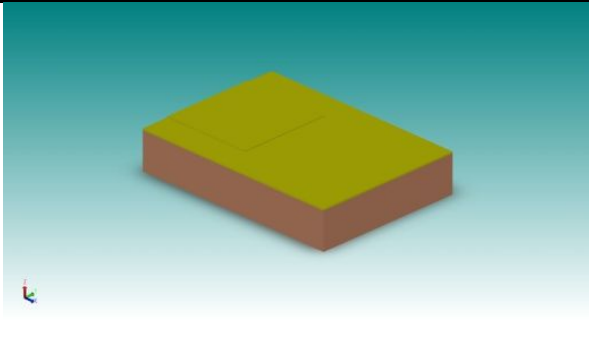
$$V_{act} = 16.95 [V]$$

III. 4 Simulación electromecánica

III.4.1 Simulación del proceso de fabricación

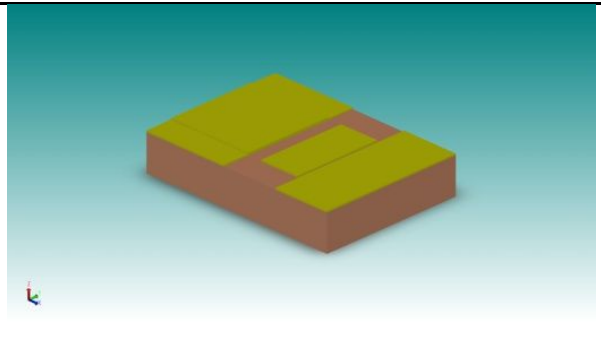
El software que se utilizó para simular la parte electromecánica del interruptor fue CoventorWare 2012, el cual, es un software especializado para el diseño y simulación de microsistemas electromecánicos (MEMS) [19]. El primer paso para simular nuestro dispositivo en este software es definir los materiales que se utilizarán en su fabricación y el proceso para llevar a cabo dicha fabricación. En la tabla III.3 se muestra paso por paso la simulación del proceso de fabricación del interruptor RF MEMS diseñado.

Tabla III.3
Proceso de fabricación simulado en CoventorWare 2012

<p>Definimos el material dieléctrico del sustrato</p>	 <table border="1"> <thead> <tr> <th>Number</th> <th>Step Name</th> <th>Action</th> <th>Layer Name</th> <th>Material Name</th> <th>Thickness</th> <th>Mask Name</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>Sustrato dielectrico</td> <td>Substrate</td> <td>Sustrato</td> <td>Rogers5880</td> <td>127</td> <td>Sustrato</td> </tr> </tbody> </table>	Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato																						
Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name																															
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato																															
<p>Definimos el material conductor del sustrato</p>	 <table border="1"> <thead> <tr> <th>Number</th> <th>Step Name</th> <th>Action</th> <th>Layer Name</th> <th>Material Name</th> <th>Thickness</th> <th>Mask Name</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>Sustrato dielectrico</td> <td>Substrate</td> <td>Sustrato</td> <td>Rogers5880</td> <td>127</td> <td>Sustrato</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>Sustrato Cobre</td> <td>Planar Fill</td> <td>Cobre</td> <td>COPPER</td> <td>17</td> <td></td> </tr> </tbody> </table>	Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato	1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17																
Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name																															
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato																															
1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17																																
<p>Reducimos el espesor de cobre y formamos el poste de anclaje</p>	 <table border="1"> <thead> <tr> <th>Number</th> <th>Step Name</th> <th>Action</th> <th>Layer Name</th> <th>Material Name</th> <th>Thickness</th> <th>Mask Name</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>Sustrato dielectrico</td> <td>Substrate</td> <td>Sustrato</td> <td>Rogers5880</td> <td>127</td> <td>Sustrato</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>Sustrato Cobre</td> <td>Planar Fill</td> <td>Cobre</td> <td>COPPER</td> <td>17</td> <td></td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>Ataque cobre</td> <td>Straight Cut</td> <td></td> <td></td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td>3</td> <td>Formación de poste</td> <td>Straight Cut</td> <td></td> <td></td> <td></td> <td>Poste</td> </tr> </tbody> </table>	Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato	1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17		2	Ataque cobre	Straight Cut					3	Formación de poste	Straight Cut				Poste	
Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name																															
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato																															
1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17																																
2	Ataque cobre	Straight Cut																																			
3	Formación de poste	Straight Cut				Poste																															

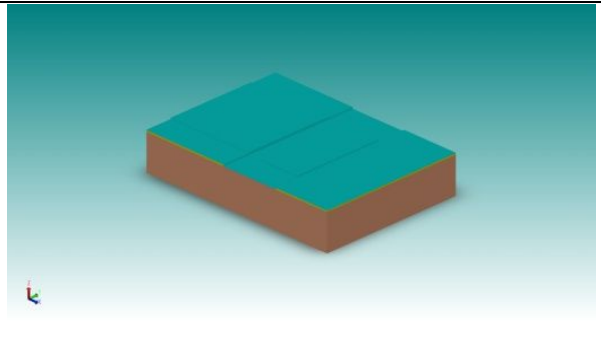
Realizamos un ataque en el cobre para formar el electrodo de actuación

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato
1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17	
2	Ataque cobre	Straight Cut				
3	Formación de poste	Straight Cut				Poste
4	Formación de electrodo	Straight Cut				Electrodo



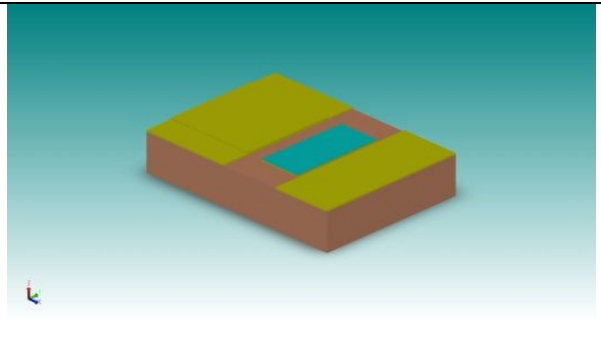
Reducimos el espesor del electrodo y se depositó material BCB

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato
1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17	
2	Ataque cobre	Straight Cut				
3	Formación de poste	Straight Cut				Poste
4	Formación de electrodo	Straight Cut				Electrodo
5	Ataque electrodo	Straight Cut				BCB
6	Deposito BCB	Conformal Shell	BCB	BCB	1	



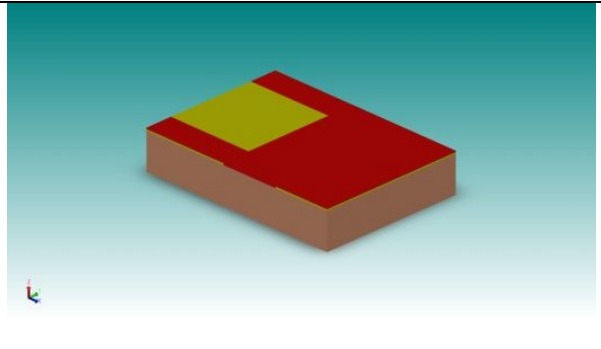
Se elimina el material BCB no deseado

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato
1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17	
2	Ataque cobre	Straight Cut				
3	Formación de poste	Straight Cut				Poste
4	Formación de electrodo	Straight Cut				Electrodo
5	Ataque electrodo	Straight Cut				BCB
6	Deposito BCB	Conformal Shell	BCB	BCB	1	
7	Ataque a BCB	Straight Cut				BCB



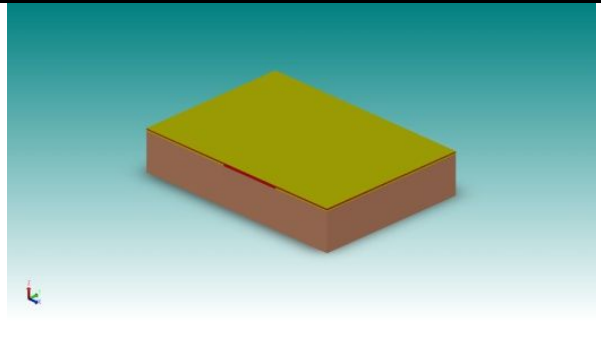
Se deposita el material de sacrificio para construir la viga

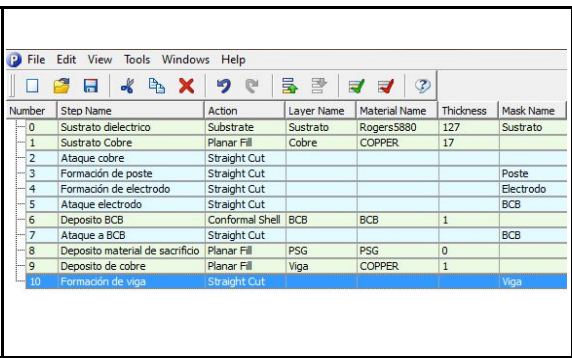
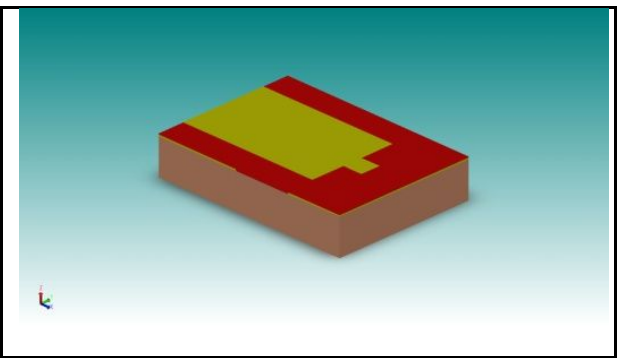
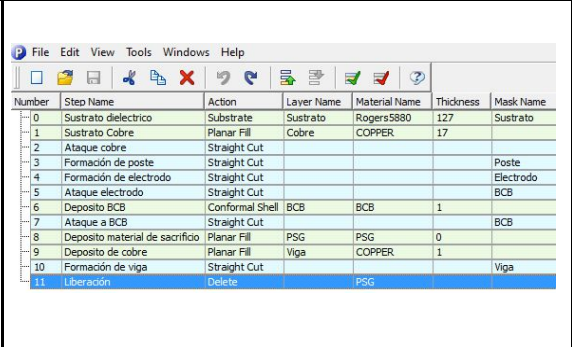
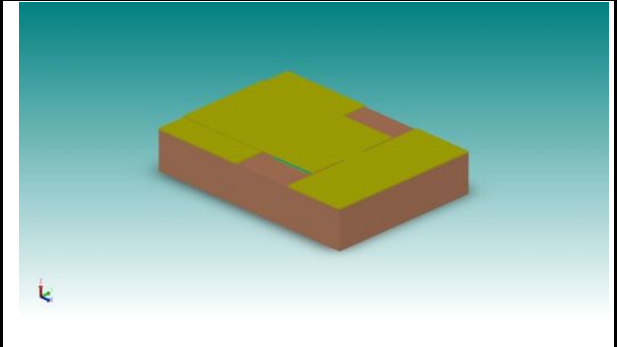
Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato
1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17	
2	Ataque cobre	Straight Cut				
3	Formación de poste	Straight Cut				Poste
4	Formación de electrodo	Straight Cut				Electrodo
5	Ataque electrodo	Straight Cut				BCB
6	Deposito BCB	Conformal Shell	BCB	BCB	1	
7	Ataque a BCB	Straight Cut				BCB
8	Deposito material de sacrificio	Planar Fill	PSG	PSG	0	



Se deposita cobre

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato
1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17	
2	Ataque cobre	Straight Cut				
3	Formación de poste	Straight Cut				Poste
4	Formación de electrodo	Straight Cut				Electrodo
5	Ataque electrodo	Straight Cut				BCB
6	Deposito BCB	Conformal Shell	BCB	BCB	1	
7	Ataque a BCB	Straight Cut				BCB
8	Deposito material de sacrificio	Planar Fill	PSG	PSG	0	
9	Deposito de cobre	Planar Fill	Viga	COPPER	1	



<p>Formación de viga</p>	 <table border="1"> <thead> <tr> <th>Number</th> <th>Step Name</th> <th>Action</th> <th>Layer Name</th> <th>Material Name</th> <th>Thickness</th> <th>Mask Name</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>Sustrato dielectrico</td><td>Substrate</td><td>Sustrato</td><td>Rogers5880</td><td>127</td><td>Sustrato</td></tr> <tr><td>1</td><td>Sustrato Cobre</td><td>Planar Fill</td><td>Cobre</td><td>COPPER</td><td>17</td><td></td></tr> <tr><td>2</td><td>Ataque cobre</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>3</td><td>Formación de poste</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>Poste</td></tr> <tr><td>4</td><td>Formación de electrodo</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>Electrodo</td></tr> <tr><td>5</td><td>Ataque electrodo</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>BCB</td></tr> <tr><td>6</td><td>Deposito BCB</td><td>Conformal Shell</td><td>BCB</td><td>BCB</td><td>1</td><td></td></tr> <tr><td>7</td><td>Ataque a BCB</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>BCB</td></tr> <tr><td>8</td><td>Deposito material de sacrificio</td><td>Planar Fill</td><td>PSG</td><td>PSG</td><td>0</td><td></td></tr> <tr><td>9</td><td>Deposito de cobre</td><td>Planar Fill</td><td>Viga</td><td>COPPER</td><td>1</td><td></td></tr> <tr><td>10</td><td>Formación de viga</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>Viga</td></tr> </tbody> </table>	Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato	1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17		2	Ataque cobre	Straight Cut					3	Formación de poste	Straight Cut				Poste	4	Formación de electrodo	Straight Cut				Electrodo	5	Ataque electrodo	Straight Cut				BCB	6	Deposito BCB	Conformal Shell	BCB	BCB	1		7	Ataque a BCB	Straight Cut				BCB	8	Deposito material de sacrificio	Planar Fill	PSG	PSG	0		9	Deposito de cobre	Planar Fill	Viga	COPPER	1		10	Formación de viga	Straight Cut				Viga								
Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name																																																																																							
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato																																																																																							
1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17																																																																																								
2	Ataque cobre	Straight Cut																																																																																											
3	Formación de poste	Straight Cut				Poste																																																																																							
4	Formación de electrodo	Straight Cut				Electrodo																																																																																							
5	Ataque electrodo	Straight Cut				BCB																																																																																							
6	Deposito BCB	Conformal Shell	BCB	BCB	1																																																																																								
7	Ataque a BCB	Straight Cut				BCB																																																																																							
8	Deposito material de sacrificio	Planar Fill	PSG	PSG	0																																																																																								
9	Deposito de cobre	Planar Fill	Viga	COPPER	1																																																																																								
10	Formación de viga	Straight Cut				Viga																																																																																							
<p>Se elimina el material de sacrificio</p>	 <table border="1"> <thead> <tr> <th>Number</th> <th>Step Name</th> <th>Action</th> <th>Layer Name</th> <th>Material Name</th> <th>Thickness</th> <th>Mask Name</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>Sustrato dielectrico</td><td>Substrate</td><td>Sustrato</td><td>Rogers5880</td><td>127</td><td>Sustrato</td></tr> <tr><td>1</td><td>Sustrato Cobre</td><td>Planar Fill</td><td>Cobre</td><td>COPPER</td><td>17</td><td></td></tr> <tr><td>2</td><td>Ataque cobre</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>3</td><td>Formación de poste</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>Poste</td></tr> <tr><td>4</td><td>Formación de electrodo</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>Electrodo</td></tr> <tr><td>5</td><td>Ataque electrodo</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>BCB</td></tr> <tr><td>6</td><td>Deposito BCB</td><td>Conformal Shell</td><td>BCB</td><td>BCB</td><td>1</td><td></td></tr> <tr><td>7</td><td>Ataque a BCB</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>BCB</td></tr> <tr><td>8</td><td>Deposito material de sacrificio</td><td>Planar Fill</td><td>PSG</td><td>PSG</td><td>0</td><td></td></tr> <tr><td>9</td><td>Deposito de cobre</td><td>Planar Fill</td><td>Viga</td><td>COPPER</td><td>1</td><td></td></tr> <tr><td>10</td><td>Formación de viga</td><td>Straight Cut</td><td></td><td></td><td></td><td>Viga</td></tr> <tr><td>11</td><td>Liberación</td><td>Delete</td><td></td><td>PSG</td><td></td><td></td></tr> </tbody> </table>	Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato	1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17		2	Ataque cobre	Straight Cut					3	Formación de poste	Straight Cut				Poste	4	Formación de electrodo	Straight Cut				Electrodo	5	Ataque electrodo	Straight Cut				BCB	6	Deposito BCB	Conformal Shell	BCB	BCB	1		7	Ataque a BCB	Straight Cut				BCB	8	Deposito material de sacrificio	Planar Fill	PSG	PSG	0		9	Deposito de cobre	Planar Fill	Viga	COPPER	1		10	Formación de viga	Straight Cut				Viga	11	Liberación	Delete		PSG			
Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name																																																																																							
0	Sustrato dielectrico	Substrate	Sustrato	Rogers5880	127	Sustrato																																																																																							
1	Sustrato Cobre	Planar Fill	Cobre	COPPER	17																																																																																								
2	Ataque cobre	Straight Cut																																																																																											
3	Formación de poste	Straight Cut				Poste																																																																																							
4	Formación de electrodo	Straight Cut				Electrodo																																																																																							
5	Ataque electrodo	Straight Cut				BCB																																																																																							
6	Deposito BCB	Conformal Shell	BCB	BCB	1																																																																																								
7	Ataque a BCB	Straight Cut				BCB																																																																																							
8	Deposito material de sacrificio	Planar Fill	PSG	PSG	0																																																																																								
9	Deposito de cobre	Planar Fill	Viga	COPPER	1																																																																																								
10	Formación de viga	Straight Cut				Viga																																																																																							
11	Liberación	Delete		PSG																																																																																									

En la tabla III.3 se describe de manera general el proceso de fabricación del interruptor RF MEMS, el cual, fue simulado de tal manera que se asemejara al proceso de fabricación de tecnología flexible que utiliza el grupo de RF y Microondas del Centro UNAMems.

En cuanto a los materiales utilizados en la tabla III.4 se muestran algunas propiedades importantes de los materiales para la fabricación del interruptor RF MEMS.

Tabla III.4
Propiedades de los materiales de fabricación

Material	Parte	Permitividad relativa ϵ_r	Modulo de Young [GPa]
RT/duroid 5880	Sustrato	2.2	-
Cobre	Interruptor	-	130
Benzocyclobuteno (BCB)	Aislamiento	2.5	-

Para llevar a cabo las etapas de fabricación se utilizan mascarar, las cuales, son patrones de grabado que se utilizan en la fotolitografía del proceso de fabricación y sirven para grabar formas precisas sobre el sustrato y los materiales de fabricación. En la figura III.13 se muestran las mascarar realizadas en CoventorWare para construir el interruptor.

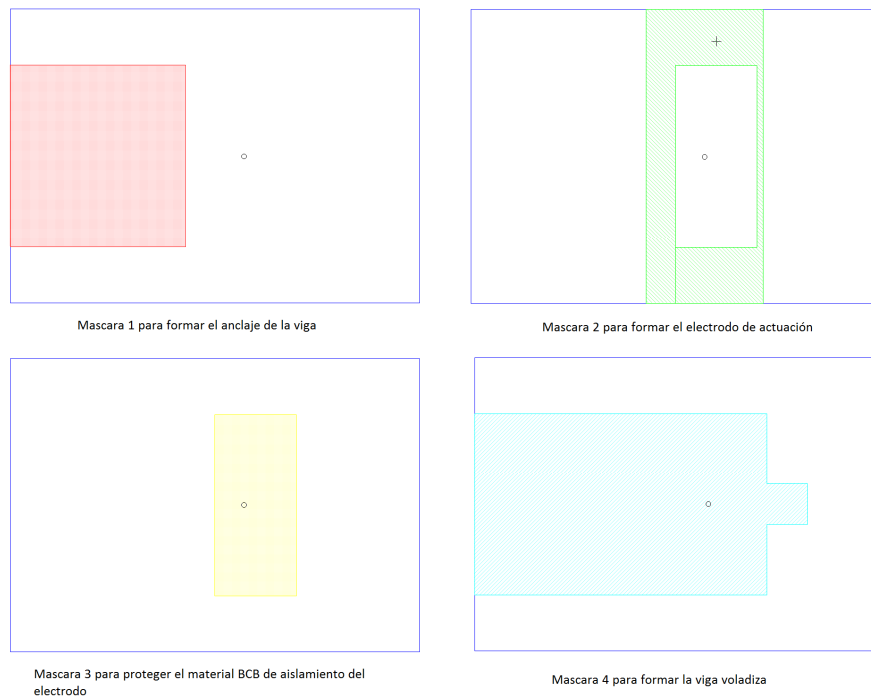


Figura III.13 Mascaras utilizadas para construir el interruptor.

Una vez construido el modelo 3D en CoventorWare debemos mallarlo, mallar significa que la geometría de la estructura debe reducirse a un grupo de simples bloques o ladrillos de elementos finitos, debido a que CoventorWare requiere la presentación de la estructura en tal forma para poder utilizar el método de análisis de elementos finitos [19]. En la figura III.14 se muestra la estructura mallada, en la cual, se omite el material RT/duroid 5880 debido a que no influye en la parte mecánica del interruptor y además incluirlo resultaría en tiempos de simulación más prolongados.

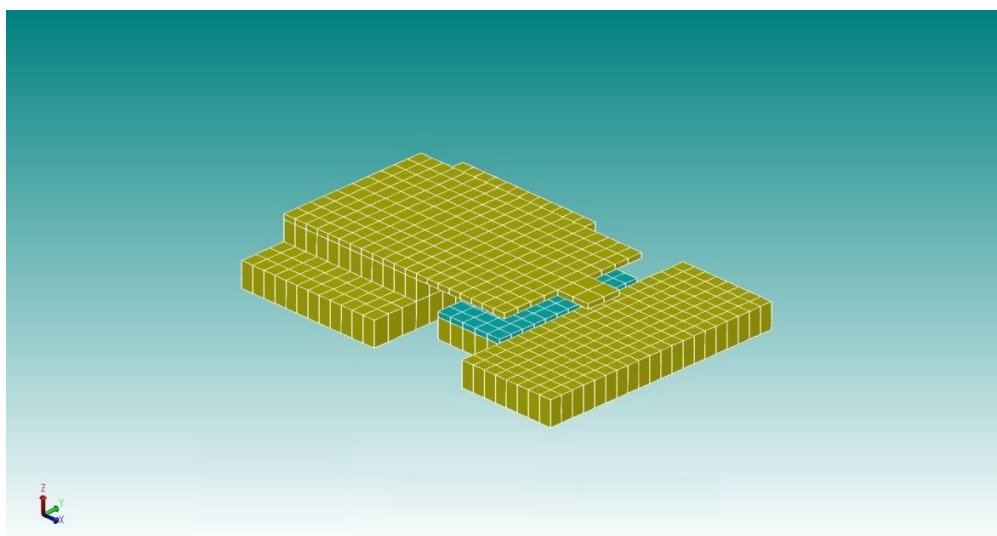


Figura III.14 Geometría de la estructura con mallado.

III.4.2 Estudio de malla

La cantidad de mallado o cantidad de bloques de elementos finitos es muy importante porque determina que tan correctos son los resultados obtenidos por la simulación. Si se define un mallado muy pobre, lo más probable es que los resultados sean poco precisos o incluso erróneos. En el caso opuesto, si se define un mallado excesivo, es más factible llegar a resultados correctos, pero a expensas de tiempos de simulación demasiado prolongados [19].

Una manera de decidir cuanta cantidad de mallado necesito para obtener resultados confiables es por medio de un estudio de malla, el cual, consiste esencialmente en observar una variable de interés, por ejemplo, la frecuencia natural de la viga, el voltaje de jale, la fuerza en los conductores o cualquier otra, y observar como esta variable cambia a medida que aumenta la cantidad de mallado. Cuando la variable de interés ya no cambia significativamente con el aumento de la cantidad de mallado, se considera que la cantidad de mallado es lo suficientemente precisa para obtener resultados confiables.

Con la ayuda de CoventorWare se realizó un estudio de malla, se eligió como variable de interés la fuerza electrostática inducida en la viga cuando se aplica una diferencia de potencial de 1 [V] entre los conductores (viga y electrodo de actuación). En la tabla III.5 se muestran los resultados de la simulación.

Tabla III.5
Fuerza en los conductores con voltaje de 1 [V]

	Panels	ElectAct_F_x (uN)	ElectAct_F_y (uN)	ElectAct_F_z (uN)	Contacto_F_x (uN)	Contacto_F_y (uN)	Contacto_F_z (uN)	Viga_F_x (uN)	Viga_F_y (uN)	Viga_F_z (uN)
Step 1	2258	1.458748E-04	4.556289E-08	3.92561E-03	-7.452049E-05	-5.81462E-11	-2.976295E-05	2.180473E-06	2.267947E-07	-1.001804E-02
Step 2	7092	7.709455E-05	5.187713E-08	3.992242E-03	-7.503871E-05	-5.80513E-11	-3.414391E-05	1.996572E-06	2.347078E-08	-1.009297E-02
Step 3	2.4784E04	6.811233E-05	-3.412018E-09	4.037233E-03	-7.589926E-05	-2.823688E-11	-3.679406E-05	1.325915E-06	-9.271541E-09	-1.011608E-02
Step 4	9.2328E04	6.288818E-05	-6.144041E-10	4.061921E-03	-7.419557E-05	-1.498945E-11	-3.879585E-05	1.277485E-06	-1.472474E-08	-1.018592E-02

En la tabla III.5 se enmarcan con un cuadro rojo la cantidad de mallado (*Panels*) y la fuerza electrostática inducida en la viga en la dirección z, observado estas dos variables, podría decirse que la fuerza en la viga no cambia significativamente a medida que se aumenta la cantidad de mallado, sin embargo para comprobar esta afirmación es necesario graficar los datos y determinar la cantidad de error de la variable de interés con respecto al valor de la fuerza electrostática cuando la cantidad de mallado tiende a infinito.

Para realizar una grafica de estudio de malla se debe modificar la presentación de los datos como se muestra en la tabla III.6. La variable independiente es 1/Cantidad de mallado y la variable dependiente es el logaritmo en base 10 del valor absoluto de la fuerza vertical inducida en la viga.

Tabla III.6

Datos modificados para estudio de malla

1/Cantidad de mallado	log Fuerza inducida en la viga
4.428698E-04	-1.999217
1.410039E-04	-1.995981
4.034861E-05	-1.994988
1.083095E-05	-1.992

En la figura III.15 se muestra una gráfica de los datos simulados de la tabla III.6 y además con ayuda de software de hoja de cálculo se graficó una recta que representa la línea de tendencia de los datos.

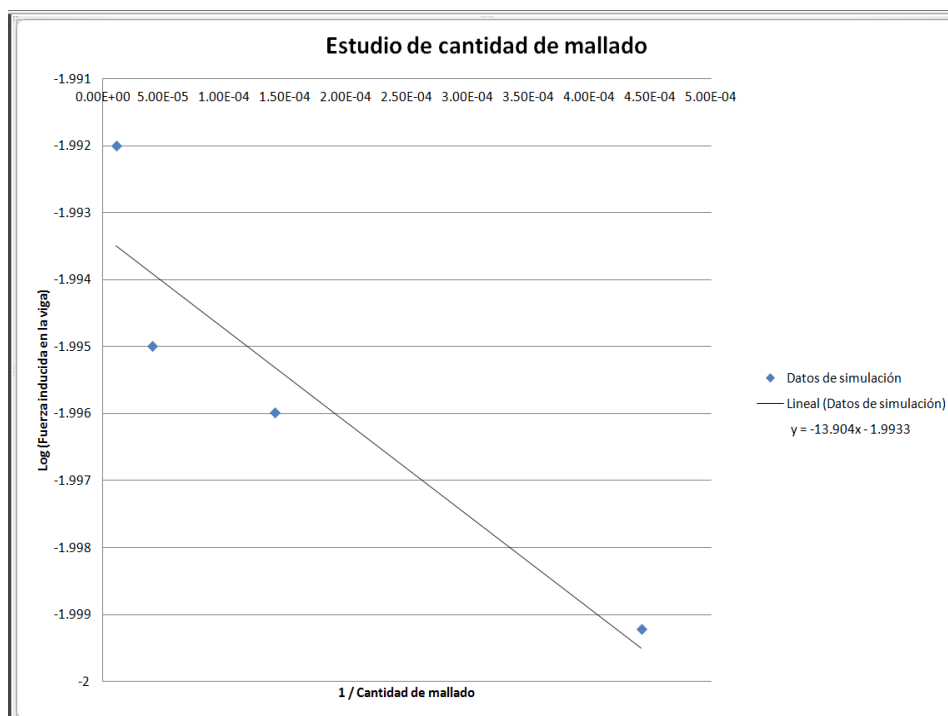


Figura III.15 Estudio de malla.

La línea de tendencia está determinada mediante la ecuación $y = -13.904x - 1.9933$, donde y es el logaritmo en base 10 de la fuerza inducida en la viga y x es $1/\text{Cantidad de mallado}$. De la ecuación de tendencia, cuando x es igual a cero, y es igual a -1.9933 . Esto significa que cuando la cantidad de mallado es infinita el valor al que converge el logaritmo de la fuerza inducida en la viga es -1.9933 , con este valor podemos despejar el valor de la fuerza inducida cuando la cantidad de mallado tiende a infinito.

$$F_{z_vinf} = 10^{-1.9933} = 10.1554 [nN]$$

Con este resultado podemos calcular el porcentaje de error de los valores de fuerza inducida en la viga de los cuatro niveles de refinamiento de cantidad de mallado que simulamos en CoventorWare para saber si el mallado es adecuado o no. En la tabla III.7 se muestran los cálculos de error de las cuatro mallados utilizados.

Tabla III.7
Porcentaje de error de los cuatro mallados simulados

Nivel de refinamiento global	Cantidad de mallado	Fuerza inducida en la viga Fz [nN]	Error
0	2 258	10.0180	1.37 %
1	7 092	10.0929	0.62 %
2	24 784	10.1160	0.39 %
3	92 328	10.1859	0.30 %
Valor de convergencia		10.1554 [nN]	

La tabla III.7 nos indica que el porcentaje de error en los cuatro mallados es pequeño, y por lo tanto se puede utilizar una cantidad de mallado sin refinamiento de 2 258 paneles a costo de un error de 1.37%, pero con tiempos de simulación mucho más cortos.

III.4.3 Resultados de simulación

La primera simulación realizada del interruptor RF MEMS diseñado fue el voltaje de jale. Se configuró CoventorWare para aplicar una diferencia de potencial entre la viga y el electrodo de actuación y medir la deflexión de la viga debido a la fuerza electrostática inducida en un intervalo de 0 a 20 [V], incrementando la diferencia de potencial de 1 [V] en 1 [V]. En la tabla III.8 se muestran los datos obtenidos de la simulación en CoventorWare.

Tabla III.8

Datos de simulación de CoventorWare para voltaje de jale

Voltaje aplicado en [V]	Deflexión de la viga en [μm]
0	0
1	0.006
2	0.019
3	0.043
4	0.078
5	0.123
6	0.178
7	0.246
8	0.326
9	0.420
10	0.530
11	0.659
12	0.809
13	0.986
14	1.196
15	1.455
16	1.788
17	2.277
17.5	2.695

En la figura III.16 se muestra una gráfica construida con los datos de la tabla III.8, la cual, describe un comportamiento no lineal del desplazamiento de la viga. En la figura III.16, la viga se desplaza a un valor de $-2.7 \mu\text{m}$ cuando se aplica un voltaje de 17.5 V . En el diseño del interruptor RF MEMS se consideró una distancia g_0 entre la viga y el electrodo de actuación de $4 \mu\text{m}$, sabemos de la ecuación III.38 que el voltaje de jale ocurre cuando la viga se

desplaza una distancia $g = \frac{2}{3}g_0 = \frac{2}{3}(4 \mu m) = 2.66 [\mu m]$, este valor coincide con el valor simulado en CoventorWare de 2.7 $[\mu m]$.

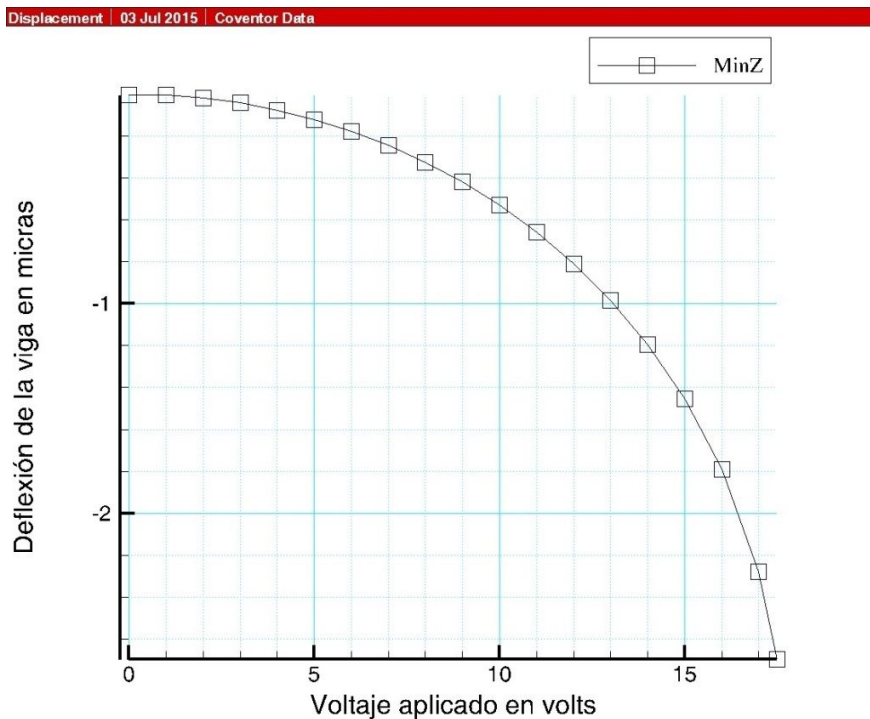


Figura III.16 Gráfica de la deflexión de la viga en función del voltaje aplicado.

Además CoventorWare presenta directamente un intervalo de voltaje donde se ubica el voltaje de jale como se muestra en la figura III.17. El voltaje de jale se ubicó entre 17.5 [V] y 17.75 [V].

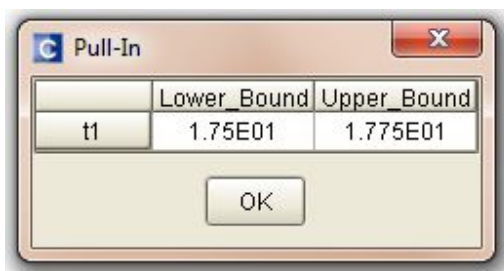


Figura III.17 Intervalo de voltaje donde se ubica el voltaje de jale obtenido por CoventorWare.

Otro parámetro importante que podemos obtener de esta simulación es la parte k' de la constante de resorte, la cual, se puede obtener de los datos de la deflexión de la viga de la tabla III.8 y de la fuerza electrostática inducida en la viga. En la tabla III.9 se muestran los datos de fuerza electrostática inducida en la viga.

Tabla III.9

Datos de simulación de CoventorWare para la fuerza electrostática inducida en la viga

Voltaje aplicado en [V]	Fuerza electrostática inducida en la viga en [μ N]
0	0
1	0.0095
2	0.0398
3	0.0900
4	0.1609
5	0.2531
6	0.3675
7	0.5054
8	0.6682
9	0.8581
10	1.0780
11	1.3314
12	1.6233
13	1.9614
14	2.3571
15	2.8318
16	3.4239
17	4.2514
17.5	4.9183

En la figura III.18 podemos ver una gráfica de los datos de la tabla III.9. El comportamiento de la fuerza electrostática en la viga es análogo al comportamiento de la deflexión de la viga, ambos son no lineales.

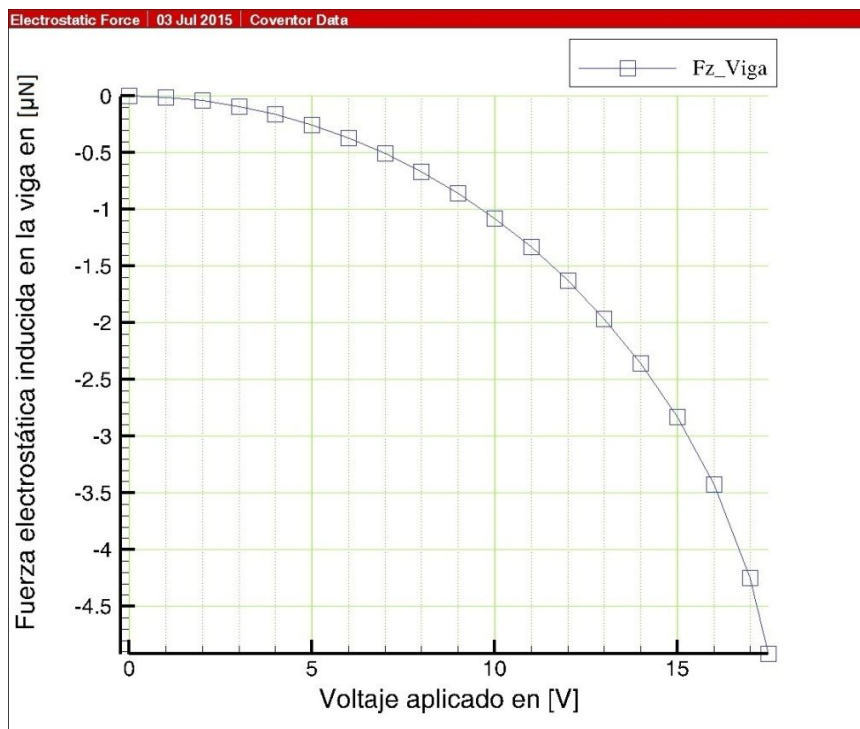


Figura III.18 Gráfica de la fuerza electrostática inducida en la viga en función del voltaje aplicado.

De la ecuación III.1 sabemos que $k = \frac{F}{\Delta g}$, entonces con los datos de la tabla III.8 y la tabla III.9 podemos construir una gráfica con los valores de la deflexión de la viga g y la fuerza electrostática inducida en la viga F . En la tabla III.10 se muestran los datos de deflexión de la viga y fuerza electrostática inducida en la viga.

Tabla III.10

Datos de simulación de CoventorWare para F y g de la viga

Fuerza electrostática inducida en la viga en [μN]	Deflexión de la viga en [μm]
0	0
0.0095	0.006
0.0398	0.019
0.0900	0.043
0.1609	0.078
0.2531	0.123
0.3675	0.178
0.5054	0.246
0.6682	0.326
0.8581	0.420
1.0780	0.530
1.3314	0.659
1.6233	0.809
1.9614	0.986
2.3571	1.196
2.8318	1.455
3.4239	1.788
4.2514	2.277
4.9183	2.695

En la figura III.19 podemos ver la gráfica de los datos de la tabla III.10. El eje vertical es la fuerza inducida en la viga y el eje horizontal es la deflexión de la viga. Esta gráfica muestra un comportamiento lineal de la fuerza inducida en función de la deflexión de la viga, lo cual significa que la constante de restauración o de resorte es constante.

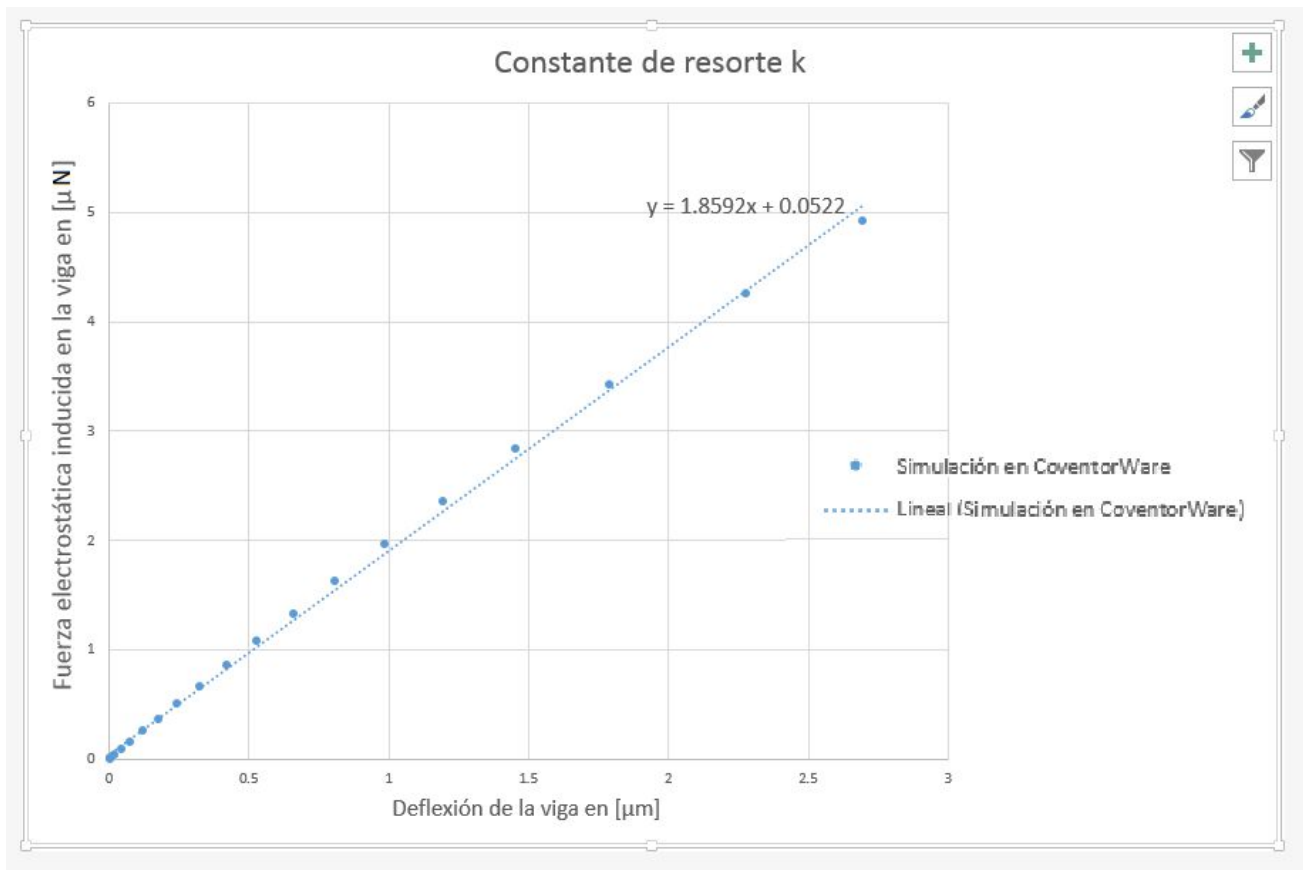


Figura III.19 Gráfica de la fuerza inducida en la viga en función del desplazamiento de la viga.

Con la ayuda de software de hoja de cálculo se graficó una línea de tendencia como se muestra en la figura III.19, la ecuación de la línea de tendencia es $y = 1.8592x + 0.0522$, si despreciamos la constante 0.0522, entonces el valor de la constante de resorte k es la pendiente de la ecuación. En la tabla III.11 se muestra los resultados finales obtenidos mediante CoventorWare.

Tabla III.11

Resultados de simulación de CoventorWare

Constante de resorte k en $\left[\frac{N}{m}\right]$	1.8592
Voltaje de jale V_{jale} en [V]	17.50 – 17.75

III. 5 Conclusiones

En el diseño de un interruptor RF MEMS, dos de los parámetros más importantes son el voltaje de actuación y la constante de resorte. Estas figuras de merito dependen principalmente de la geometría del diseño, los materiales empleados para su fabricación y el proceso de fabricación empleado. En la tabla III.12 se muestran los parámetros teóricos y simulados de este diseño, así como una comparación con los parámetros del interruptor de la referencia [14], el cual, destaca por tener el mejor desempeño de los interruptores RF MEMS consultados en el capítulo anterior.

Tabla III.12
Parámetros teóricos y simulados del diseño propuesto

	Valores teóricos del diseño propuesto	Valores simulados del diseño propuesto	Valores del Interruptor de [14]
Constante de resorte k en $\left[\frac{N}{m}\right]$	1.37	1.8592	----
Voltaje de jale V_{jale} en [V]	13.02	17.50 – 17.75	30
Voltaje de actuación V_{act} en [V]	16.95	22.75 – 23.08	45

Como podemos ver en la tabla III.12, entre los valores teóricos y simulados hay un error aproximado del 36%, el cual, se debe a que los valores teóricos se obtuvieron mediante un análisis muy simplificado, mientras que los análisis realizados por CoventorWare se realizaron mediante un análisis de elementos finitos. Por otro lado, aunque en los resultados de las simulaciones de CoventorWare se obtuvo un voltaje de actuación de 23 [V] (mayor que el calculado teóricamente) se puede considerar todavía como un interruptor de bajo voltaje de actuación.

IV. Análisis electrodinámico del interruptor RF MEMS

IV. 1 Factor de calidad de conmutación

El factor de calidad de conmutación es una figura de merito que caracteriza el desempeño de cualquier dispositivo de conmutación, sin importar su naturaleza o principio de operación. Este parámetro fue propuesto en [5] como una mejor alternativa para describir el comportamiento de dispositivos de conmutación en el intervalo de frecuencias de microondas.

Un dispositivo de conmutación o interruptor se puede considerar como una red de un puerto capaz de cambiar entre dos estados diferentes. Estos estados se caracterizan mediante un par de impedancias como se muestra en la figura IV.1.

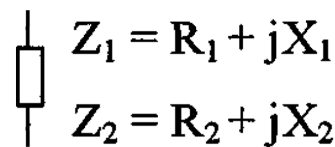


Figura IV.1 Cualquier dispositivo de conmutación se puede describir mediante un par de impedancias Z_1 y Z_2

Si se utilizan las impedancias Z_1 y Z_2 como cargas de una red de dos puertos, reciproca y sin pérdidas (ver la figura IV.2), entonces en el puerto de entrada de dicha red veríamos las impedancias de entrada $Z_1^{(in)}$ y $Z_2^{(in)}$, definidas por:

$$Z_1^{(in)} = R_1^{(in)} + jx_1^{(in)} \tag{IV.1}$$

$$Z_2^{(in)} = R_2^{(in)} + jx_2^{(in)} \tag{IV.2}$$

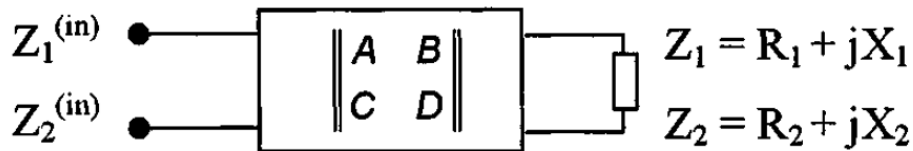


Figura IV.2 Dispositivo de conmutación conectado a una red de dos puertos, reciproca y sin pérdidas.

El par de impedancias del dispositivo de conmutación debe ser transformado por la red de tal manera que proporcione una máxima influencia en el circuito de microondas formado por la propia red de transformación y el dispositivo de conmutación [5], además, esta red debe tomar en cuenta los dos estados del dispositivo, que de manera ideal en un primer estado no permitiría el paso de señal de RF y reflejaría la señal en su totalidad, en el segundo estado el dispositivo transmitiría la señal de RF sin sufrir pérdidas.

La red de transformación está definida por su matriz ABCD:

$$A = a$$

$$B = jb$$

$$C = jc$$

$$D = d$$

Donde a , b , c y d son números reales y j es la unidad imaginaria, estos valores de la matriz ABCD son validos para afirmar que se trata de una red sin pérdidas. Pero además para asegurar que la red es reciproca se debe de cumplir la ecuación IV.3.

$$ad + cb = 1 \tag{IV.3}$$

Ahora bien, la red de transformación tiene como objetivo obtener dos coeficientes de reflexión, que corresponden a cada estado del dispositivo de conmutación. Si el dispositivo de conmutación fuera ideal los dos coeficientes de reflexión serian iguales en magnitud pero con un desfase entre ellos de 180° , es decir, $\Gamma_1 = -\Gamma_2$. Entonces la red de transformación debe de cumplir con las siguientes ecuaciones:

$$x_1^{(in)} = x_2^{(in)} = 0 \tag{IV.4}$$

$$R_1^{(in)} \ll z_0 \tag{IV.5}$$

$$R_2^{(in)} \gg z_0 \tag{IV.6}$$

Si solo cumplimos con la ecuación IV.4, entonces el par de impedancias de entrada $Z_1^{(in)}$ y $Z_2^{(in)}$ se transformarían en las resistencias $R_1^{(in)}$ y $R_2^{(in)}$. Con estos valores definimos el coeficiente de calidad de conmutación como:

$$k = \frac{R_2^{(in)}}{R_1^{(in)}} \quad (\text{IV.7})$$

El valor de k obtenido por [5] está dado por la ecuación IV.8:

$$k + \frac{1}{k} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \quad (\text{IV.8})$$

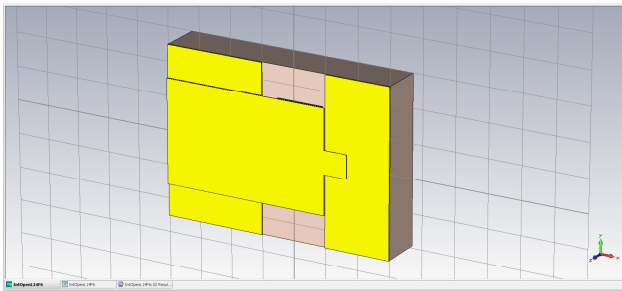
Donde $Z_1 = R_1 + jX_1$ y $Z_2 = R_2 + jX_2$ son las impedancias en estado abierto y cerrado del interruptor respectivamente. Este resultado está en función de los valores del par de impedancias Z_1 y Z_2 que describen los dos estados del dispositivo de conmutación y además podemos aproximar el valor del factor de calidad de conmutación como:

$$k \approx \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \quad (\text{IV.9})$$

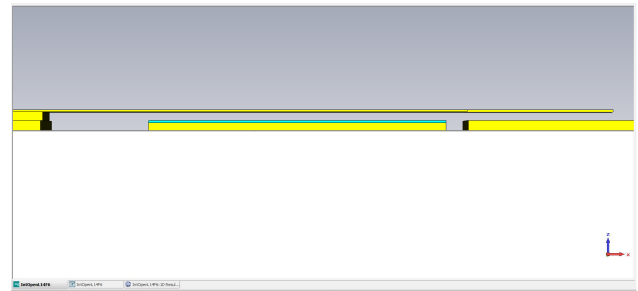
IV.1.1 Simulación electrodinámica del diseño en CST Microwave Studio

Para poder calcular el factor de calidad de conmutación de nuestro interruptor RF MEMS necesitamos calcular primero el par de impedancias que caracterizan los dos estados del interruptor (interruptor abierto e interruptor cerrado), para ello recurrimos a software especializado (CST Microwave Studio) capaz de simular los campos electromagnéticos producidos por estructuras tridimensionales arbitrarias. Para simular estos campos electromagnéticos CST Microwave Studio resuelve las ecuaciones de Maxwell de forma discreta utilizando el algoritmo de integración finita (FIT), aplicable en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia [20].

El primer estado que simulamos de nuestro interruptor fue el de interruptor abierto (cuando no hay voltaje de actuación aplicado). Para ello construimos la estructura de nuestro interruptor en CST Microwave Studio, cuidando de utilizar exactamente las mismas dimensiones y los mismos materiales que en CoventorWare. En la figura IV.3 podemos ver el estado abierto de nuestro interruptor en CST Microwave Studio.



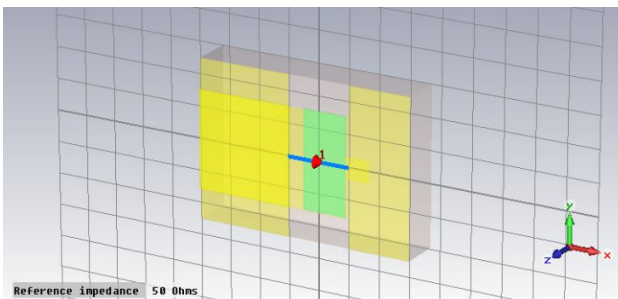
(a) Vista en perspectiva



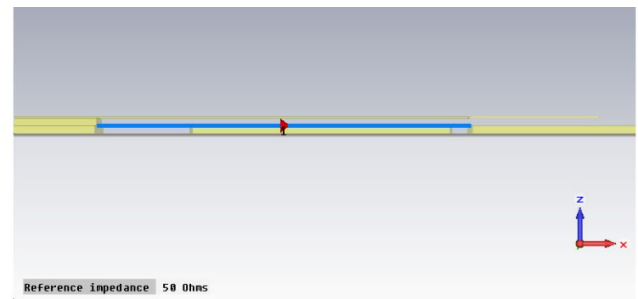
(b) Vista de perfil

Figura IV.3 Simulación en CST Microwave Studio del interruptor RF MEMS en estado abierto.

Una vez que tenemos la estructura tridimensional de nuestro interruptor necesitamos encontrar su impedancia en ese estado. Para ello, en CST Microwave Studio colocamos un puerto discreto en la zona de interés, donde el interruptor ejerce mayor influencia. En la figura IV.4 se muestra la ubicación del puerto discreto, el cual se extiende a lo largo de la ranura que forma el cobre del stub radial por encima del electrodo de actuación.



a) Vista en perspectiva



b) Vista de perfil

Figura IV.4 Ubicación del puerto discreto en CST Microwave Studio para caracterizar el estado del interruptor.

El puerto discreto (ver figura IV.4) mide los parámetros de dispersión del interruptor, estos parámetros pueden ser transformados por CST Microwave Studio a parámetros Z , de impedancia. En la figura IV.5 se presentan los resultados de la simulación en CST Microwave Studio en una grafica trazada sobre la carta Smith de los parámetros S del interruptor en estado abierto en un intervalo de frecuencias de 8 a 40 GHz.

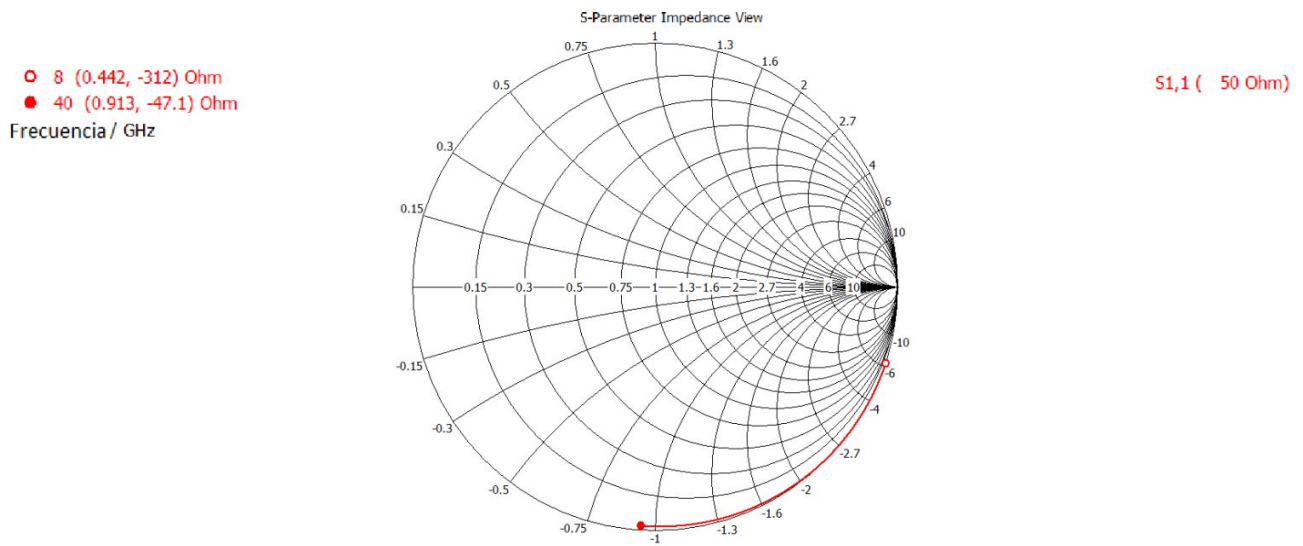


Figura IV.5 Resultados de la simulación en CST Microwave Studio del interruptor en estado abierto.

Como podemos observar en la figura IV.5 la impedancia asociada al estado abierto del interruptor es capacitiva (la parte imaginaria es negativa) y a medida que aumenta la frecuencia su impedancia se vuelve menos capacitiva, es decir, la parte negativa de su impedancia se hace más positiva. Para ilustrar mejor el comportamiento descrito anteriormente en la figura IV.6 se graficaron la parte real e imaginaria de la impedancia asociada al estado abierto del interruptor.

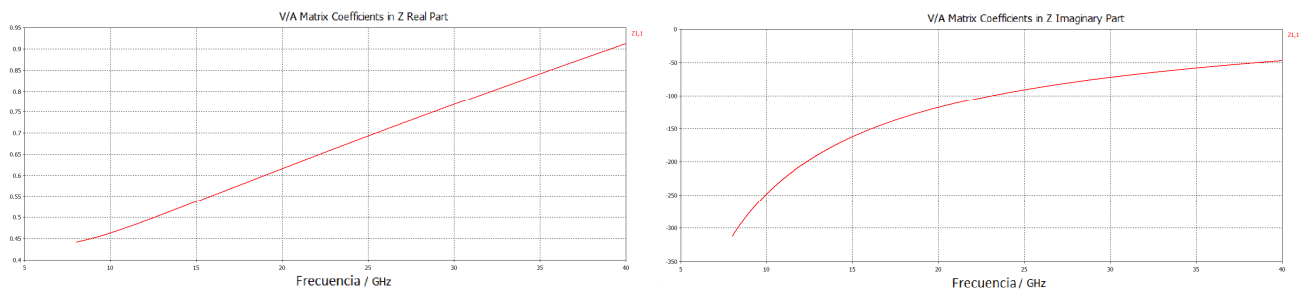


Figura IV.6 Gráficas de la parte real e imaginaria de la impedancia asociada al estado abierto del interruptor.

Observando las graficas de la figura IV.6, podríamos pensar en un primer modelo del comportamiento del interruptor basado en un circuito de parámetros concentrados (una red cuyos elementos son capacitores, inductores y resistores), en el cual, el efecto capacitivo es predominante como se muestra en la grafica de la parte imaginaria de la impedancia del interruptor.

Para poder hacer el cálculo del factor de calidad de conmutación, además de tener los datos de impedancia en estado abierto, necesitamos los datos de impedancia del interruptor en estado cerrado. Para ello, nuevamente construimos la estructura de nuestro interruptor en CST Microwave Studio, pero en su estado de interruptor cerrado, es decir, con voltaje de actuación aplicado. Después mediante un puerto discreto medimos los parámetros de dispersión, habiendo obtenido los parámetros de dispersión en CST Microwave Studio convertimos parámetros de dispersión a parámetros Z . En la figura IV.7 se muestra la estructura construida y la posición del puerto discreto para realizar la simulación del interruptor en estado cerrado.

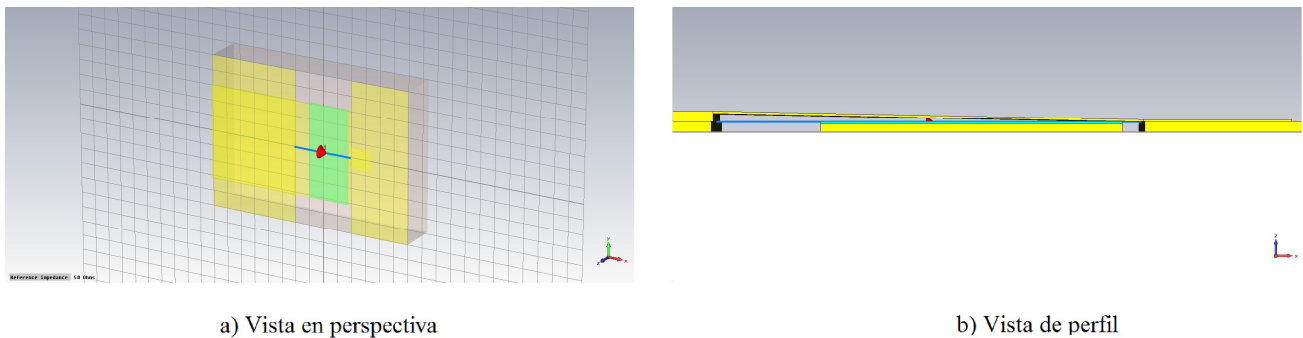


Figura IIV.7 Simulación en CST Microwave Studio del interruptor RF MEMS en estado cerrado.

En la figura IV.8 se presentan los resultados de la simulación de CST Microwave Studio en la carta Smith de los parámetros S del interruptor en estado cerrado en un intervalo de frecuencias de 8 a 40 GHz. Como podemos observar la figura IV.8 muestra que el comportamiento del interruptor en estado cerrado es inductivo (la parte imaginaria de su impedancia es positiva) y a medida que aumenta la frecuencia su impedancia incrementa. Para ver mejor este comportamiento en la figura IV.9 se graficaron la parte real e imaginaria del interruptor en estado cerrado. Al igual que en el estado abierto del interruptor, al observar las graficas de la figura IV.9 podemos plantear otro circuito de parámetros concentrados para modelar el comportamiento del interruptor en estado cerrado, en el cual, predomina el efecto inductivo.

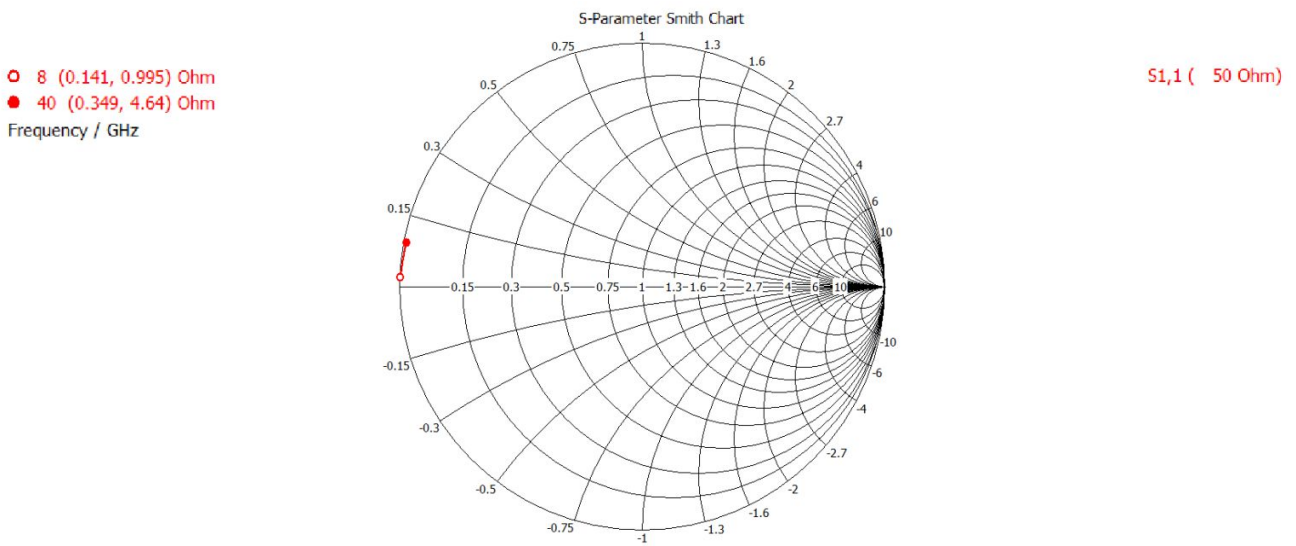


Figura IV.8 Resultados de la simulación en CST Microwave Studio del interruptor en estado cerrado.

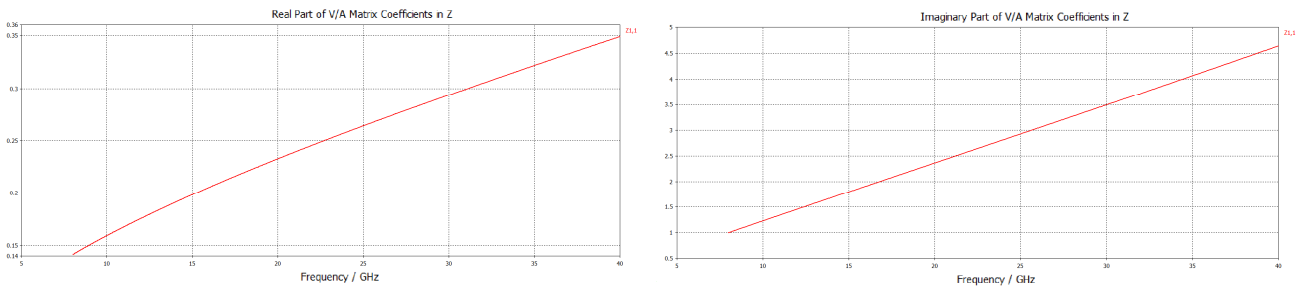


Figura IV.9 Gráficas de la parte real e imaginaria de la impedancia asociada al estado cerrado del interruptor.

Con los datos de impedancia del interruptor en estado abierto y cerrado podemos emplear la ecuación IV.9 para hacer el cálculo del factor de calidad de conmutación, donde $Z_1 = R_1 + jX_1$ y $Z_2 = R_2 + jX_2$ son las impedancias en estado abierto y cerrado respectivamente. Con ayuda de software de hoja de cálculo importamos los datos obtenidos por CST Microwave Studio y calculamos el factor de calidad de conmutación de nuestro interruptor. En la gráfica de la figura IV.10 se presenta los resultados obtenidos.

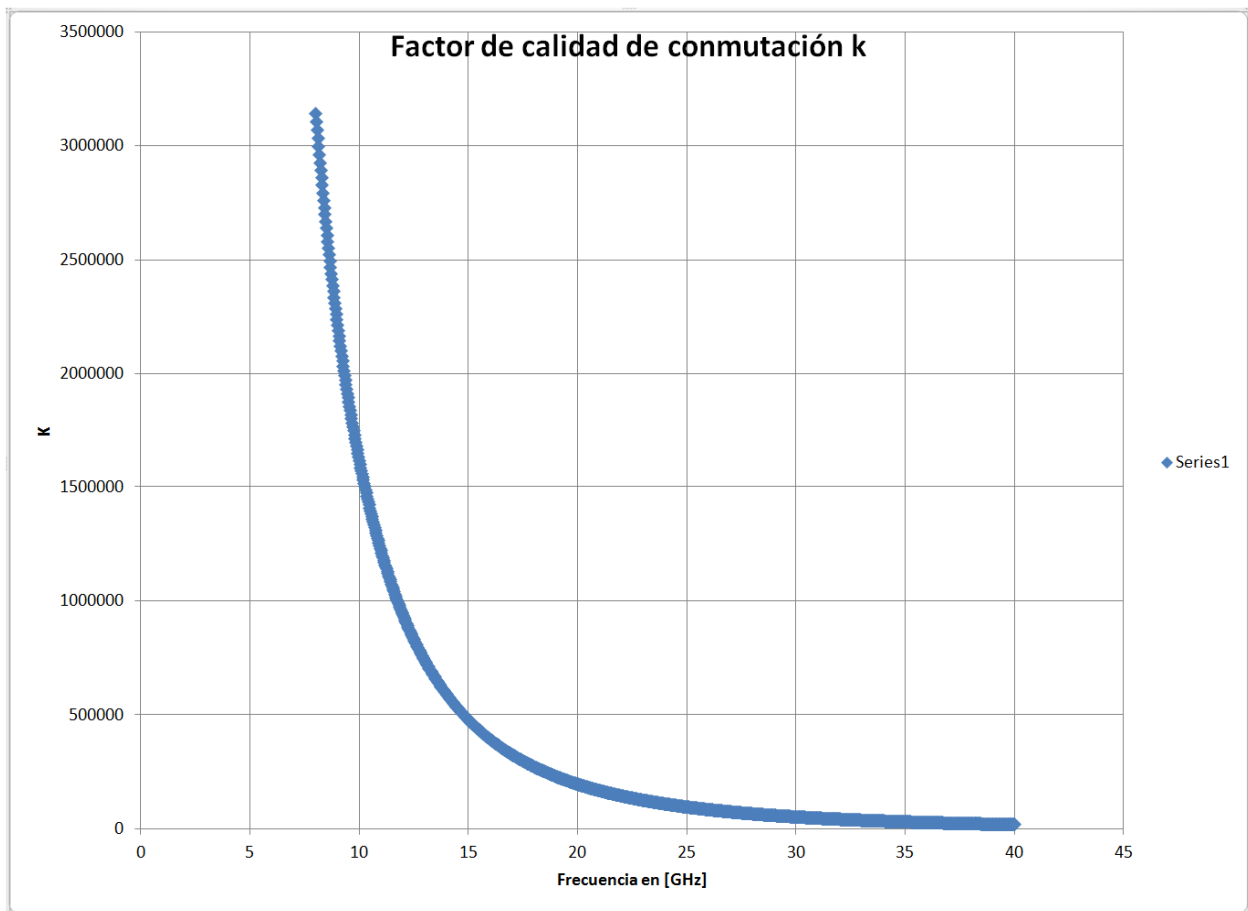


Figura IV.10 Gráfica del factor de calidad de conmutación del interruptor diseñado.

La figura IV.10 muestra que el interruptor alcanza un valor de $k = 3,143,018$ a una frecuencia de 8 GHz y decrece exponencialmente a un valor de $k = 20,798$ a una frecuencia de 40 GHz, estos resultados indican que el interruptor diseñado posee un muy alto factor de calidad de conmutación ($k \gg 1000$), adecuado para aplicaciones prácticas en microondas [5]. En la tabla IV.1 se muestran algunos valores seleccionados de la grafica anterior.

Tabla IIV.1

Factor de calidad de conmutación

Frecuencia [GHz]	Impedancia [Ω]	K
	Z_1 Estado abierto Z_2 Estado cerrado	
8	$z_1 = 0.146 - j216.64$ $Z_2 = 0.103 + j0.964$	3, 143, 018
10	$z_1 = 0.160 - j172.47$ $Z_2 = 0.117 + j1.19$	1, 604, 885
12	$z_1 = 0.172 - j143.40$ $Z_2 = 0.130 + j1.415$	936, 402
20	$z_1 = 0.217 - j84.071$ $Z_2 = 0.174 + j2.313$	197, 179
24	$z_1 = 0.238 - j68.934$ $Z_2 = 0.193 + j2.762$	111, 107
28	$z_1 = 0.259 - j57.946$ $Z_2 = 0.212 + j3.212$	67, 818
30	$z_1 = 0.269 - j53.454$ $Z_2 = 0.221 + j3.439$	54, 119
34	$z_1 = 0.290 - j46.006$ $Z_2 = 0.239 + j3.892$	35, 876
38	$z_1 = 0.310 - j39.990$ $Z_2 = 0.256 + j4.349$	24, 722
40	$z_1 = 0.320 - j37.403$ $Z_2 = 0.264 + j4.576$	20, 798

IV. 2 Circuito equivalente

El circuito equivalente es un modelo del comportamiento de nuestro interruptor mediante un circuito eléctrico de parámetros concentrados (capacitores, inductores y resistores), pero también puede incluir elementos de parámetros distribuidos (líneas de transmisión). A cada estado del interruptor le corresponde su respectivo circuito equivalente.

El circuito equivalente de un interruptor RF MEMS depende en gran medida de cómo es conectado en la estructura donde va a ser usado. En este caso, el interruptor RF MEMS diseñado se conectó en paralelo con la ranura que forma parte de un *stub* radial de un desplazador de fase. Esta ranura puede ser considerada como una línea de transmisión de tipo ranurada. En la figura IV.11 se muestra la conexión de nuestro interruptor en la estructura y el modelo propuesto por la referencia [21].

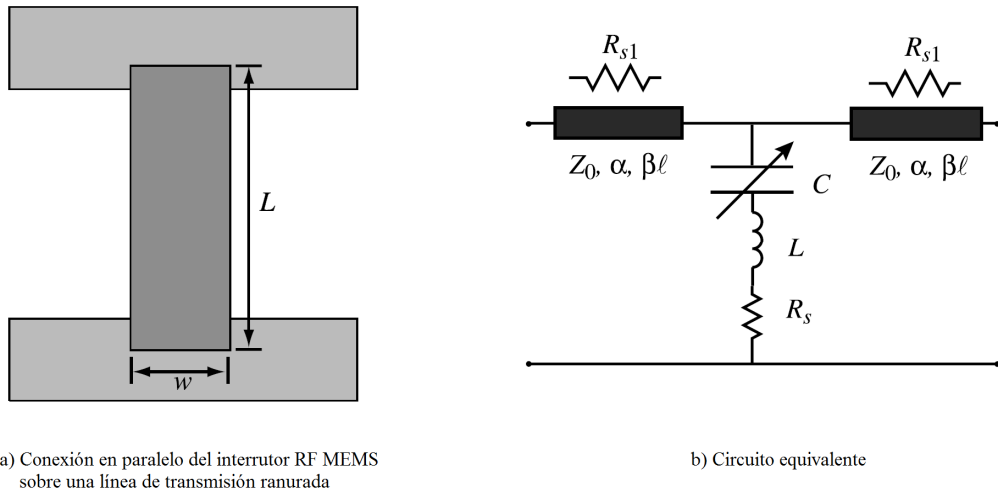


Figura IV.11 Modelo del interruptor RF MEMS.

En la figura IV.11 b) el circuito equivalente del interruptor está constituido por un circuito LCR serie conectado en paralelo con dos segmentos de línea de transmisión, donde C es variable debido a los dos estados del interruptor. La impedancia del interruptor está dada por la ecuación IV.10.

$$Z_s = R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (IV.10)$$

En este modelo C tiene dos valores uno para el estado abierto y otro para el estado cerrado. En el caso de interruptor abierto la capacitancia es:

$$C_{ia} = \frac{\epsilon_0 w W}{g + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \quad (IV.11)$$

Sustituyendo los valores de nuestro diseño (ver tabla III.2 y tabla III.4). La capacitancia en estado de interruptor abierto es:

$$C_{ia} = 86.2650 [fF]$$

Para el caso de interruptor cerrado la capacitancia es:

$$C_{ic} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r W W}{t_d} \quad (\text{IV.12})$$

Sustituyendo los valores de nuestro diseño (ver tabla III.2 y tabla III.4). La capacitancia para el caso en estado cerrado es:

$$C_{ic} = 845.3978 \text{ [fF]}$$

Con estos resultados podemos calcular la relación de capacitancias R dada por la ecuación IV.13.

$$R = \frac{C_{ic}}{C_{ia}} \quad (\text{IV.13})$$

La relación de capacitancias de nuestro interruptor entonces es:

$$R = 9.8$$

El valor de la inductancia L y el valor de la resistencia R_s , así como la caracterización de los dos segmentos de línea de transmisión ranurada son más difíciles de calcular. Por lo tanto, para encontrar el circuito equivalente utilizamos software especializado.

IV.2.1 Circuito equivalente de la línea ranurada

Primero para encontrar el circuito equivalente de nuestro interruptor RF MEMS necesitamos caracterizar la estructura donde será conectado, de esta forma al observar el comportamiento electrodinámico de la estructura sin el interruptor nos será más fácil detectar los efectos atribuidos al interruptor y separarlos de los efectos de la estructura en sí misma.

Con CST Microwave Studio simulamos la estructura sin el interruptor en un intervalo de frecuencias de 8 a 40 GHz y medimos sus parámetros S mediante un puerto discreto. En la figura IV.12 se muestra la ranura y la ubicación del puerto discreto.

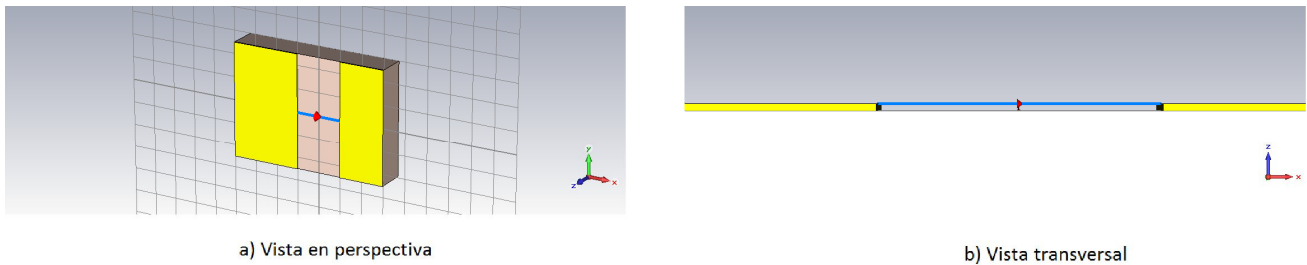


Figura IV.12 Simulación en CST Microwave Studio de la estructura ranurada sin el interruptor.

Con la ayuda de software especializado importamos los datos obtenidos por CST Microwave Studio y los graficamos. En la figura IV.13 se muestran las gráficas de los parámetros S y Z de la ranura.

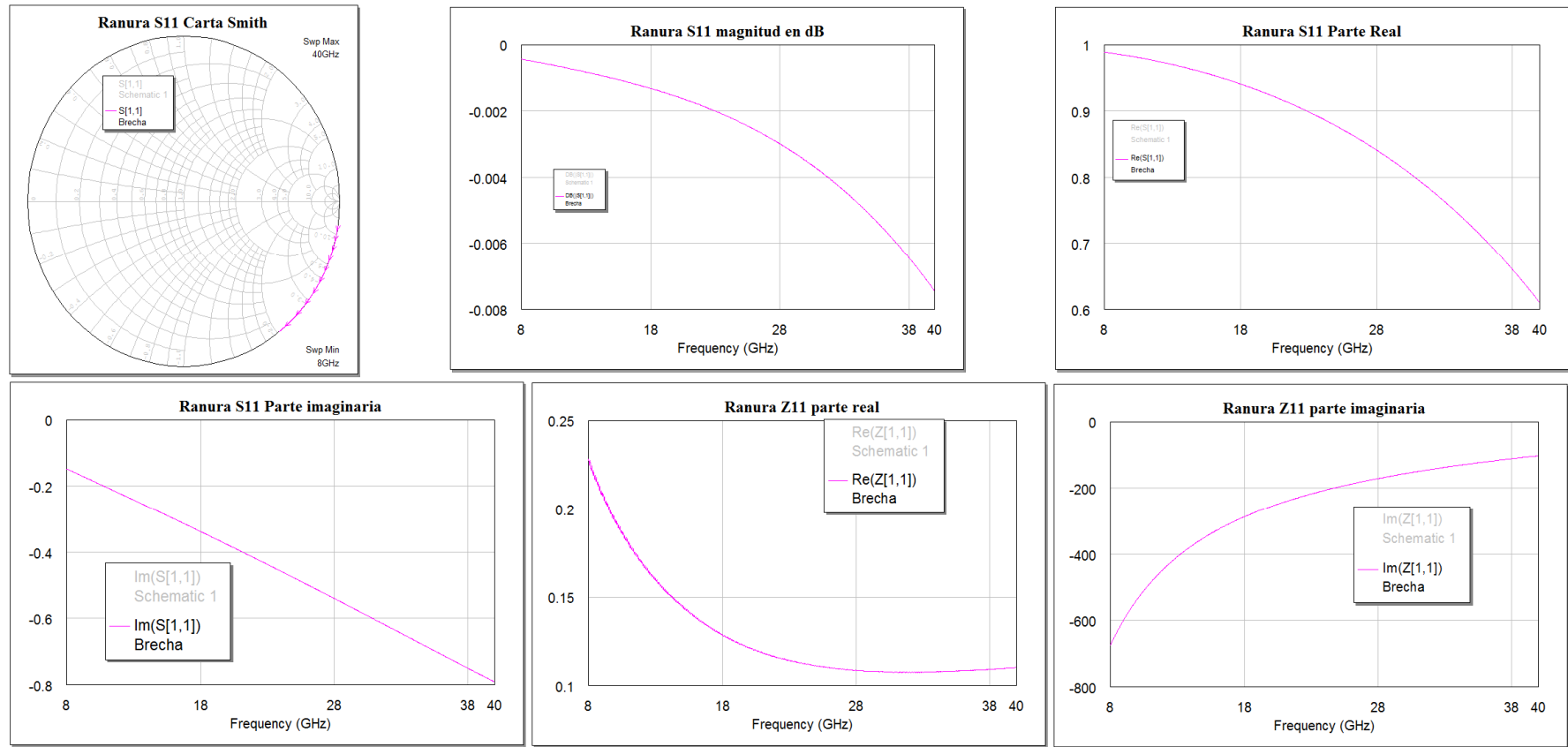


Figura IV.13 Parámetros S y Z de la ranura simulados en CST Microwave Studio.

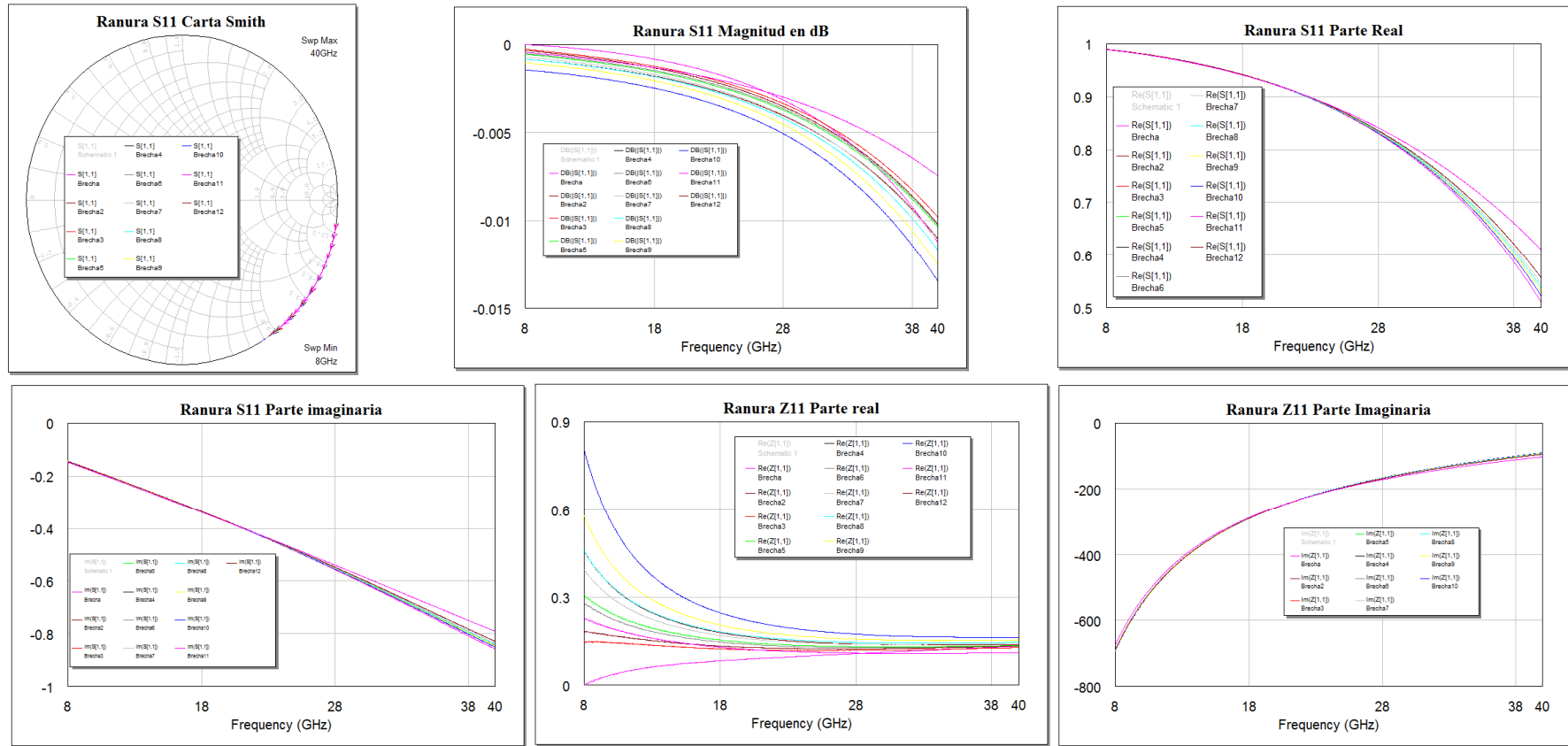


Figura IV.14 Parámetros S y Z de la ranura con un aumento de cantidad de mallado simulados en CST Microwave Studio.

Al igual que en CoventorWare, CST Microwave Studio divide la estructura en elementos discretos para obtener resultados, entonces para considerar como confiables los resultados de CST Microwave Studio necesitamos aumentar la cantidad de mallado de la estructura y observar si hay variaciones. Cuando las variaciones sean mínimas se consideran que los resultados obtenidos son confiables. En la figura IV.14 se muestran varias simulaciones de la misma estructura ranurada pero con diferente cantidad de mallado, aumentando el mallado en cada simulación.

Una vez que los resultados de las simulaciones convergen, podemos plantear un modelo de la estructura ranurada. Un modelo propuesto es un capacitor con dos resistencias, el capacitor modela las dos placas entre un dieléctrico (ranura) y las dos resistencias modelan las pérdidas en el metal y en el material dieléctrico respectivamente. En la figura IV.15 se muestra el circuito equivalente de la ranura, los valores de los elementos del circuito se ajustaron con la ayuda de software especializado de tal manera que convergieran con los resultados de CST Microwave Studio.

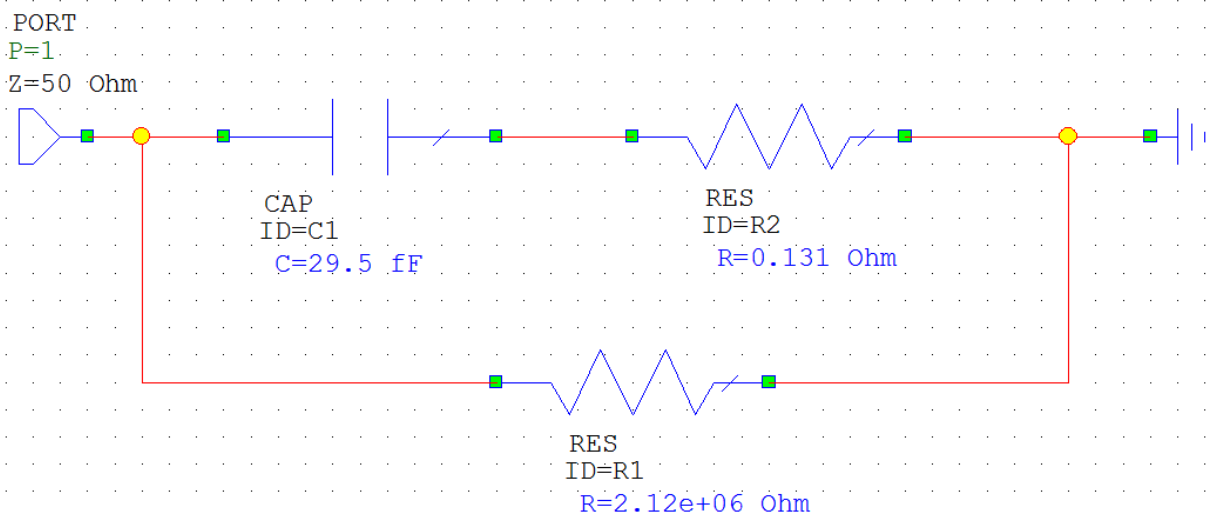


Figura IV.15 Modelo eléctrico de la estructura ranurada.

En la figura IV.16 se trazaron las graficas de los parámetros S y Z del circuito equivalente de la ranura junto con las graficas de las simulaciones realizadas en CST Microwave Studio. Con el circuito equivalente de la ranura podremos encontrar de manera más precisa los parámetros correspondientes al interruptor RF MEMS diseñado.

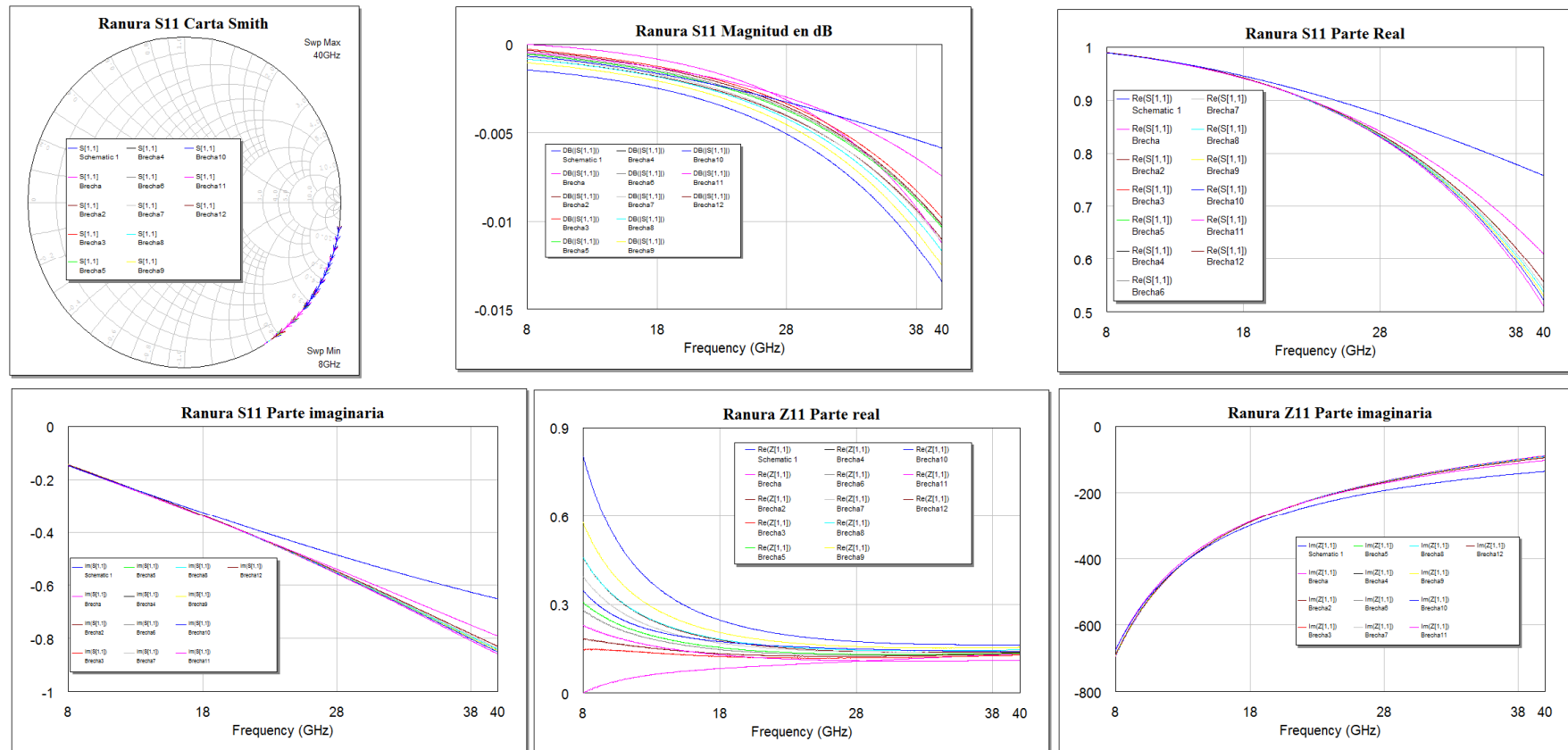


Figura IV.16 Ajuste del circuito equivalente con los resultados de CST Microwave Studio. La curva de "Schematic1" corresponde al circuito equivalente de la brecha.

IV.2.2 Circuito equivalente para el estado abierto

Con el circuito equivalente de la ranura y la simulación del interruptor en estado abierto podemos encontrar el circuito equivalente en estado abierto de nuestro interruptor. Siguiendo el mismo procedimiento para encontrar el circuito de la ranura, aumentamos la cantidad de mallado en las simulaciones en CST Microwave Studio hasta obtener resultados precisos, importamos los datos a software especializado y planteamos un modelo eléctrico del interruptor RF MEMS, después ajustamos los valores de los elementos del circuito hasta converger con los resultados de CST Microwave Studio.

El modelo propuesto para el interruptor RF MEMS en estado abierto se basa en el modelo planteado en [21], el cual consiste en un circuito LCR serie con una mayor influencia del efecto capacitivo. Partiendo de este modelo, se conectó el circuito LCR serie en paralelo con el circuito equivalente de la ranura. Se ajustaron los valores del circuito LCR serie mediante software especializado hasta que convergieran con los resultados de CST Microwave Studio. En la figura IV.17 se muestra el circuito equivalente en estado abierto conectado en paralelo con el circuito equivalente de la ranura con los valores ajustados.

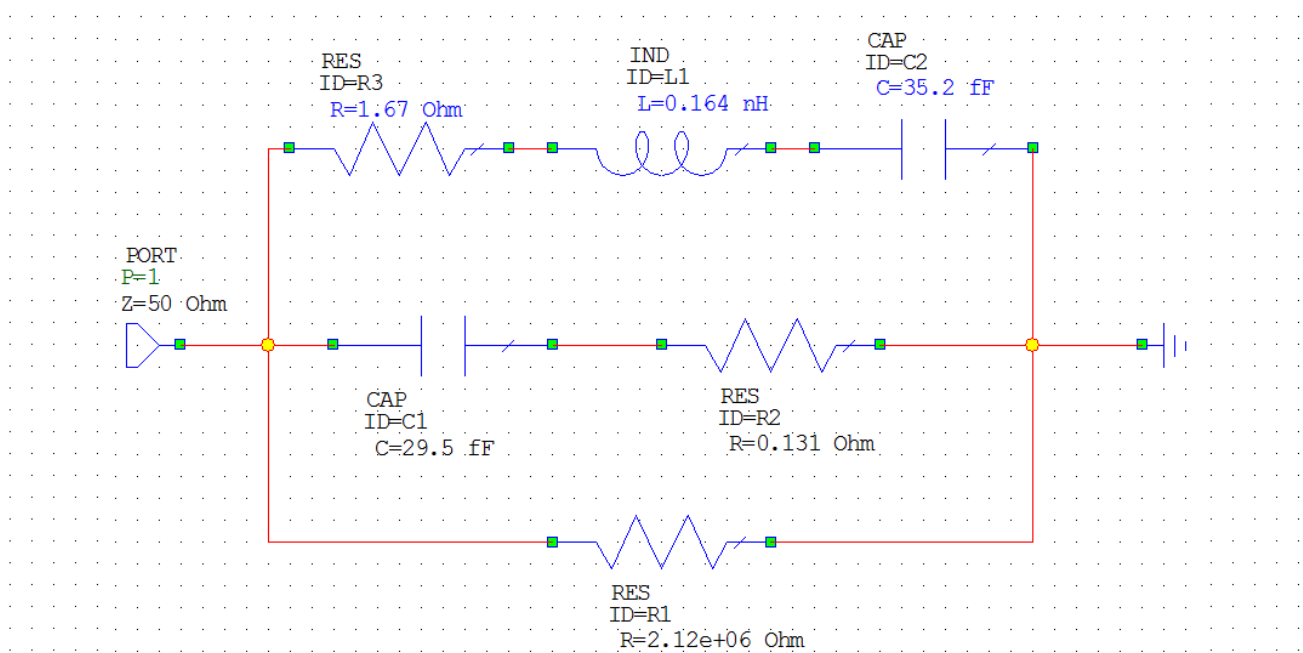


Figura IV.17 Circuito equivalente del interruptor RF MEMS en estado abierto.

En la figura IV.18 se muestran las gráficas de los parámetros S y Z de las simulaciones en CST Microwave Studio, así como la gráfica del circuito equivalente en estado abierto del interruptor.

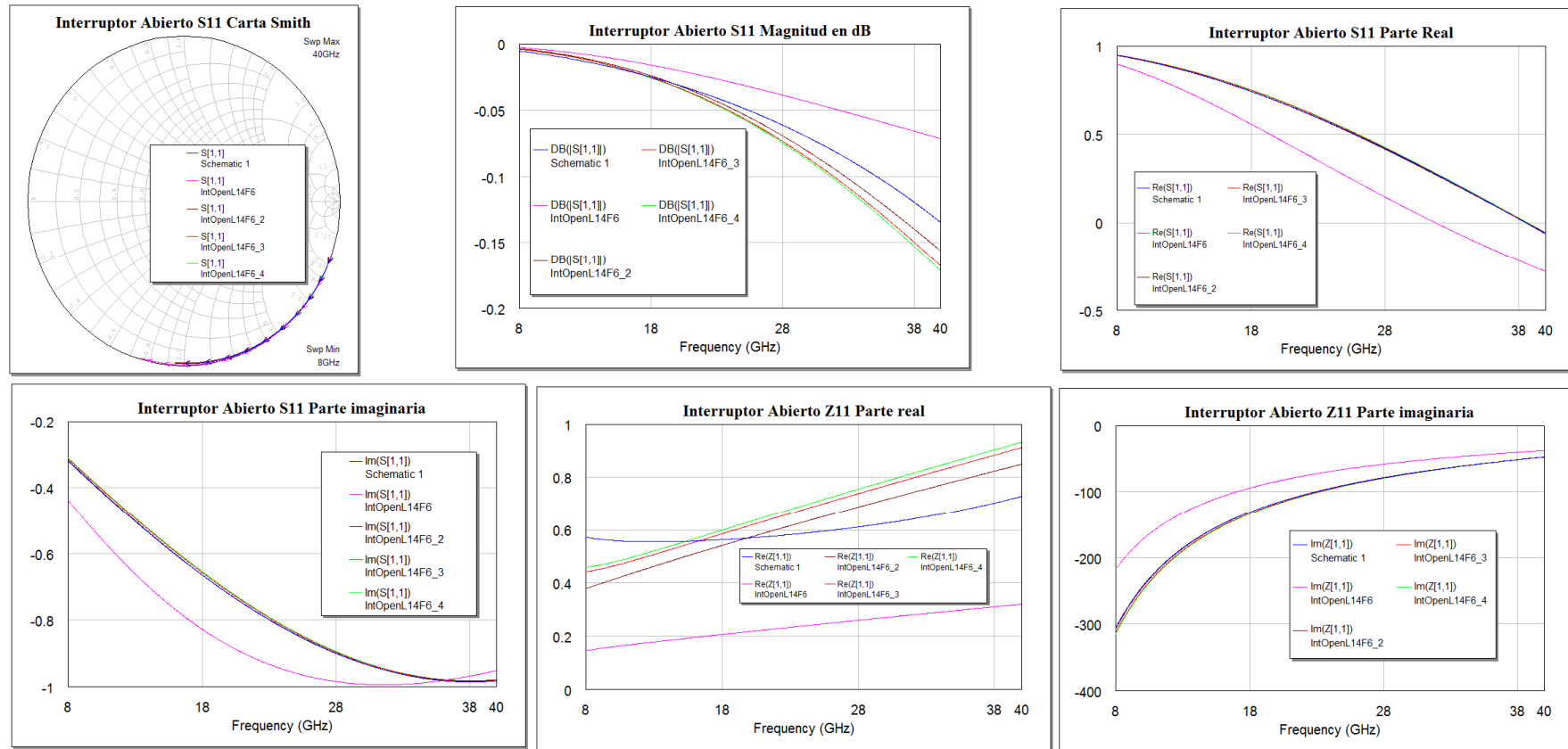


Figura IV.18 Ajuste del circuito equivalente del interruptor abierto con las curvas de simulación de CST Microwave Studio. La curva de "Schematic1" corresponde al circuito equivalente.

IV.2.3 Circuito equivalente para el estado cerrado

Para encontrar el circuito equivalente del interruptor en estado cerrado nuevamente utilizamos los datos de la simulación de CST Microwave Studio, pero de la simulación del estado cerrado del interruptor y el circuito equivalente de la estructura ranurada. En este caso el efecto inductivo predomina, por lo cual, se puede depreciar la capacitancia del modelo anterior y solamente incluir un inductor y un resistor en el modelo de estado cerrado. En la figura IV.19 se muestra el circuito equivalente en estado cerrado ajustado mediante software especializado.

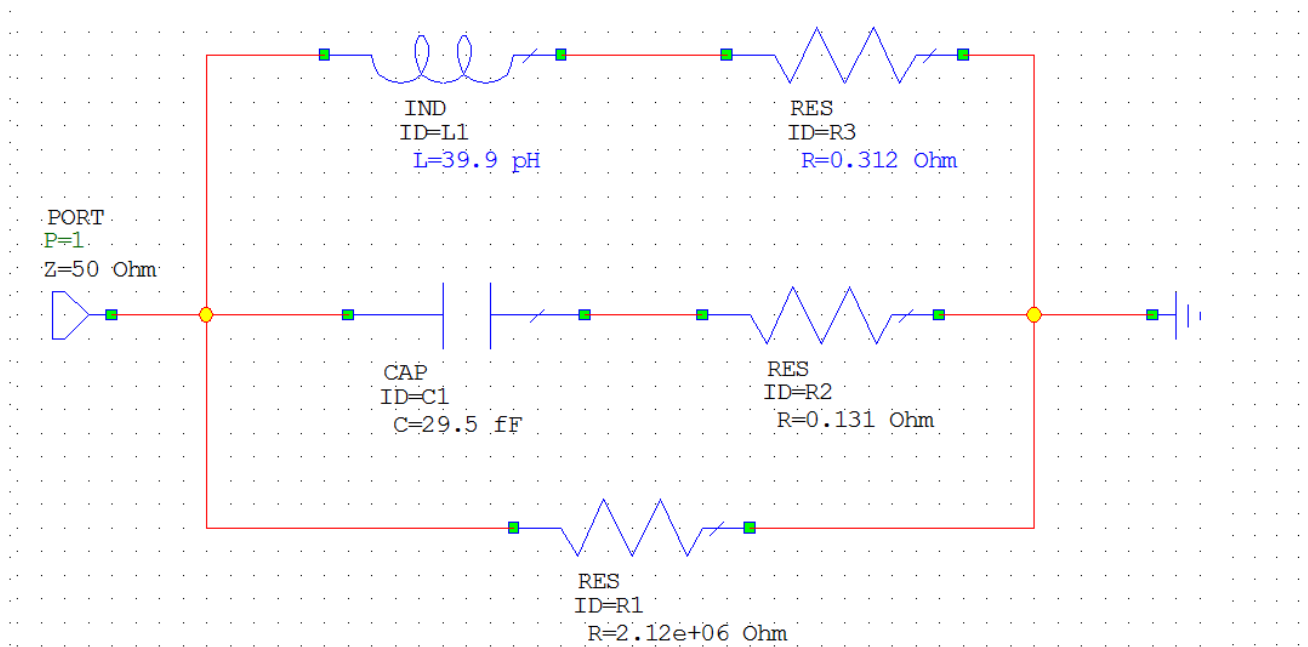


Figura IV.19 Circuito equivalente del interruptor RF MEMS en estado cerrado.

En la figura IV.20 se muestran los parámetros S y Z del circuito equivalente en estado cerrado, así como los de las simulaciones en CST Microwave Studio.

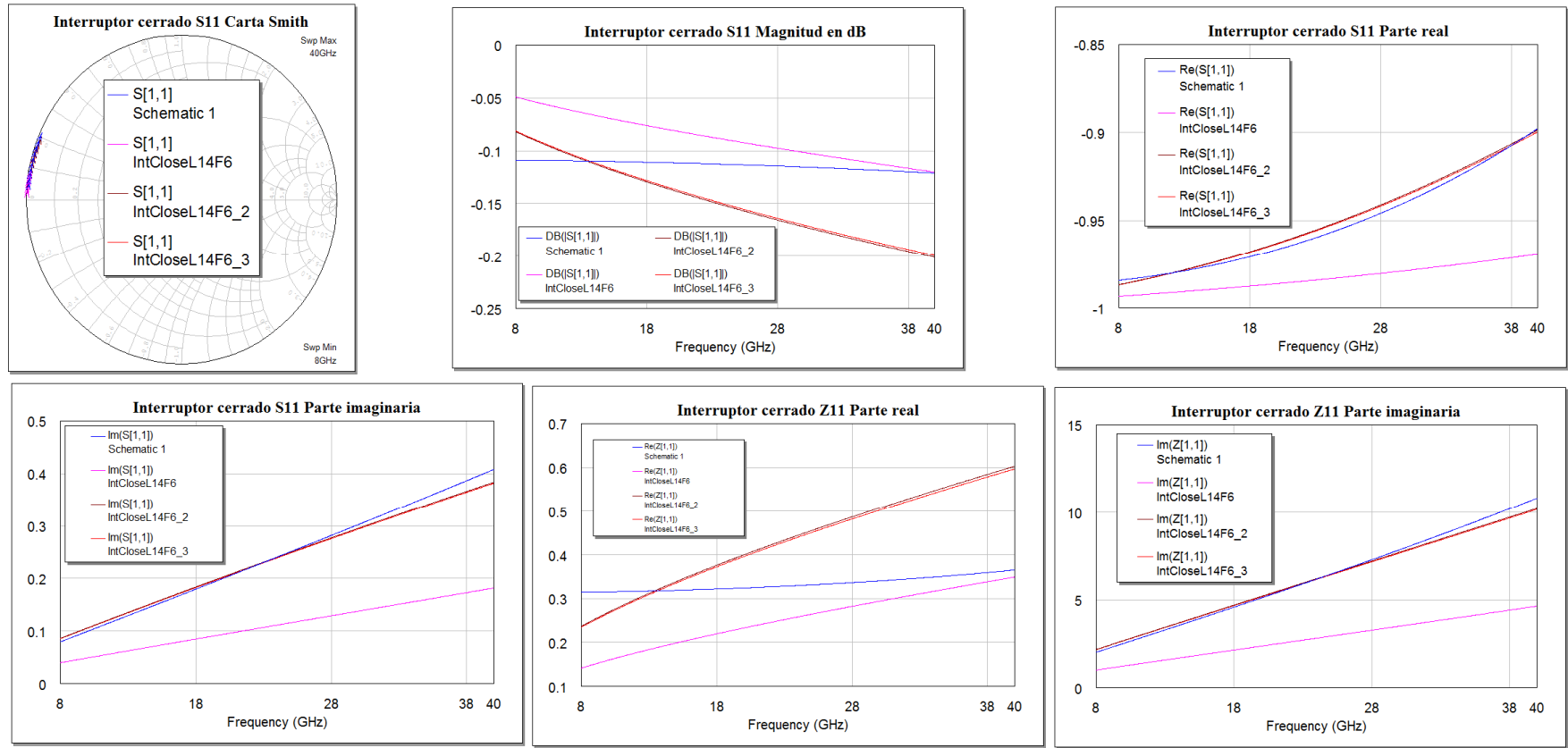


Figura IV.20 Ajuste del circuito equivalente del interruptor cerrado con las curvas de simulación de CST Microwave Studio. La curva de "Schematic1" corresponde al circuito equivalente.

IV. 3 Parámetros S del interruptor

Las simulaciones anteriores del interruptor RF MEMS en CST Microwave Studio utilizando un puerto discreto nos auxiliaron para encontrar el circuito equivalente de nuestro interruptor en sus dos estados, pero estas simulaciones no nos dicen directamente que tan buen desempeño tiene el interruptor. Para ello utilizamos el circuito equivalente del interruptor RF MEMS en cada uno de sus estados (sin tomar en cuenta el circuito de la ranura) y empleando la definición de matriz de dispersión (parámetros S) de dos puertos (entrada y salida), con este análisis podremos caracterizar mejor cada estado del interruptor.

En la figura IV.21 se muestra el circuito de microondas para obtener los parámetros S de nuestro interruptor. Este circuito consiste en dos segmentos de línea de transmisión conectados en paralelo con el circuito equivalente del interruptor, los segmentos de línea de transmisión están acoplados a la entrada y a la salida. De esta manera podemos encontrar los parámetros S del interruptor. Entre los elementos que conforman la matriz S del interruptor, los de mayor interés son el elemento S_{11} (coeficiente de reflexión), el cual, determina las pérdidas de retorno cuando el interruptor se encuentra en estado de conducción de señal, el elemento S_{21} (coeficiente de transmisión), representa las pérdidas de inserción cuando el interruptor se encuentra en estado de transmisión de señal, y el aislamiento cuando el interruptor está en estado de no conducción. Estos parámetros son figuras de merito que nos dicen que tan buen desempeño tiene el interruptor.

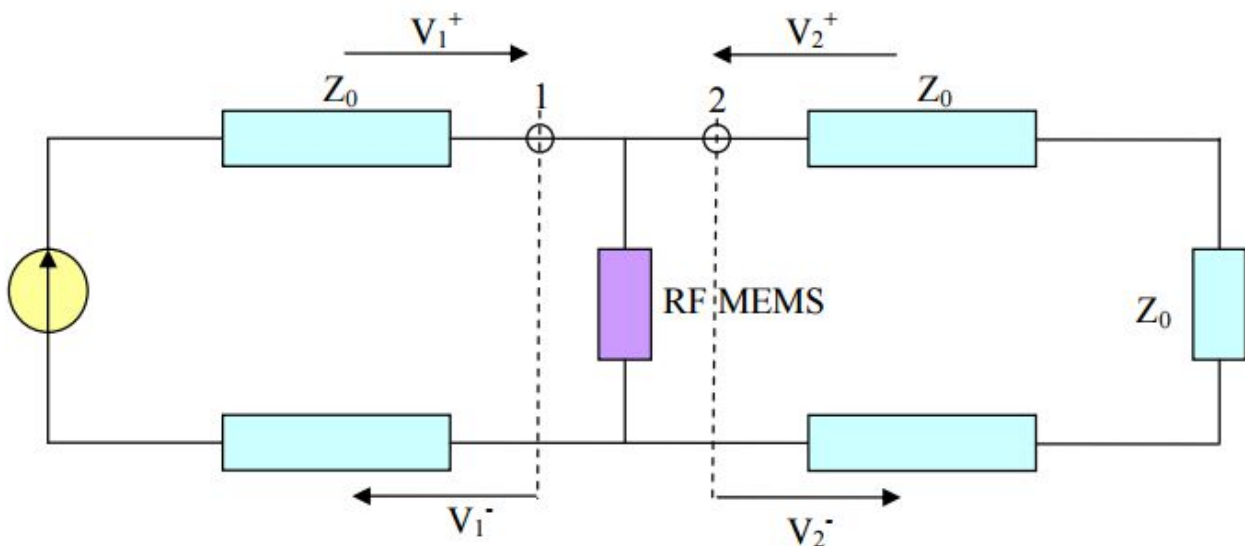


Figura IV.21 Circuito de microondas para encontrar los parámetros S del interruptor.

IV.3.1 Aislamiento

El aislamiento es un parámetro que mide el desempeño del interruptor cuando este impide la transmisión de señal de un puerto a otro. En nuestro caso, el interruptor está conectado en paralelo a la estructura ranurada, para que el interruptor impida el paso de señal en frecuencias de microondas necesita hacer un corto circuito, es decir, impedancia casi igual a cero ($Z_{MEMS} \rightarrow 0$). De esta forma la señal que incide en el puerto de entrada a través de la línea ranurada, al encontrarse con una impedancia igual a cero, se reflejara totalmente.

El estado en el que nuestro interruptor presenta la impedancia más cercana a cero es en el estado cerrado (con voltaje de actuación aplicado). Como nuestro interruptor no alcanza un estado ideal de impedancia cero, la señal que incide en el puerto de entrada no se reflejara totalmente y una parte de señal alcanzara cruzar del puerto de entrada al puerto de salida. Mediante software especializado podemos simular el circuito de la figura IV.21 colocando puertos de entrada en ambos lados del interruptor, entonces, para medir el aislamiento (parámetros S_{21} y S_{12}) del interruptor utilizamos el circuito equivalente del interruptor en estado cerrado. En la figura IV.22 se muestra el circuito simulado para obtener el aislamiento, la resistencia R_1 no forma parte del circuito equivalente y solamente se colocó porque no se pueden interconectar puertos entre sí, además el valor de R_1 es tan pequeño que no afecta la medición del aislamiento.

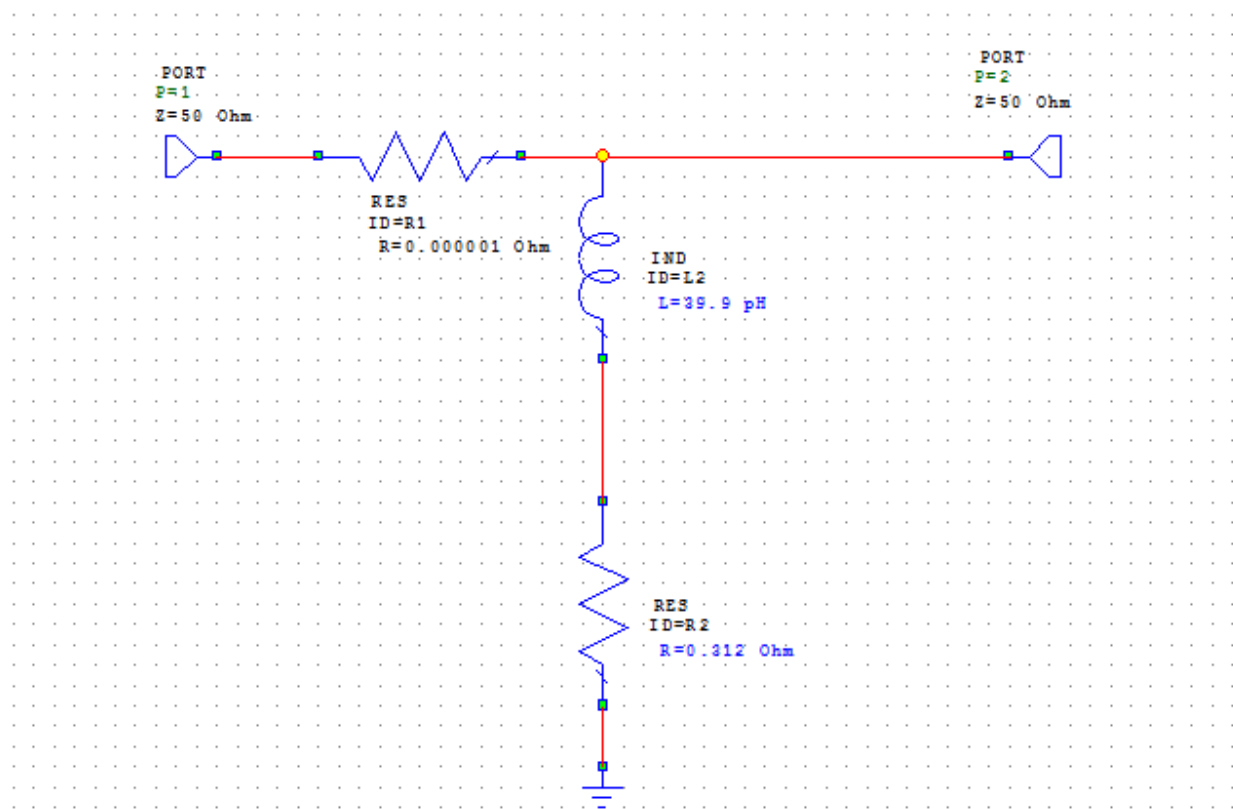


Figura IV.22 Circuito simulado para obtener el aislamiento del interruptor.

En la figura IV.23 se muestra la gráfica del aislamiento del interruptor.

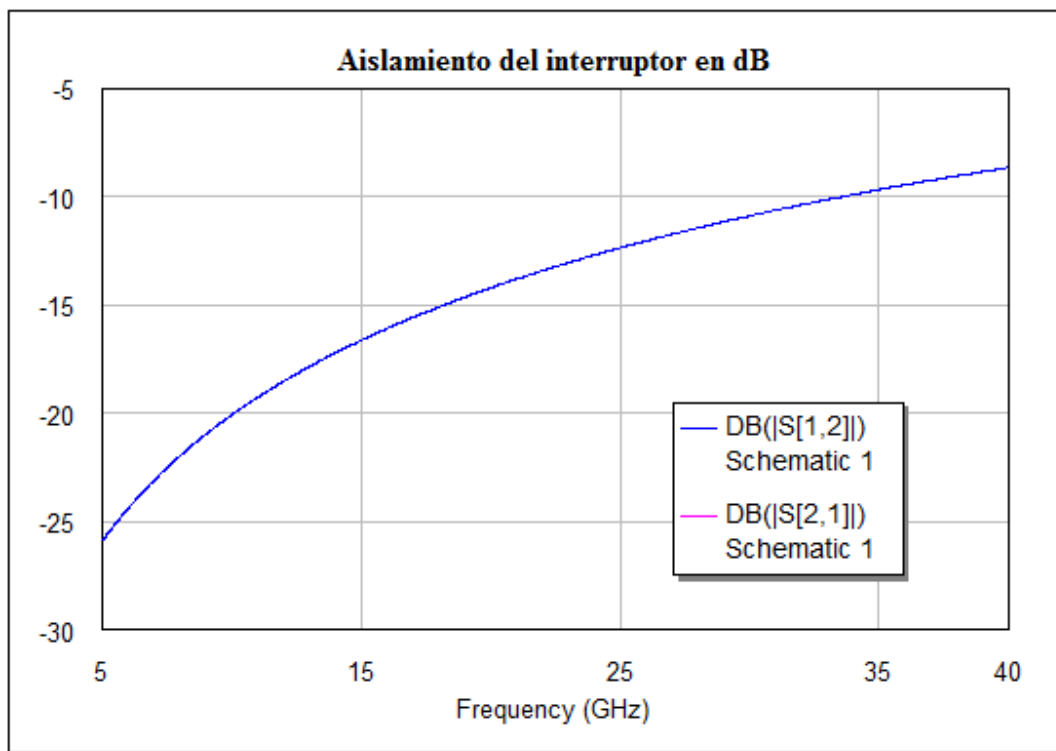


Figura IV.23 Aislamiento simulado

Como podemos ver en la figura IV.23 el aislamiento disminuye al aumentar la frecuencia. En la tabla IV.2 se muestran los valores de aislamiento para algunos valores de frecuencia.

Tabla IV.2
Aislamiento del interruptor RF MEMS diseñado

Frecuencia en [GHZ]	Aislamiento en [dB]
8	-22
10	-20
12	-18.5
20	-14.2
24	-12.7
28	-11.4
30	-10.9
34	-9.92
38	-9.06
40	-8.67

IV.3.2 Pérdidas de inserción

Las pérdidas de inserción se obtienen mediante la simulación del circuito de la figura IV.21, pero con la diferencia de utilizar el circuito equivalente en estado abierto. Idealmente cuando el interruptor permite el paso de señal, esta incide en el puerto de entrada y es transmitida hacia el puerto de salida sin sufrir pérdidas, para que esto ocurra se necesita que la impedancia del interruptor sea una impedancia muy grande, infinita ($Z_{MEMS} \rightarrow \infty$), en el caso cuando se conecta el interruptor en paralelo con los segmentos líneas de transmisión. Como el diseño de cualquier interruptor no alcanza impedancia infinita existen pérdidas de inserción, es decir, la señal no se transmite totalmente y parte de la señal es reflejada.

Al igual que con el aislamiento utilizamos software especializado para simular las pérdidas de inserción utilizando el circuito equivalente en estado abierto (cuando no hay voltaje de actuación aplicado) y lo conectamos en paralelo con los puertos de entrada y salida, medimos el parámetro S_{21} y S_{12} . En la figura IV.24 se muestra el circuito simulado para obtener las pérdidas de inserción.

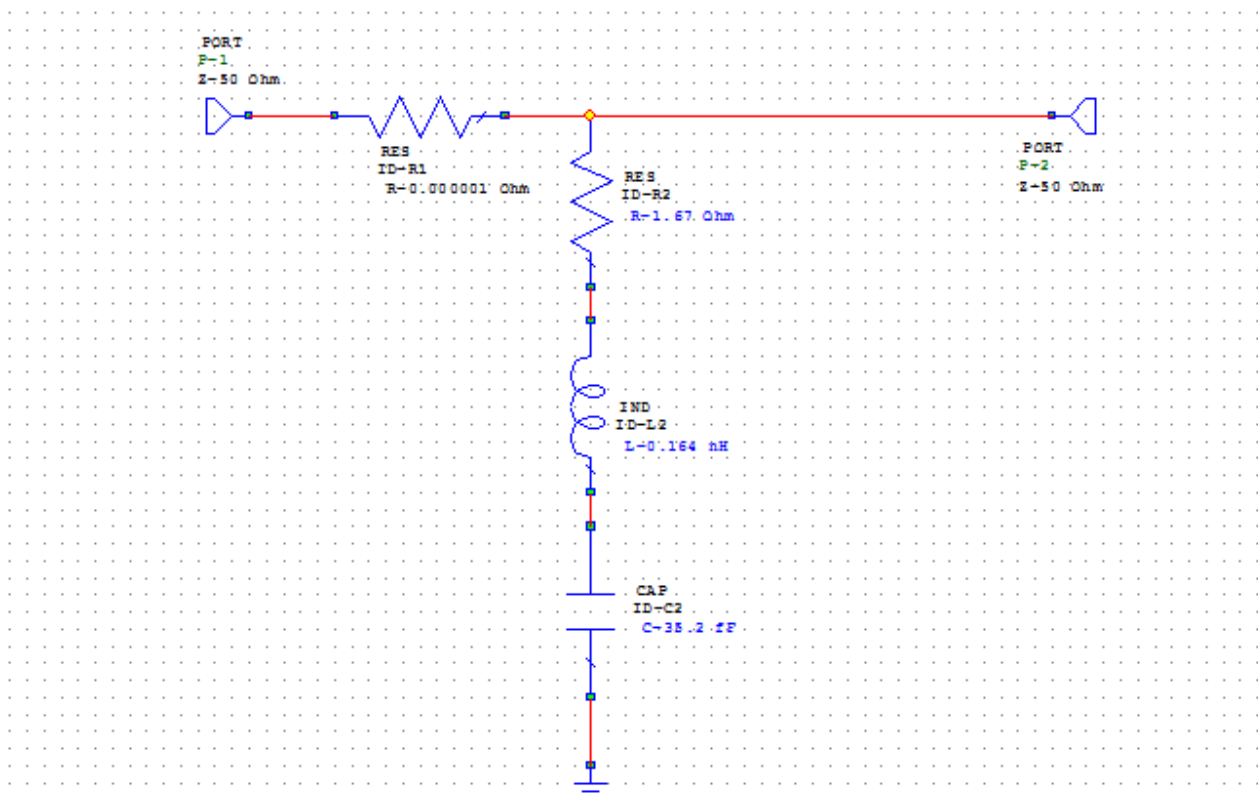


Figura IV.24 Circuito simulado para obtener las pérdidas de inserción.

En la figura IV.25 se muestra la grafica de pérdidas de inserción obtenidas.

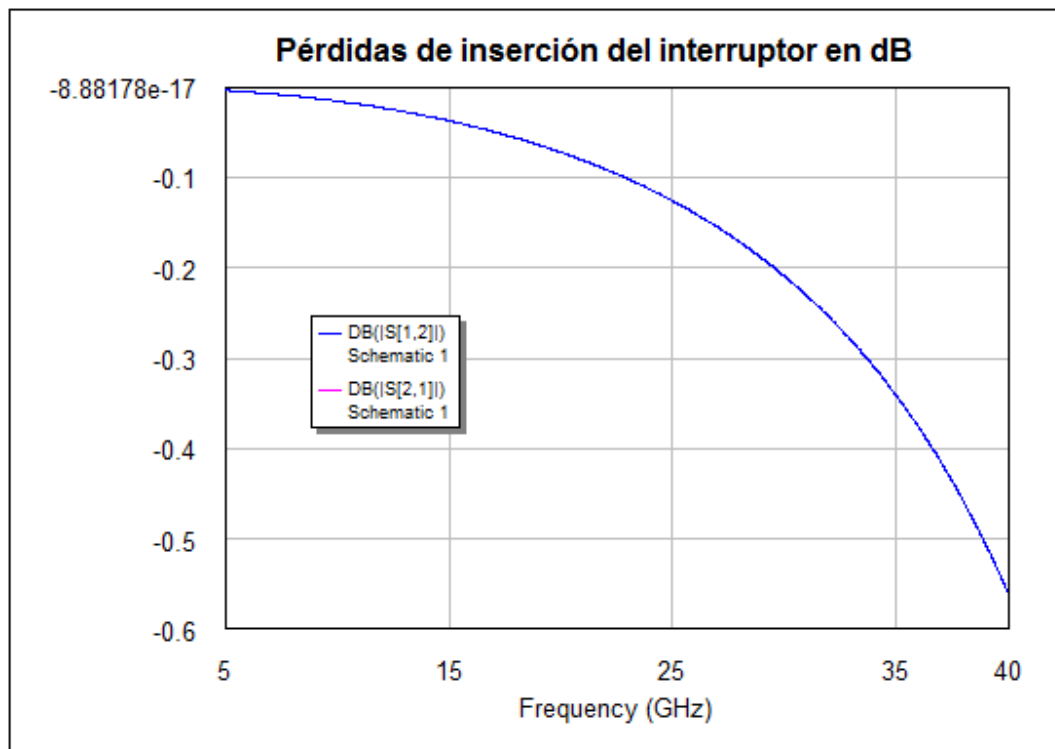


Figura IV.25 Pérdidas de inserción simuladas

Como podemos ver en la figura IV.25 las pérdidas de inserción aumentan a medida que aumentamos la frecuencia. En la tabla IV.3 se muestran algunos valores de pérdidas de inserción para varias frecuencias.

Tabla IV.3

Pérdidas de inserción del interruptor RF MEMS diseñado

Frecuencia en [GHZ]	Pérdidas de inserción en [dB]
8	0.00993
10	0.0157
12	0.0233
20	0.0722
24	0.113
28	0.171
30	0.208
34	0.311
38	0.459
40	0.559

IV.3.3 Pérdidas de retorno

Las pérdidas de retorno son la relación de la potencia reflejada entre la potencia incidente $RL = \frac{P_{refl}}{P_{inc}}$ en estado de conducción de señal del interruptor y nos dice que tan bien acoplado esta nuestro interruptor RF MEMS con la línea de transmisión cuando hay transmisión de señal [22]. Para esta simulación medimos el parámetro S_{11} utilizando el circuito de la figura IV.24. En la figura IV.26 se muestran los resultados obtenidos mediante software especializado para las pérdidas por retorno.

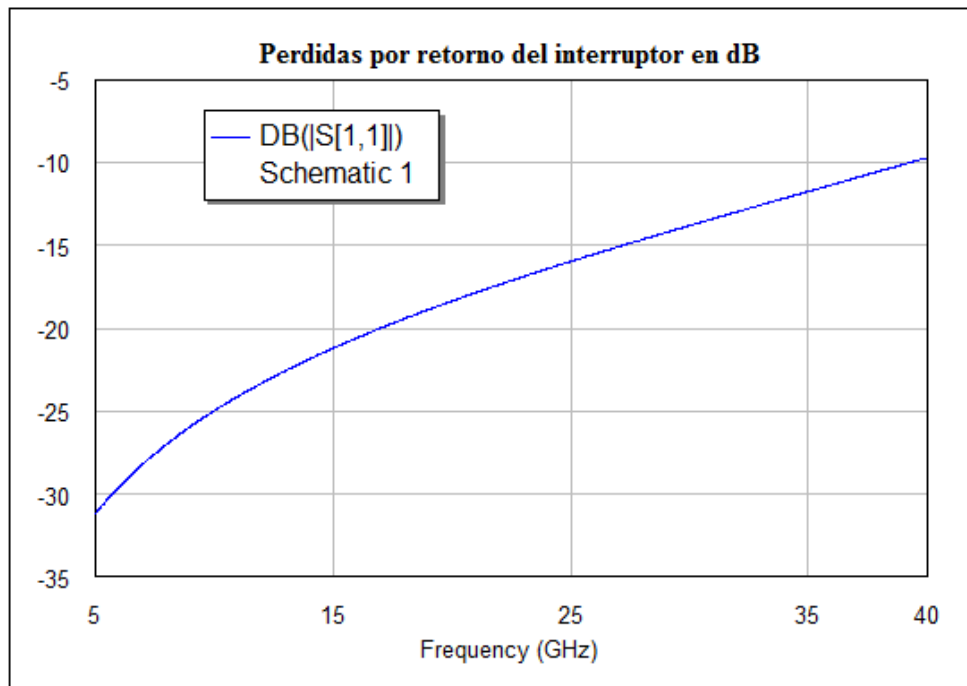


Figura IV.26 Pérdidas de retorno simuladas

En la tabla IV.4 se muestran algunos valores de las pérdidas de retorno para distintos valores de frecuencia.

Tabla IIV.4

Pérdidas de retorno del interruptor RF MEMS diseñado

Frecuencia en [GHZ]	Pérdidas de retorno [dB]
8	27
10	24.9
12	23.3
20	18.4
24	16.4
28	14.7
30	13.8
34	12.2
38	10.6
40	9.73

IV. 4 Conclusiones

El análisis electrodinámico del interruptor nos ayuda a saber que tan buen comportamiento tiene nuestro interruptor en el intervalo de frecuencias de súper alta frecuencia (3 – 30 GHz). Entre los parámetros más importantes están: Aislamiento, pérdidas de inserción, factor de calidad de conmutación y pérdidas de retorno. Estos parámetros dependen de la conexión eléctrica del interruptor RF MEMS (en serie o en paralelo) así como de la geometría del interruptor y de los materiales empleados. En la tabla IV.5 se muestra un resumen de los parámetros electrodinámicos del interruptor en comparación de los del interruptor con mejor desempeño del estado del arte revisado.

Tabla IIV.5

Parámetros electrodinámicos del interruptor diseñado

	Valores simulados del diseño propuesto	Valores del Interruptor de [14]
Aislamiento	-20 [dB] @10 [GHz]	-35 [dB] @10 [GHz]
Pérdidas de inserción	0.0157 [dB] @ 10 [GHz]	0.18 [dB] @ 10 [GHz]
Factor de calidad de Conmutación	1, 604, 885 @ 10 [GHz]	---
Pérdidas de retorno	24.9 [dB] @ 10 [GHz]	---

Observando la tabla IV.5, vemos que el interruptor diseñado en general tiene un muy buen desempeño. El valor de aislamiento es menor al de [14] pero aceptable. En nuestro diseño las pérdidas de inserción son muy pequeñas superando las de [14]. El factor de calidad de conmutación es muy alto ($k \gg 1000$).

Tal vez se podría mejorar el aislamiento modificando la geometría del diseño pero acosta de que aumenten las pérdidas de inserción, por ello se trataría de buscar un equilibrio entre ambos parámetros optimizando mejor la geometría del diseño.

V. Conclusiones Generales

Los interruptores RF MEMS son una de las opciones con más expectativas para reemplazar a los dispositivos de conmutación que se utilizan actualmente en los sistemas de comunicaciones. Entre sus principales ventajas podemos mencionar:

- Muy bajo consumo de potencia
- Menores productos de intermodulación
- Menores costos de producción
- Menores pérdidas de inserción
- Mejor aislamiento

Los desplazadores de fase son los componentes esenciales de las antenas en arreglos de fase, cuya aplicación principal son los sistemas de radar. El desempeño de los desplazadores de fase depende, en gran medida, del tipo de conmutador utilizado. Los interruptores RF MEMS son uno de los dispositivos de conmutación que poseen características ideales para mejorar el rendimiento de los desplazadores de fase, pero siguen siendo una tecnología bajo investigación.

El diseño de un interruptor RF MEMS depende principalmente de los siguientes aspectos:

- Diseño geométrico de la estructura
- Características físicas de los materiales
- Mecanismo de actuación
- Tipo de conexión eléctrica

Tomando en cuenta estos aspectos se diseñó, se analizó y simuló un interruptor RF MEMS para un desplazador de fase tipo espirafase capaz de trabajar en la banda de súper alta frecuencia. Las características principales del interruptor RF MEMS diseñado fueron:

- Mecanismo de actuación electrostático
- Tipo de contacto metal-metal
- Estructura en viga voladiza
- Conexión eléctrica en paralelo
- Proceso de fabricación de circuito impreso flexible

Los resultados obtenidos se recopilan en la tabla V.1 y se comparan con los resultados del interruptor de [14], el cual, tiene el mejor desempeño de todos los interruptores consultados en el capítulo dos.

Tabla V.1
Resultados teóricos y simulados del diseño propuesto

	Valores teóricos del diseño propuesto	Valores simulados del diseño propuesto	Valores del Interruptor de [14]
Constante de resorte k en $\left[\frac{N}{m}\right]$	1.37	1.8592	---
Voltaje de jale V_{jale} en [V]	13.02	17.50 – 17.75	30
Voltaje de actuación V_{act} en [V]	16.95	22.75 – 23.08	45
Aislamiento en [dB]	---	-20 @10 [GHz]	-35 @10 [GHz]
Pérdidas de inserción en [dB]	---	0.0157 [@ 10 [GHz]	0.18 [@ 10 [GHz]
Pérdidas de retorno en [dB]	---	24.9 @ 10 [GHz]	---
Factor de calidad de Conmutación	---	1, 604, 885 @ 10 [GHz]	---

Los resultados expuestos en la tabla V.1 demuestran que el diseño propuesto posee muy buenas características para mejorar el desempeño de los desplazadores de fase. Sin embargo, se necesita disminuir aún más el voltaje de actuación y aumentar también el aislamiento.

El siguiente paso sería fabricar el interruptor RF MEMS mediante el proceso de fabricación de tecnología flexible con el que cuenta el grupo de RF y Microondas del Centro UNAMems. Para posteriormente hacer pruebas, caracterizar el dispositivo y finalmente comparar los resultados medidos en el laboratorio con los resultados simulados obtenidos.

VI. Bibliografía

- [1] L. E. Larson, R. H. Hackett, M. A. Melendes y R. F. Lohr, «Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology - a new tuning approach for microwave integrated circuits,» de *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*, Boston, 1991.
- [2] G. M. Rebeiz, «Introduction: RF MEMS for microwave applications,» de *RF MEMS: Theory, design, and technology*, New Jersey, John Wiley & Sons, 2003, pp. 1-14.
- [3] N. El-Hinnawy, P. Borodulin, B. P. Wagner, M. R. King, E. B. Jones, R. S. Howell, M. J. Lee y R. M. Young, «Low-loss latching microwave switch using thermally pulsed non-volatile chalcogenide phase change materials,» *Applied Physics Letters*, nº 105, Julio 2014.
- [4] D. T. Mendoza Rosales, «Tesis de maestría: Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda Ka usando tecnología flexible de circuito impreso,» UNAM, D. F., 2007.
- [5] I. B. Vendik, O. G. Vendik y E. L. Kollberg, «Commutation quality factor of two-state switchable devices,» *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 48, nº 5, pp. 802-808, 2000.
- [6] H. J. De Los Santos, «Fundamental MEMS Device Physics,» de *Introduction to Microelectromechanical Microwave Systems*, Norwood Massachusetts, Artech House, 2004, pp. 25-40.
- [7] K. E. Petersen, «Dynamic micromechanics on silicon: Techniques and devices,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 25, nº 10, pp. 1241-1250, 1978.
- [8] P. M. Zavracky, . S. Majumder y N. E. McGruer, «Micromechanical switches fabricated using nickel surface micromachining,» *Journal of Microelectromechanical Systems* , vol. 6, nº 1, pp. 3-9, 1997.
- [9] M. S. Weinberg, «Working equations for piezoelectric actuators and sensors,» *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 8, nº 4, pp. 529-533, 1999.
- [10] B. A. Cetiner, J. Y. Qian, H. P. Chang, M. Bachman, G. P. Li y F. De Flaviis, «Monolithic integration of RF MEMS switches with a diversity antenna on PCB substrate,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, nº 1, pp. 332-335, 2003.
- [11] K. Lian, M. Eliacin, R. Lempkowski, M. Chason, M. O'Keefe y J. Drewniak, «RF-MEMS switches on a printed circuit board platform,» *Circuit World*, vol. 36, nº 4, pp. 12-17, 2010.
- [12] A. Qun Liu, «Capacitive Shunt Switches,» de *RF MEMS switches and integrated switching circuits design fabrication and test*, Springer Science, 2010, pp. 5-7.
- [13] M. Angira, G. M. Sundaram y K. J. Rangra, «A novel approach for low insertion loss multi-band capacitive shunt RF-MEMS switch,» *Wireless Personal Communications*, vol. 83, nº 3, pp. 2289-2301, 2015.
- [14] L. Liu, «High Performance RF MEMS Series Contact Switch Design and Simulations,» de *Electronic Components and Technology Conference*, 2007.

- [15] Y. Jang, S. Kang, H. C. Kim y K. Chun, «An RF MEMS switch with a differential gap between electrodes for high isolation and low voltage operation,» *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 21, nº 7, 2011.
- [16] G. M. Rebeiz, «Mechanical of MEMS devices static analysis,» de *RF MEMS Theory, Design and Technology*, New Jersey, John Wiley & Sons, 2003, pp. 21-38.
- [17] M. Zahn, *Electromagnetic Field Theory: A Problem Solving Approach*, New York: John Wiley & Sons, 1979.
- [18] A. E. Martynyuk, A. G. Martinez-Lopez y J. I. Martinez Lopez, «2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter with BCB-Based Bias Circuit,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, nº 12, pp. 4056-4061, 2006.
- [19] Coventor, Inc., «MEMS Design and analysis in Analyzer Tutorials,» 2012.
- [20] CST-Computer Simulation Technology, «CST,» [En línea]. Available: <https://www.cst.com/Products/CSTMWS>. [Último acceso: 28 Agosto 2015].
- [21] G. M. Rebeiz, «Electromagnetic modeling of MEMS switches,» de *RF MEMS Theory, Design and Technology*, New Jersey, John Wiley & Sons, 2003, pp. 87-120.
- [22] C. J. Aguilar Armenta y A. A. Aguilar del Angel, «Tesis de licenciatura: Desplazador de fase para la banda de extremadamente alta frecuencia con conmutadores MEMS,» UNAM, México D. F., 2008.