



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
FACULTAD DE INGENIERÍA

***CAPACITOR VARIABLE MEMS PARA LA
BANDA X***

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

PRESENTA:

IGNACIO CUAUHTÉMOC BENÍTEZ ZÚÑIGA



DIRECTOR:

DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS

CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO D.F., 2012

DEDICATORIAS

*A mis padres Angelina e Ignacio que tanto quiero, y admiro, por su guía
y consejos dados.*

*A mis tíos Vicente, Gloria y Sara por todo su apoyo y cariño
incondicional.*

*A mis Hermanos por todo su apoyo incondicional durante todos estos
años.*

A toda mi familia que me ha dado su apoyo siempre, hasta ahora.

*A mi amada Erika, por el amor, comprensión y aliento con los que en
todo tiempo me Abriga.*

A la memoria de mi abuelita Lucrecia que siempre creyó en mi.

Agradecimientos

A Dios por haberme concedido la oportunidad de realizar este sueño.

*A la Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM, por haberme abierto sus
puertas de par en par.*

*A todos los profesores de la carrera, en especial al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas por haber
depositado su confianza en mí aceptando ser mi director de tesis.*

A los sinodales que se tomaron el tiempo necesario para corregir este trabajo.

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

A todos mis amigos y compañeros de generación, en especial a Carlos y Javier.

ÍNDICE

Introducción	1
Objetivo	3
Estructura de la Tesis	3
Capítulo 1. Capacitores Variables MEMS	5
1.1 Tipos de capacitores variables MEMS	6
1.2 Capacitores variables por variación de GAP	9
1.2.1 Capacitores variables con actuación electrostática	9
1.2.2 Capacitores variables con actuación electrotérmica	11
1.2.3 Capacitores variables con actuación piezoeléctrica	13
1.2.4 Capacitores variables con actuación magnética	14
1.3 Capacitores variables por variación de área	16
1.4 Capacitores variables por variación de dieléctrico	18
1.5 Estado del arte de capacitores variables MEMS	19
1.6 Conclusiones	28
Bibliografía	29
Capítulo 2. Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables	30
2.1 Superficies Selectivas de Frecuencia	31
2.2 Estado del arte de las Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables	38
2.3 Selección de la Superficie Selectiva de Frecuencia	43
2.4 Conclusiones	44
Bibliografía	46

Capítulo 3. Análisis electromecánico del capacitor	48
3.1 Especificaciones de diseño	48
3.2 Diseño mecánico	53
3.2.1 Constante de rigidez k	53
3.2.2 Voltaje de jale (pull - in)	66
3.3 Simulación mecánica	72
3.4 Diseño dinámico	76
3.5 Conclusiones	83
Bibliografía	85
Capítulo 4. Análisis electrodinámico del capacitor	86
4.1 Circuito equivalente	86
4.2 Parámetros S del capacitor	92
4.3 Factor de calidad Q	106
4.4 Conclusiones	108
Bibliografía	110
Capítulo 5. Propuesta de integración del capacitor MEMS a la Superficie	
Selectiva de Frecuencia	111
5.1 Tecnologías empleadas en la fabricación de MEMS	112
5.1.1 Micromaquinado	112
5.1.2 Evaporación	113
5.1.3 Pulverización Catódica (Sputtering)	113
5.1.4 Deposición Química en Fase Vapor	114
5.1.5 Deposición por medio giro (Spinner)	115
5.1.6 Litografía	115
5.1.7 Grabado	116

5.2 Materiales empleados	116
5.2.1 Rogers RO4003C	117
5.2.2 Fotorresina AZ 9245	117
5.2.3 Cobre	117
5.2.4 Benzocyclobuteno (BCB) CYCLOTENE XU35133	118
5.3 Descripción del proceso de fabricación flexible de circuito	
Impreso	119
5.3.1 Proceso de Fabricación	120
5.4 Parámetros S de la Superficie Selectiva de Frecuencia con el	
Capacitor variable insertado	129
5.5 Conclusiones	132
Bibliografía	133
Conclusiones generales _____	134
Bibliografía general _____	136

Introducción

Los MEMS (Acrónimo inglés para Micro Electromechanical Systems) son dispositivos electromecánicos miniaturizados, resultado de la integración de elementos mecánicos y eléctricos sobre un sustrato, generalmente de silicio, usando tecnología de fabricación empleada en la producción de los circuitos integrados.

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

El mercado actual de los MEMS son los sensores de inercia y presión, principalmente utilizados en las impresoras de inyección de tinta y pantallas digitales de alta resolución. Las aplicaciones emergentes incluyen sensores de presión en sistemas neumáticos, dispositivos de control y manejo de fluidos para análisis químicos.

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

las dimensiones de los MEMS, por ello es que en los últimos años se ha dado un gran auge en el diseño y fabricación de dispositivos MEMS para la industria de las comunicaciones electrónicas inalámbricas y son llamados RF MEMS.

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

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

- **Interruptores, inductores y capacitores variables RF MEMS** que han demostrado trabajar en frecuencias que van de 0 a 120 GHz y están en una tecnología robusta y madura. Los interruptores y capacitores variables tienen partes móviles.
- **Líneas de transmisión, resonadores de factor de calidad alto (Q), filtros y antenas** que operan de 12 a 200 GHz. Son integrados en membranas dieléctricas o en técnica de corte de sustrato (bulk micromachining) y no tienen partes móviles
- **Resonadores acústicos y filtros (FBAR)** que utilizan vibraciones en películas delgadas y que han demostrado tener un excelente rendimiento por arriba de los 3 GHz con un factor de calidad muy alto ($Q > 2000$).

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

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

OBJETIVO

Analizar y diseñar un capacitor variable MEMS para la banda X utilizando tecnología de circuito impreso flexible para reconfigurar una Superficie Selectiva de Frecuencia.

ESTRUCTURA DE LA TESIS

En el primer capítulo se presenta aspectos generales de los capacitores variables RF MEMS, así como los parámetros más importantes para el análisis y diseño, además de presentar el estado del arte de los dispositivos mencionados

El segundo capítulo se presenta aspectos generales de las Superficies Selectivas de Frecuencia, y además se presenta el estado del arte de las mismas siendo reconfigurables. Con base en lo anterior se seleccionará el tipo de Superficie Selectiva de Frecuencia con la cual se hará una propuesta de integración del capacitor variable, al dispositivo al que hacemos mención.

En el tercer capítulo se presenta el análisis electromecánico del capacitor variable propuesto. Se presentan las bases teóricas para el análisis del capacitor y se analiza mediante software especializado para ello.

El cuarto capítulo se presenta el análisis electrodinámico del capacitor variable, se presentan el circuito eléctrico equivalente que representa al capacitor, la respuesta en frecuencia que presenta y el factor de calidad (Q) del capacitor variable, para ello tendrá a lugar un análisis teórico acompañado con simulaciones de software especializado para ello.

En el quinto capítulo se presenta una descripción del proceso de fabricación del capacitor variable insertado en la Superficie Selectiva de Frecuencia, y simulaciones utilizando software especializado, para observar el comportamiento del sistema analizado en el presente trabajo.

Finalmente se presentan las conclusiones generales del trabajo.

Capítulo 1.

CAPACITORES VARIABLES MEMS.

El incremento en la demanda en el mundo por las comunicaciones inalámbricas, ha traído como consecuencia un gran impulso en el desarrollo de sistemas de radio frecuencia y microondas que puedan cubrir requisitos básicos como son: altas frecuencias de operación, pocas pérdidas (alto factor de calidad Q), alta linealidad, alto rango de sintonía y un bajo consumo de potencia en aplicaciones tales como osciladores controlados por voltaje (VCO), filtros sintonizados, desplazadores de fase, transmisores y receptores. Los capacitores variables son componentes básicos en los mencionados circuitos de microondas y radio frecuencia, dada la importancia que tienen estos elementos en la sintonía de dichos sistemas.

En el rubro de los RF MEMS los capacitores variables son todavía los elementos más importantes en sistemas reconfigurables debido a sus características potenciales, incluyendo: alto factor de calidad, un alto rango de frecuencias de operación, alta linealidad, alto rango de variación, bajo consumo de potencia junto con una reducción en peso, tamaño y costo en sistemas de comunicación.

Un capacitor MEMS en un dispositivo electro-mecánico fabricado con tecnología de micro-fabricación capaz de almacenar energía. Gracias a sus propiedades los capacitores junto con los inductores (bobinas), son utilizados para formar circuitos resonantes que son la base para construir las aplicaciones anteriormente mencionadas.

El presente capítulo tiene como objetivo explicar el funcionamiento de los diferentes tipos de fabricación y diseños de los capacitores variables MEMS, además de resumir y presentar los desarrollos más recientes sobre este tema.

1.1 TIPOS DE CAPACITORES VARIABLES MEMS

Actualmente, existen tres maneras para construir capacitores variables MEMS, basados en su esquema de variación. La primera se fundamenta en el enfoque de placas paralelas (diseño vertical), y la variación de capacitancia se logra gracias al cambio entre la brecha (GAP) de las placas del capacitor (ver figura 1.1.1).

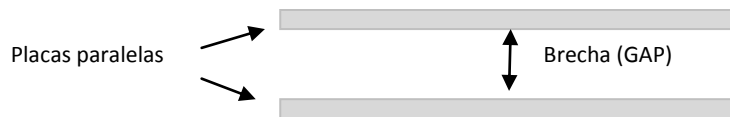


Figura 1.1.1 Capacitor Variable de placas paralelas

El segundo enfoque de fabricación se basa en un diseño interdigital tipo peine (movimiento horizontal), y al igual que el capacitor variable de placas paralelas la variación de capacitancia se logra al cambio de la brecha de las pequeñas placas interdigitales en forma de peine, además de una variación de área (movimiento vertical) entre las placas que conforman dicho capacitor (ver figura 1.1.2).

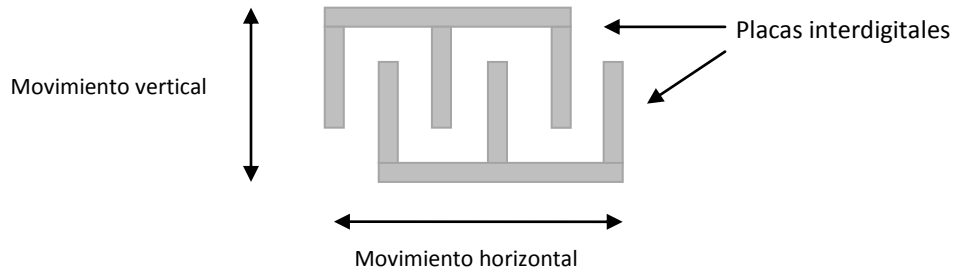


Figura 1.1.2 Capacitor Variable interdigital tipo peine

El tercer y último concepto de diseño de capacitores variables MEMS, consiste en variar la posición del dieléctrico del capacitor respecto a las placas paralelas que constituyen al capacitor (ver figura 1.1.3).

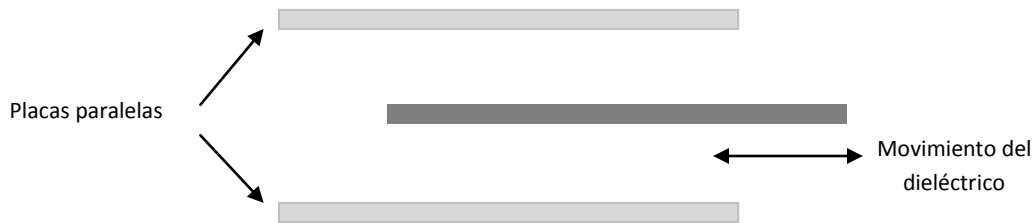


Figura 1.1.3 Capacitor Variable por variación de dieléctrico

Los tres enfoques para la fabricación de capacitores variables MEMS mencionados, se pueden clasificar como sigue:

Tecnología de Fabricación

- En superficie
- En volumen (micro-maquinado)

- Modo de Actuación
 - Electrostático
 - electrotérmico
 - Piezoeléctrico
 - Magnético
- Esquema de ajuste
 - Ajuste en el área
 - Ajuste en la brecha (gap)
 - Ajuste en el dieléctrico

En donde el capacitor variable de placas paralelas con actuación electrostática o capacitor variable conmutado es el más comúnmente investigado debido a su alto factor de calidad, bajo consumo de potencia y por su relativamente sencillo proceso de producción [1].

La capacitancia de un capacitor de dos placas de área A , separados por una brecha (GAP) d , se puede aproximar como:

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (1.0)$$

donde ϵ es la constante dieléctrica del medio. Es claro que para la ecuación (1.0) pueden variar tres variables físicas las cuales son: ϵ , A y d , con lo cual se pueden realizar las tres diferentes tecnologías de fabricación de capacitores variables MEMS mencionadas al principio de este tema. A continuación se presenta una explicación resumida del funcionamiento de los esquemas de los capacitores variables MEMS; por variación de GAP, por variación de área y por variación de dieléctrico.

1.2 CAPACITORES VARIABLES POR VARIACIÓN DE GAP

Un capacitor variable por variación de GAP, consiste (en su forma más básica) en una placa suspendida en la parte superior de otra placa. La placa se suspende, gracias al apoyo de micro muelles que sostiene a la placa superior (figura 1.2.1), debido a ello esta placa se puede mover en dirección vertical normal a la placa inferior teniendo así una variación entre el GAP y en consecuencia una variación del valor de la capacitancia del capacitor.

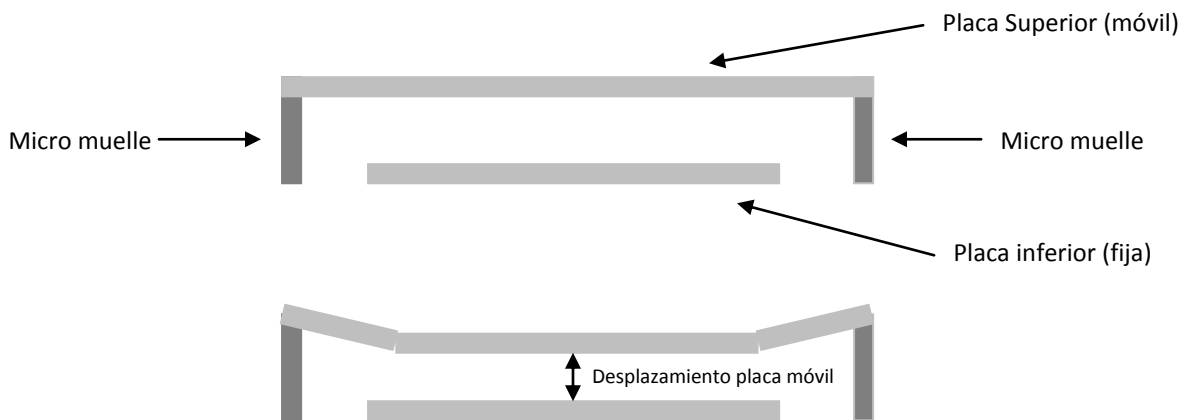


Figura 1.2.1 Capacitor Variable de placas paralelas con micro muelles

Para poder lograr la variación del GAP se utilizan cuatro métodos, los cuales son la actuación electrostática, electrotérmica, piezoeléctrica y magnética.

1.2.1 Capacitores variables con actuación electrostática

La actuación electrostática es una conversión de energía electromecánica que se utiliza para realizar un desplazamiento mecánico. Este tipo de actuación, es la técnica más usada y extendida en los RF MEMS debido al reducido tamaño de los electrodos (en el caso de los capacitores, las placas paralelas que lo

conforman), al bajo consumo, a un tiempo de respuesta relativamente bajo y la posibilidad de polarizar el dispositivo utilizando líneas de alta impedancia [2].

Cuando un campo eléctrico es producido por aplicar una diferencia de potencial en el sistema de placas paralelas (electrodos), la placa móvil inicia un desplazamiento hacia la placa fija resultado de la fuerza de atracción electrostática producida por el campo eléctrico. Esta fuerza es distribuida a lo largo de la placa móvil y, cuando el punto máximo de voltaje de polarización es alcanzado, la placa móvil es atraída hacia la placa fija completamente y el voltaje aplicado ya no controla a la placa paralela móvil. El equilibrio entre la fuerza de atracción electrostática y la fuerza de los apoyos de la placa móvil (micro muelle), tiene solo una pequeña deflexión de un tercio de la brecha inicial (GAP) del capacitor. A este umbral de voltaje se le conoce como **voltaje de jale-empuje (pull-in)**. Esto limita el ajuste de los capacitores MEMS a dos tercios de la diferencia inicial del GAP del capacitor, que restringe el límite teórico de 50% a cualquier sistema de placas paralelas con actuación electrostática. Por lo que el máximo intervalo de ajuste se puede escribir como sigue [2].

$$R_{max} = \left\{ \varepsilon A \left[\left(1 - \frac{1}{3} \right)^{x_0} \right]^{-1} - \frac{\varepsilon A}{x_0} \right\} \left(\frac{\varepsilon A}{x_0} \right)^{-1} \quad (1.1)$$

Donde x_0 representa la distancia de la brecha inicial del capacitor. Por lo anterior el principio de operación de un capacitor variable de dos placas paralelas como el mostrado en la figura 1.2.2 (a) consiste en una placa fija y una placa suspendida. La placa superior es suspendida por un resorte con constante k mientras que la placa inferior es fija. Cuando un voltaje de DC es aplicado en el sistema de placas paralelas, esto causa una fuerza de atracción electrostática, que hace que la placa suspendida se acerque a la placa fija y por lo tanto se tenga un incremento en la capacitancia del capacitor.

Como podemos observar el intervalo de ajuste al que hacemos referencia muestra una desventaja en este tipo de dispositivos con actuación electrostática, sin embargo dicha desventaja puede ser superada rediseñando la placa móvil. Esto ha traído como consecuencia un nuevo sistema que agrega una tercera placa

paralela al capacitor. El capacitor de tres placas paralelas con actuación electroestática consta, como su nombre lo dice, de tres placas paralelas, dos fijas y una móvil (figura 1.2.2 (b)); las placas superior e inferior son fijas mientras que la placa que se encuentra entre ellas es suspendida por un arreglo de resortes. Separando los voltajes de ajuste, V_1 y V_2 , podemos obtener una capacitancia C_1 y C_2 . La aplicación de voltaje en V_1 representa un incremento en la capacitancia de C_1 , mientras que si aplicamos un voltaje en V_2 representara un decremento en la capacitancia de C_1 . El máximo intervalo de ajuste del capacitor C_1 con respecto a V_1 y para C_2 con respecto a V_2 sigue siendo del 50%.

Sin embargo, el voltaje V_2 reduce el intervalo de ajuste del capacitor C_1 , lo que resulta en un intervalo de ajuste teórico del 100%

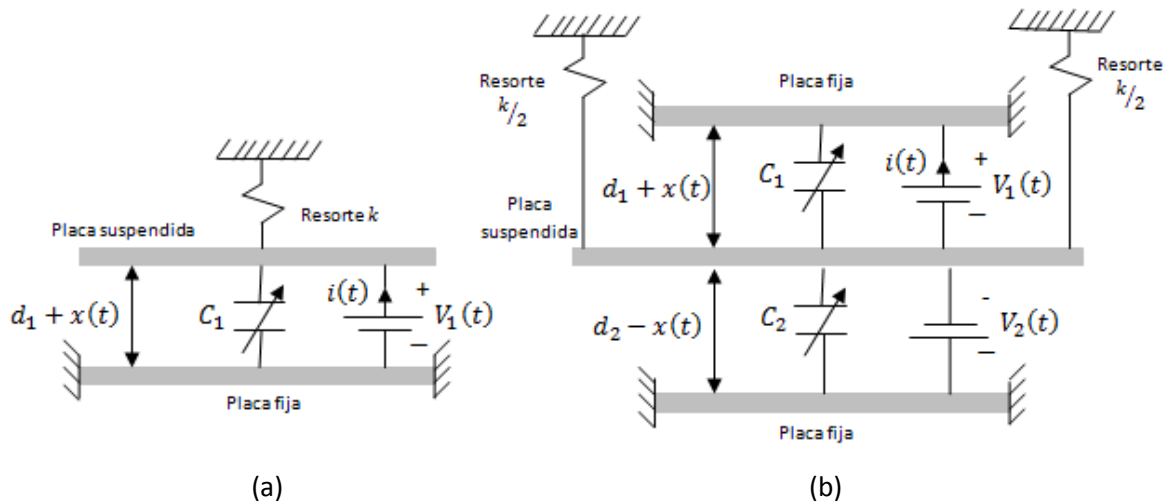


Figura 1.2.2 Principio de ajuste del capacitor de placas paralelas [2]

1.2.2 Capacitores variables con actuación electrotrémica

Es sabido que el ajuste electroestático de los capacitores MEMS es limitado por dos tercios del GAP inicial, que restringe el límite teórico de 50% a cualquier sistema de placas paralelas con actuación electroestática. Este límite en el ajuste

producido por el voltaje de pull-in puede ser superado usando actuadores térmicos.

La actuación electrotérmica es una conversión de energía calorífica a mecánica, que aprovecha la propiedad de dilatación y expansión que tienen algunos materiales para convertirla en un desplazamiento mecánico; cuando un material se calienta se expande, y su cuantía es en función de las propiedades del material. Dos objetos se pueden conectar de tal manera que un objeto se calienta más que los otros y se expande más, y ese desequilibrio crea movimiento, y la dirección del movimiento depende de la relación entre los objetos.

El control del GAP en el capacitor variable con actuación electrotérmica es manejado por el principio de expansión por diferencia térmica en los brazos que sujetan a una de las placas paralelas (ver figura 1.2.3).

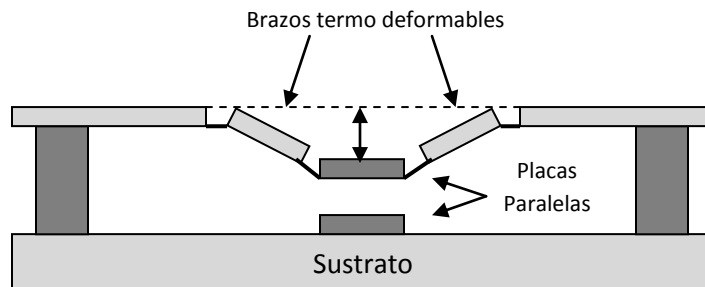


Figura 1.2.3 Esquema de variación del capacitor variable con actuación térmica

El desplazamiento vertical del actuador electrotérmico es logrado por el desajuste térmico resultado de las diferentes distribuciones de temperatura.

El ajuste por actuación electrotérmica de un capacitor es atractivo, ya que remueve el límite del ajuste teórico del 50% que presenta los sistemas de placas paralelas con ajuste electroestático. Sin embargo, la actuación electrotérmica tiene la desventaja que es lenta y tiene un alto consumo de energía.

1.2.3 Capacitores variables con actuación piezoeléctrica

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

Si en el momento de la fabricación no se aplica una diferencia de potencial, los cristales del PZT tienen dominios orientados al azar. Si se aplica una fuerza externa, se presentan pequeños cambios en el momento del dipolo. Sin embargo, si el material es sujeto a un campo eléctrico durante el proceso de fabricación, esos cristales se alinean en la dirección del campo. Cuando se aplica una fuerza al material, los arreglos o redes cristalinas se distorsionan provocando cambios en los dominios y una variación de la distribución de la carga dentro del material. El efecto inverso de producir una deformación mecánica es provocado cuando esos dominios cambian de forma por la aplicación de un campo eléctrico [2].

Esta propiedad es usada para construir actuadores y aunque se requiere un bajo voltaje de actuación, generalmente se obtiene una eficiencia electromecánica baja, debido a las técnicas de fabricación. En la figura 1.2.4 podemos observar el diagrama de un actuador piezoeléctrico, cuando se aplica un voltaje, el material se expande en dirección x .

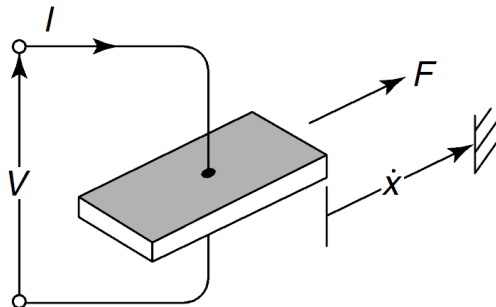


Figura 1.2.4 Actuador piezoeléctrico

El ajuste del GAP entre los electrodos del capacitor puede ser cambiado usando actuadores piezoeléctricos. Los capacitores MEMS integrados con actuadores piezoeléctricos tienen la ventaja de un bajo voltaje de actuación y una sintonización lineal en la capacitancia. La figura 1.2.5 muestra el principio de operación del capacitor variable con actuación piezoeléctrica, donde la actuación horizontal provoca una variación vertical en las placas paralelas con lo cual se tiene un cambio en la capacitancia del capacitor.

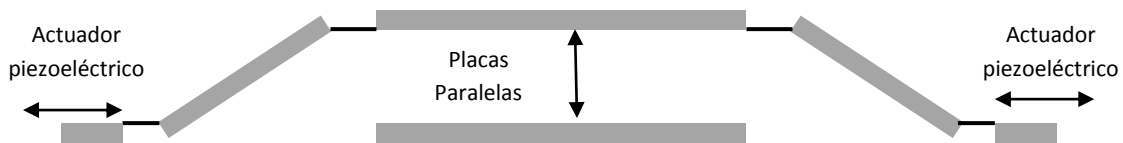


Figura 1.2.5 Capacitor variable con actuación piezoeléctrica

1.2.4 Capacitores variables con actuación magnética

Este tipo de capacitores funcionan con un transductor de almacenamiento de energía, que se diferencia de los anteriores actuadores, en que la energía es magnética y mecánica. Un diagrama simplificado de este tipo de transductores se muestra en la figura 1.2.6. Cuando una corriente fluye a través de la bobina, se tiene un flujo magnético φ . La conversión de energía toma lugar de la interacción entre la corriente i , la fuerza F y el desplazamiento x .

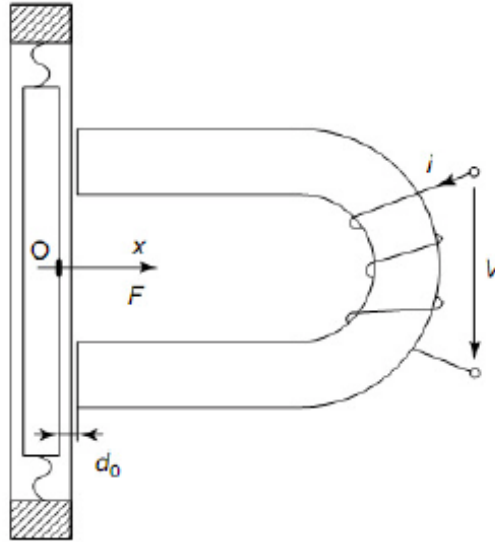


Figura 1.2.6 Actuador electromagnético

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

Una breve comparación de los anteriores actuadores es presentada en la tabla 1.0. Debido a la simplicidad, el actuador electrostático es el más preferido, especialmente en micro dispositivos. El control de la señal es el voltaje, que es fácil de manipular en circuitos eléctricos. Sin embargo, estos dispositivos requieren una mayor protección del medio ambiente por los campos electrostáticos que pueden provocar efectos no deseados.

Tabla 1.0. Comparación de actuadores utilizados en capacitores variables MEMS

Actuador	Voltaje de actuación	Consumo de potencia	Tamaño	Eficiencia	Rapidez
Electroestático	Bajo	Bajo	Pequeño	Alta	Alta
Electrotérmico	Bajo	Alto	Grande	Baja	Baja
Piezoeléctrico	Bajo	Alto	Mediano	Alta	Alta
Magnético	Bajo	Bajo	Grande	Baja	Baja

1.3 CAPACITORES VARIABLES POR VARIACIÓN DE ÁREA

El esquema de ajuste de área es preferido sobre el esquema de ajuste de GAP en los capacitores variables MEMS, dado que los capacitores variables por variación de área no tienen un límite teórico como en el caso de los capacitores variables por variación de GAP, además de presentar una grande variación de capacitancia, en algunos dispositivos de más de 300%.

Uno de los métodos más simples y socorridos de ajuste de área para variar la capacitancia, es usar una estructura inter digital tipo peine (figura 1.1.2). En la estructura interdigital tipo peine, un juego de la estructura tipo peine es fija mientras que otra estructura de este tipo, es móvil.

Los capacitores variables tipo peine convencionales como lo es el mostrado en la figura 1.3.1, consisten en dos estructuras tipo peine, una anclada sobre el sustrato, y la otra está en manos de resortes mecánicos los cuales permiten moverse hacia la estructura anclada sobre el sustrato. La variación de capacitancia es entre los dientes de las dos estructuras tipo peine y la conexión eléctrica entre ellos a través del resorte mecánico, lo cual es una desventaja ya que inserta una resistencia y una inductancia serie en el dispositivo y se ve reflejado en la reducción del factor de calidad y la frecuencia de resonancia del capacitor variable.

Cuando un voltaje es aplicado entre las mencionadas estructuras, la fuerza electroestática entre los dientes laterales de las estructuras tipo peine, provoca que tenga un movimiento la estructura tipo peine móvil que trae como consecuencia una variación de área y por consiguiente la variación de capacitancia que se busca en estos dispositivos reconfigurables.

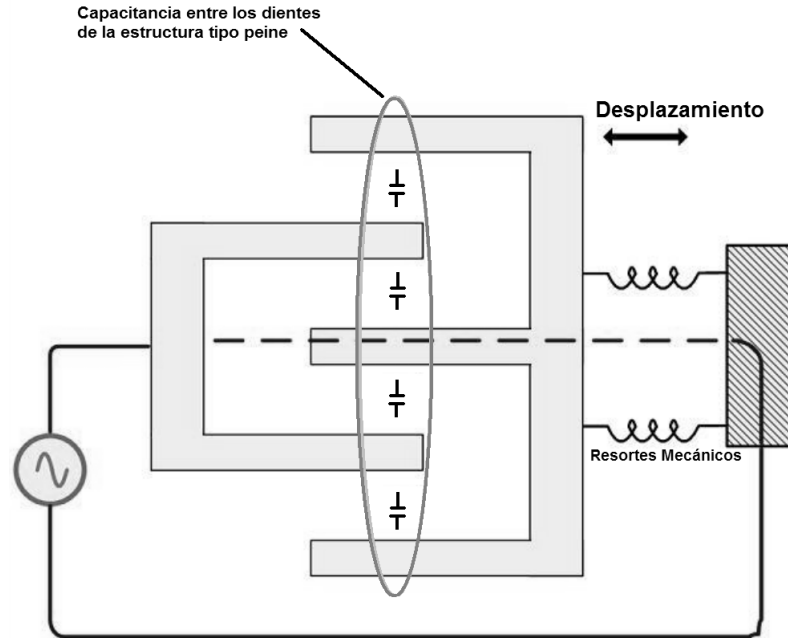


Figura 1.3.1 Diagrama conceptual de los capacitores variables tipo peine.

En la figura 1.3.2 se presenta una serie de imágenes mostrando una porción del electrodo de un capacitor variable a diferentes voltajes de actuación.

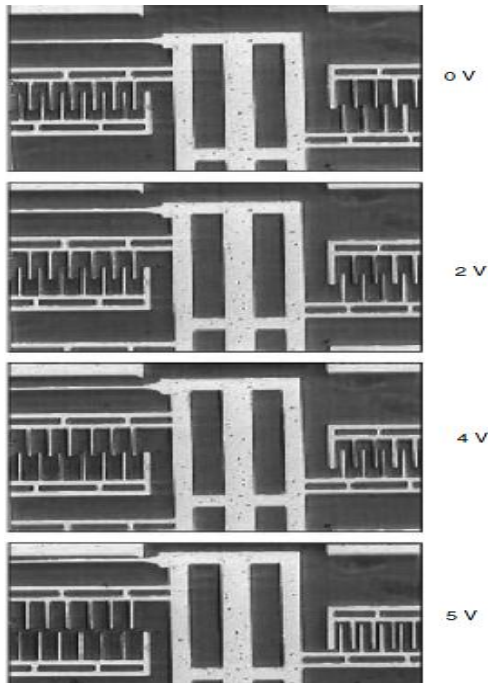


Figura 1.3.2 Serie de imágenes de un capacitor variable, con ajuste de voltaje de 0 a 5V. [2]

1.4 CAPACITORES VARIABLES POR VARIACIÓN DE DIELECTRICO

Un alto factor de calidad Q en capacitores variables MEMS, es posible cambiando las propiedades del material entre las placas paralelas del capacitor. Es claro que en la ecuación (1.0), que cambiando la constante dieléctrica se puede traducir en un cambio de capacitancia en un capacitor de placas paralelas. Esto ha dado lugar a la fabricación de capacitores variables por variación de dieléctrico; su principio de funcionamiento se presenta en la figura 1.4.1, donde se puede observar que el capacitor está compuesto de dos placas paralelas fijas (superior e inferior), y entre las placas paralelas se encuentra una placa móvil que es de un material dieléctrico con constante dieléctrica ϵ_1 y un segundo dieléctrico, en este caso el aire con una constante ϵ_2 . La placa paralela dieléctrica puede tener un desplazamiento gracias a sistemas de actuación que la sujetan, el sistema de actuación comúnmente usado es el de estructuras tipo peine, con lo cual se elimina la desventaja de un voltaje de pull-in o un alto consumo de energía que podría presentar algún otro sistema de actuación.

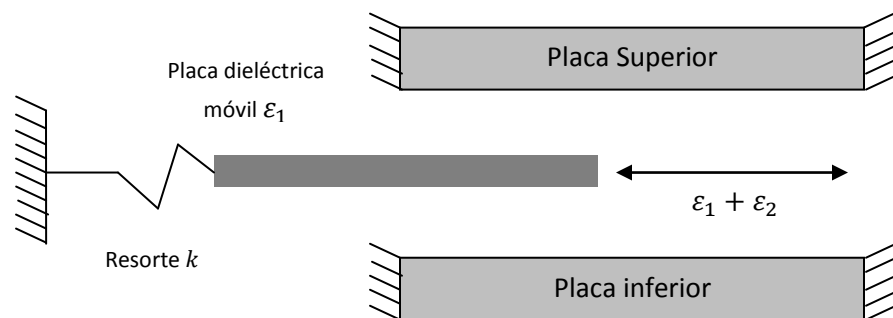


Figura 1.4.1. Principio de operación del capacitor por variación de dieléctrico

1.5 ESTADO DEL ARTE DE CAPACITORES VARIABLES MEMS

En los RF MEMS el método de ajuste por conmutación ofrece muchos beneficios tal como un mayor manejo de potencia y fiabilidad pero no ofrece la flexibilidad de un ajuste fino que disfruta la sintonización analógica. Pero en los dos últimos años han sido propuestos y fabricados dispositivos híbridos (analógicos/digitales), los cuales son conmutables y presentan un ajuste fino para cambiar la capacitancia del dispositivo. Un ejemplo de ello son los presentados en [3] y en [2].

En [3] se presenta un capacitor variable RF MEMS con un comportamiento de 3 pasos y presenta además de las ventajas antes mencionadas un bajo voltaje de actuación (menos de 12 V), bajas pérdidas en frecuencias de operación en el rango de las decenas de GHz y rápidos tiempos de conmutación (alrededor de los microsegundos). El dispositivo descrito en [3] se muestra en la figura 1.5.1 y su modo de funcionamiento consiste en 3 niveles de actuación electrostática, con lo cual se obtienen tres cambios de capacitancia muy marcados.

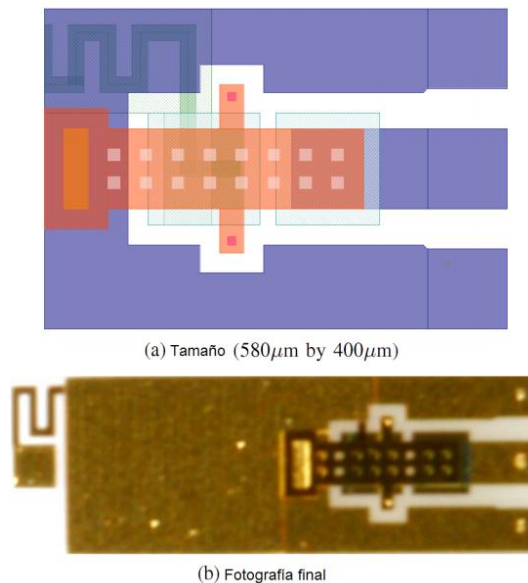


Figura 1.5.1 Capacitor Variable de 3 pasos

El capacitor variable de tres pasos consiste en una viga voladiza principal de $100 \mu\text{m}$ de ancho por $350 \mu\text{m}$ de largo con dos vigas voladizas secundarias. Dichas vigas voladizas secundarias están situadas perpendicularmente a la mitad de la viga voladiza principal, esto para incrementar parcialmente la constante de resorte a lo largo de la viga voladiza principal y así tener un sistema efectivo de resorte-capacitor lo cual tendrá como consecuencia tres etapas de deflexión controladas por tres diferentes constantes de resorte a lo largo de la viga voladiza principal, además de tener la función de ser la ruta de la señal de RF. En la figura 1.5.2 se muestra los 3 niveles de actuación del capacitor variable de tres pasos y donde se clarifica el modo de funcionamiento de dicho dispositivo.

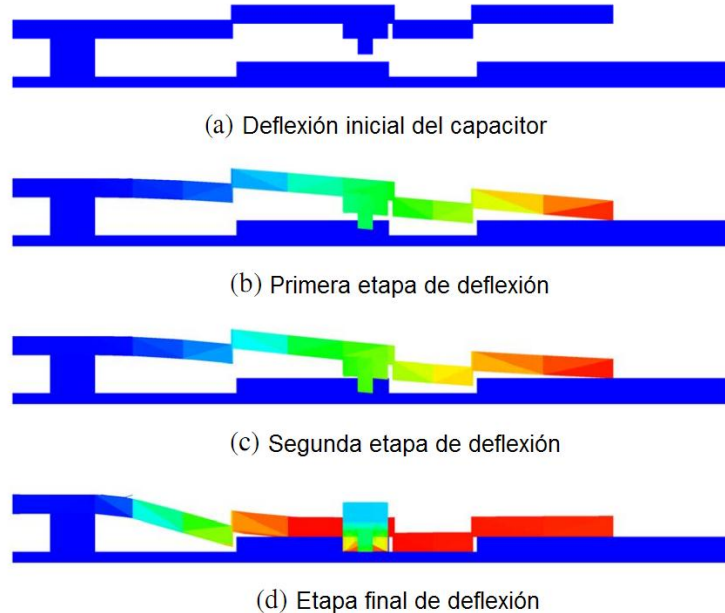


Figura 1.5.2 Etapas de deflexión del capacitor variable de 3 pasos

Cabe señalar que durante los primeros dos pasos es donde se presenta el comportamiento híbrido (análogo - digital) del capacitor, dicho comportamiento es ideal para aplicaciones que requieren un fino ajuste, además de mejorar el rendimiento y comportamiento de las aplicaciones mencionadas al principio de este capítulo. El intervalo de ajuste fino para el primer paso medido fue de 9.8% ($101.9 fF$ a $111.9 fF$) mientras que el intervalo de ajuste fino para el segundo

paso fue de 33.5% (188.3 fF a 251.4 fF) y un intervalo de variabilidad total para los tres pasos de alrededor de 220% (101.9 fF a 225 fF), como se muestra en la figura 1.5.3.

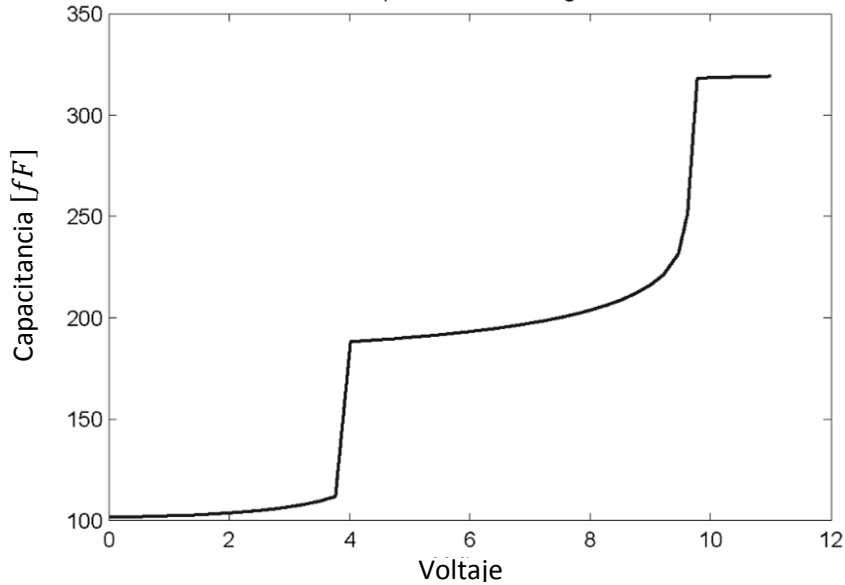


Figura 1.5.3. Capacitancia VS Voltaje, medida a 10 GHz de frecuencia

Otro parámetro importante en los capacitores variables MEMS, es el factor de calidad Q , dado que el capacitor al que hacemos mención es un elemento reconfigurable el factor de calidad varía con respecto al voltaje de ajuste y a la frecuencia de trabajo en el que se encuentre. Para el capacitor variable de 3 pasos el factor de calidad se comporta como lo muestra en la figura 1.5.4, donde para el paso final se encuentra alrededor de 100.

El capacitor variable de tres pasos fue fabricado usando el proceso UW-MEMS (University of Waterloo MEMS process). Es importante mencionar que existen varios procesos de fabricación y los diferentes capacitores variables RF MEMS reportados hasta el momento han usado, ya sea por, procesos patentados por universidades en el mundo, o bien procesos comerciales como lo es el reportado en [5] que fue fabricado con el proceso SOI MEMS (Silicon-On-Insulator).

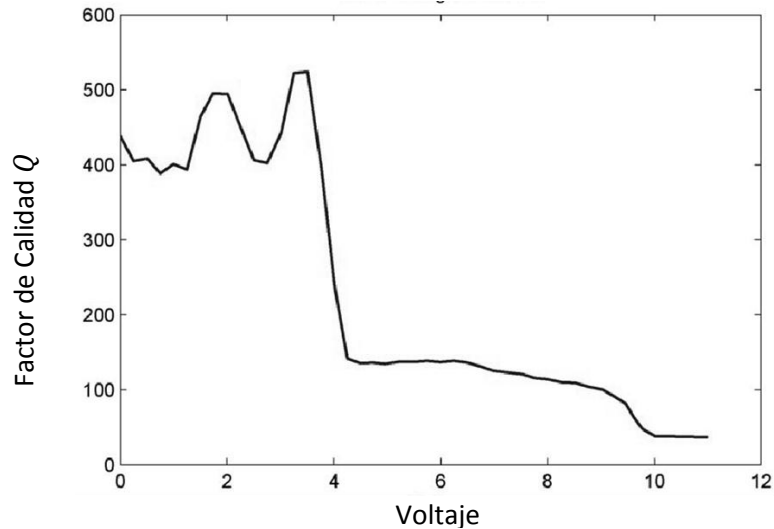


Figura 1.5.4. Factor de Calidad Q VS Voltaje, medida a 15 GHz de frecuencia

El capacitor variable al que ahora hacemos mención se caracteriza por ser un capacitor variable de placas paralelas con actuación electrostática, pero a diferencia del capacitor variable de tres pasos este diseño adapta la actuación electrostática a un dieléctrico eléctricamente flotante y desplazable, eliminando así las pérdidas asociadas a los resortes mecánicos comúnmente usados en los capacitores de placas paralelas con conmutación electrostática y así elevar el factor de calidad del dispositivo, además el diseño puede lograr una alta gama de adaptación, mediante el accionamiento de una unidad tipo peine adicional y eliminando así el efecto de jale (pull-in), que presentan los capacitores de estas características.

En la figura 1.5.5 se muestra un diagrama conceptual del capacitor con dieléctrico eléctricamente flotante [5], donde se puede observar que las placas paralelas que forma al capacitor están fijas y el dieléctrico tendrá la función de desplazarse ya sea hacia la izquierda o a la derecha para así poder variar la brecha (gap) entre las placas paralelas y el dieléctrico, teniendo así una variación de capacitancia, la unidad tipo peine mostrada en la figura 1.5.5 está diseñada para controlar el desplazamiento del dieléctrico aplicando un voltaje de corriente

directa y así mediante actuación electrostática entre los dientes de la unidad tipo peine hacer que el dieléctrico tenga un desplazamiento.

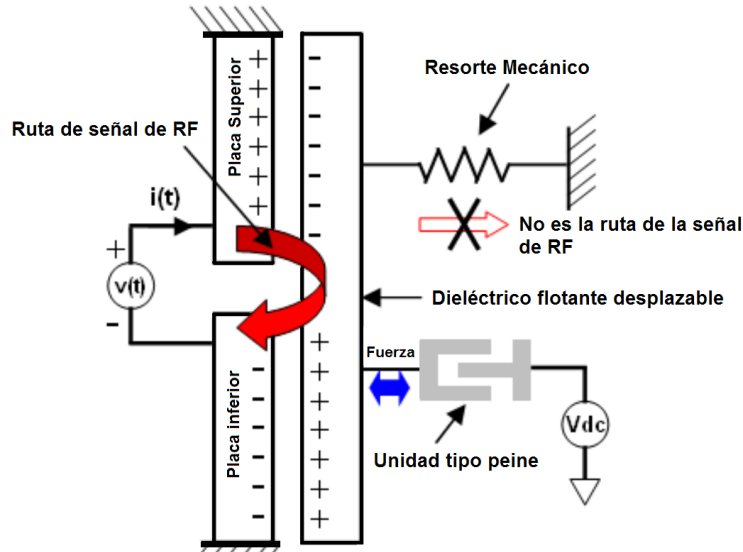


Figura 1.5.5. Diagrama conceptual del Capacitor variable con dieléctrico eléctricamente desplazable

En el diseño real, el capacitor variable es accionado por dos unidades tipo peine ubicadas lateralmente del dispositivo lo que ofrece un desplazamiento bidireccional como se puede ver en la figura 1.5.6. Cuando V_{dc1} es aplicado la capacitancia del dispositivo aumenta. A la inversa, cuando V_{dc2} es aplicado la capacitancia del dispositivo decrece.

Es importante señalar que el intervalo de voltaje aplicado a las unidades tipo peine laterales del dispositivo van desde los -120 V a 120 V , logrando así un intervalo de variabilidad del capacitor de 367% (764 fF a 2075 fF) con un factor de calidad Q de 56 operando a una frecuencia de 1 GHz .

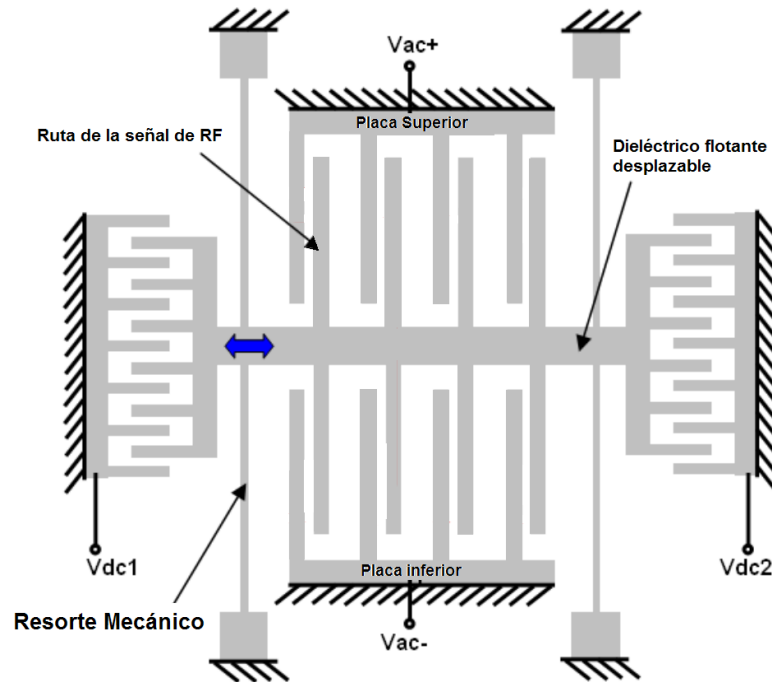


Figura 1.5.6. Diseño esquemático del capacitor variable con dieléctrico eléctricamente ajustable.

Las unidades tipo peine a las que hacemos mención están siendo utilizadas ya no como un mecanismo para desplazar algún tipo de estructura dentro dispositivos MEMS, sino que se está aprovechando su estructura para variar el área entre sus dientes y así tener una variación de capacitancia, contando así con otro tipo de capacitor variable. Un ejemplo de ello es el reportado en [1]. A este tipo de capacitores variables se les llama “Capacitores variables por variación de área” y presentan como ventaja principal que la capacitancia incrementa linealmente con el desplazamiento de la estructura tipo peine, además de que no están limitados por la inestabilidad del voltaje de jale (pull-in) que presentan los capacitores variables de placas paralelas y reducen el intervalo de variabilidad en la capacitancia, pero se ven limitados en su intervalo de ajuste por la región elástica del resorte mecánico, como el que se muestra en la figura 1.3.1.

En el diseño que es presentado en [1] elimina el efecto perjudicial que produce el resorte mecánico ya que a diferencia de un capacitor variable tipo peine convencional, el nuevo diseño presenta dos estructuras tipo peine ancladas sobre el sustrato y una tercera que será desplazable por resortes mecánicos, y la variación de capacitancia será entre las dos estructuras ancladas y la desplazable como se puede ver en la figura 1.5.7. La desventaja de este diseño, es que la capacitancia se ve reducida en un factor de 4, debido a la división de un capacitor tipo peine a dos capacitores tipo peine conectados en serie que fue el principio de diseño del presente capacitor.

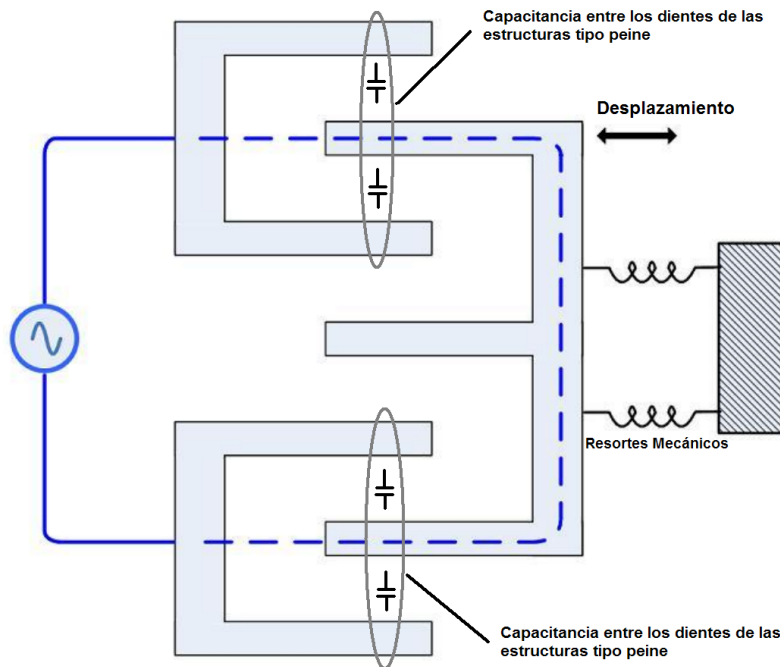


Figura 1.5.7 Diagrama conceptual del capacitor variable con 3 estructuras tipo peine.

Como podemos observar tanto en la figura 1.3.1 y 1.5.6 se muestra solo un modelo conceptual del funcionamiento de los capacitores tipo peine, pero no muestra el modo de accionamiento para que la estructura desplazable tenga movimiento y como consecuencia exista una variación de la capacitancia en el dispositivo. Para ello el capacitor variable tipo peine utiliza un mecanismo de desplazamiento muy parecido al capacitor variable con dieléctrico eléctricamente

desplazable, esto es con unidades tipo peine, aprovechando la actuación electrostática mediante un voltaje de corriente directa y obtener un desplazamiento logrando así la variación de capacitancia en el dispositivo, esto se puede ver con más claridad en el diagrama esquemático del capacitor tipo peine presentado en [1] y se muestra en la figura 1.5.8.

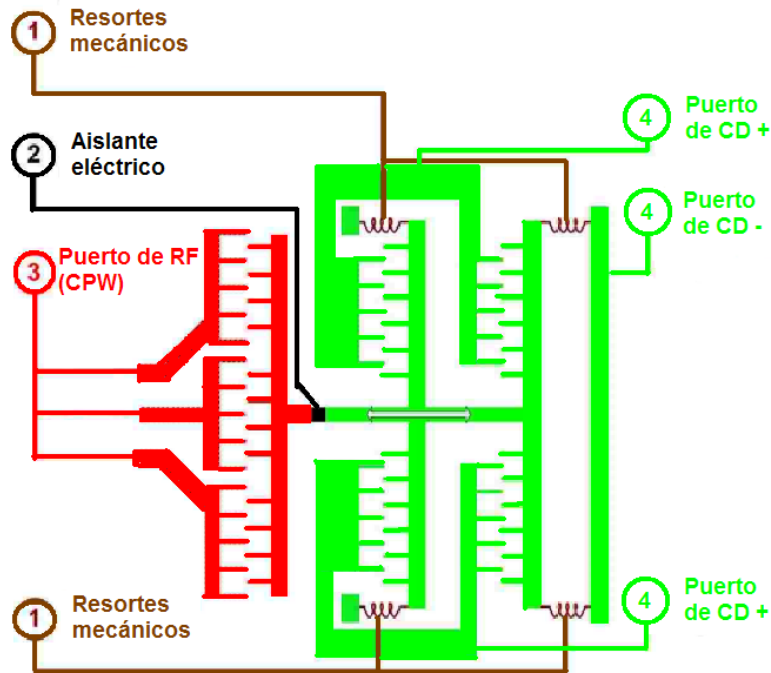


Figura 1.5.8. Diagrama esquemático del capacitor variable con tres estructuras tipo peine

El dispositivo mostrado en la figura 1.5.8 está compuesto por dos módulos: el capacitor variable (3), y el mecanismo de desplazamiento (4) ambos construidos con estructuras tipo peine, el cual logra una relación de capacitancia de 300% (90 fF a 350 fF) y con un factor de calidad Q de 30 operando a una frecuencia de 10 GHz, todo ello con un voltaje de actuación de hasta 28 V. Cabe mencionar que este capacitor fue construido con el proceso comercial de fabricación de dispositivos MEMS, **SOI** (Silicon-On-Insulator).

La anterior descripción de capacitores variables tiene como propósito dar a conocer lo que se está trabajando e investigando en el mundo respecto al rubro de capacitores variables RF MEMS en el último año, así como dar una perspectiva de los objetivos a lograr en el presente trabajo en el diseño de un capacitor variable RF MEMS.

A continuación se presenta la tabla 1.1 que es una comparativa de los capacitores variables RF MEMS que se describieron en el presente subtema, con lo cual nos dará una perspectiva de los parámetros a lograr y superar en el diseño de un capacitor variable RF MEMS.

Tabla 1.1. Tabla comparativa de los capacitores variables RF MEMS, publicados en el último año

	Intervalo de voltaje de Ajuste [V]	Porcentaje de variabilidad	Intervalo de variabilidad [fF]	Factor de Calidad Q	Intervalo de frecuencias de Operación [GHz]
Capacitor variable de tres pasos [3]	0 , 12	220	101.9 , 225	@ 100	0 , 12
Capacitor variable con dieléctrico eléctricamente ajustable [4]	-120 , 120	367	764 , 2075	@ 56	0 , 1
Capacitor variable con tres estructuras tipo peine [1]	0 , 28	300	90 , 350	@ 30	0 , 10

1.6 CONCLUSIONES

Como pudimos observar durante el desarrollo del presente capítulo, los capacitores variables RF MEMS son dispositivos fundamentales en sistemas reconfigurables en el área de las telecomunicaciones, por esta causa la investigación en el mundo por mejorar cada vez los parámetros importantes en los capacitores variables MEMS, ha llevado a tres principales diseños de los cuales podemos concluir lo siguiente:

- El capacitor variable de placas paralelas con actuación electrostática, es el preferido gracias a su simplicidad en el diseño de dicho dispositivo, además de su alto factor de calidad Q (en el orden de 100 - 200) y la versatilidad que presenta con diferentes procesos de fabricación. Otras ventajas que podemos encontrar en este tipo de capacitor, es la gran variabilidad que presenta, con lo que se tiene un intervalo de ajuste amplio (aproximadamente el 100% de su capacitancia más baja) considerando la desventaja que representa el voltaje de pull – in, otra ventaja es el reducido tamaño en el que se puede fabricar (desde los $50[\mu m]$ – $700[\mu m]$) que trae por consecuencia un bajo consumo de energía y un alto factor de calidad.
- Los capacitores variables por variación de área y por variación de dieléctrico presentan muchas ventajas, la principal es la de tener una gran variación en la capacitancia (hasta un 300% de su capacitancia más baja) y un ajuste que presenta una respuesta lineal, sin embargo, por la estructura electro mecánica que presenta este tipo de capacitor variable, la fabricación de estos dispositivos es compleja, por lo que el costo y el tamaño aumenta (aproximadamente de $500[\mu m]$ – $1000[\mu m]$); por esta última razón las aplicaciones en las que pueden operar se ven limitadas.

Bibliografía.

- [1] David, E.; Zlotnikov, T.; Gal, L.; Lavie, O.; Nemirovsky, Y., “*High tuning range MEMS capacitor for microwave applications*”, *Microwaves, Communications, Antennas and Electronics systems*, 2009. COMCAS 2009. IEEE Conference on, pp. 1-4, 9-11 Noviembre 2009.
- [2] Varadan, Vinoy y José, “*RF MEMS and their applications*”, 1a Edición, Wiley & Sons Inglaterra, 2003.
- [3] Zahirovic, N.; Mansour, R.R.; Ming Yu, “*A Three-Step High-Q Variable MEMS Capacitor with Low Actuation Voltage*,” *Microwave Conference*, 2009. EuMC. European, pp. 1136 – 1139, 29 Septiembre 2009 – 1 Octubre 2009.
- [4] Grichener, Alex; Lakshminarayanan, Balaji; Rebeiz, Gabriel M., “*High-Q RF MEMS Capacitor with Digital/Analog Tuning Capabilities*”, *Microwave Symposium Digest*, 2008 IEEE MTT-s International, pp. 1283 – 1286, 15 – 20 Junio 2008.
- [5] Zhu, Y.; Yuce, M.R.; Moheimani, S., “*A low-loss MEMS tunable capacitor with movable dielectric*”, *Sensors*, 2009 IEEE, pp. 651 – 654, 25 – 28 Octubre 2009.

Capítulo 2.

SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA RECONFIGURABLES.

En los últimos años el análisis y diseño de las Superficies Selectivas de Frecuencia ha tenido un gran auge dada la importancia que tienen en muchas aplicaciones, entre las que podemos encontrar antenas multibanda, los radomos, los subreflectores dicróicos, y lentes de arreglos transmitivos y reflectivos entre otras.

Las propiedades únicas de las Superficies Selectivas de Frecuencia han producido un campo extensivo de trabajo en los sectores académicos e industriales, esto debido a la característica de filtrado de frecuencias que tienen los mencionados dispositivos [1].

Básicamente una Superficie Selectiva de Frecuencia Reconfigurable es una película metálica con un arreglo de elementos bidimensional, cuya topología y tamaño junto a su periodicidad trae como consecuencia propiedades de selectividad ajustable en la respuesta en frecuencia de la superficie.

El presente capítulo tiene como objetivo presentar un panorama general y resumido de lo que son las Superficies Selectivas de Frecuencia y el principio básico de funcionamiento de las mismas.

2.1 SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA

La comunicación inalámbrica ha dado lugar a un explosivo crecimiento en circuitos de radio frecuencia, circuitos de microondas, circuitos de onda milimétrica y sistemas para consumidores emergentes, militares y aeroespaciales. El hardware para muchos de estos dispositivos suele ser realizado y optimizado para trabajar en una frecuencia de operación particular.

Como lo habíamos mencionado anteriormente las Superficies Selectivas de Frecuencia juegan un papel muy importante en los sistemas de comunicación descritos, esto es por las características únicas que poseen.

Una Superficie Selectiva de Frecuencia es un arreglo periódico de dos dimensiones de parches conductores en un sustrato dieléctrico o aperturas sobre una pantalla metálica [2]. Figura 2.1.1.

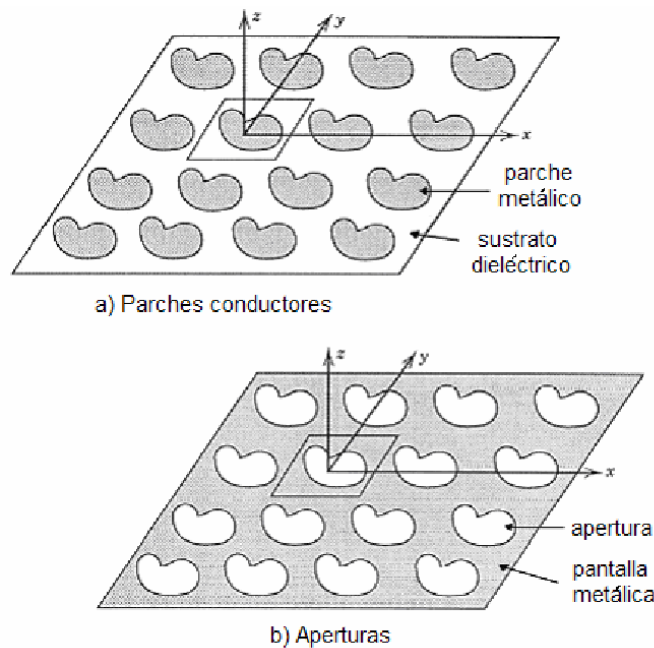
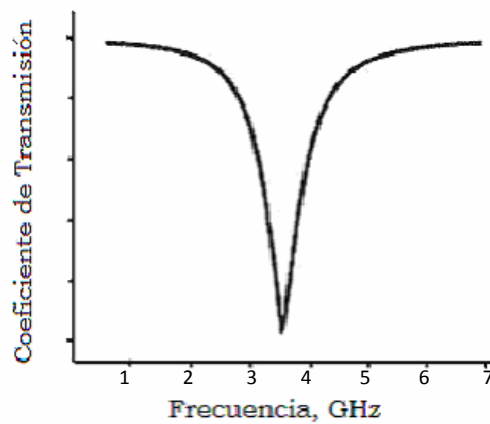


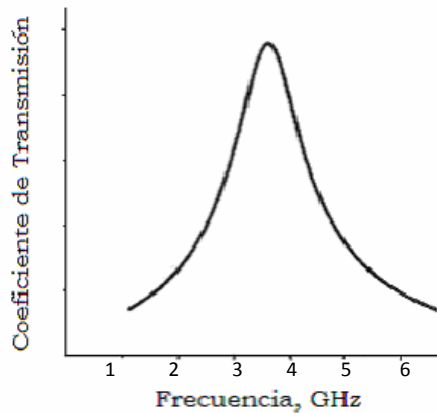
Figura 2.1.1 Superficie Selectiva de Frecuencia [1]

Las Superficies Selectivas de Frecuencia básicamente se comportan como un filtro electromagnético pasivo. La figura 2.1.2a muestra la respuesta del coeficiente de transmisión de un arreglo tipo parche. La estructura es transparente

para las frecuencias que se encuentran dentro de la banda de paso, mientras que las frecuencias de las ondas incidentes que se ubican dentro de la banda de rechazo son reflejadas. La resonancia se presenta debido a las corrientes inducidas en los elementos y la superficie actúa como una pantalla metálica en la frecuencia de resonancia. En la figura 2.1.2b se muestra la respuesta para el caso de una superficie tipo apertura. La fuerte concentración de campo en las aperturas a la frecuencia de resonancia determina una respuesta paso banda haciendo que la estructura sea transparente para la onda incidente a dicha frecuencia [1].



a)



b)

Figura 2.1.2 Coeficiente de transmisión de una Superficie Selectiva de Frecuencia. a) Tipo parche, b) Tipo apertura

Al diseñar una Superficie Selectiva de Frecuencia con una respuesta en frecuencia tipo paso banda o supresor de banda, la elección del elemento adecuado es de suma importancia. El **Elemento** en una Superficie Selectiva de Frecuencia es la forma geométrica de los arreglos de parches conductores en un sustrato dieléctrico o aperturas sobre una pantalla metálica. Algunos elementos son más inherentes a bandas anchas o a bandas estrechas, mientras que otros pueden variar considerablemente según el diseño.

Los diversos elementos en las Superficies Selectivas de Frecuencias se organizan en cuatro grupos [3], y se muestran en la figura 2.1.3.

Grupo 1: Elemento dipolo, elemento tripolo, tripolo con anclaje, cruz de Jerusalén y espiral cuadrada.

Grupo 2: Elemento lazo en cruz, elemento lazo en delta, elemento lazo circular o anillo, elemento lazo cuadrado, elemento lazo hexagonal.

Grupo 3: Interior Solido o placas de formas diferentes.

Grupo 4: Combinaciones.

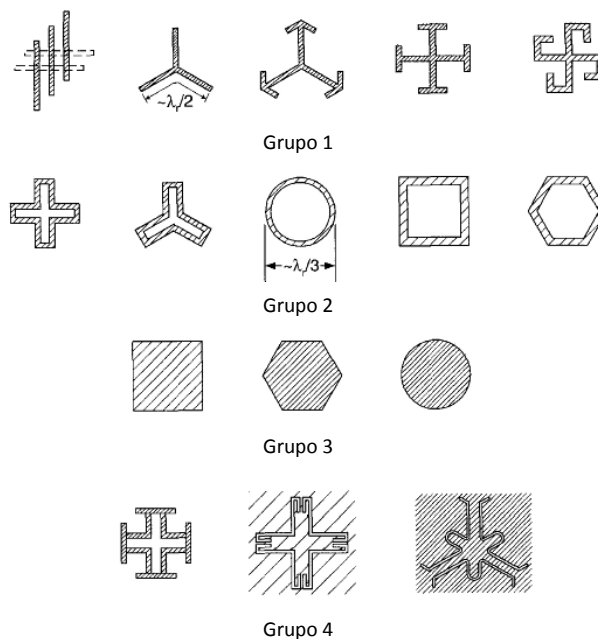


Figura 2.1.3 Tipos de elementos organizados en grupos [3]

Siendo los elementos más estudiados el dipolo, tripolo, cruz de Jerusalén, lazo cuadrado o anillo. El elemento debe soportar la polarización de la onda incidente y tiene mucha influencia en el desempeño del arreglo.

Los parámetros principales son su nivel de polarización cruzada, su ancho de banda, su estabilidad de frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia y su relación de separación entre bandas $\left(f_r/f_t\right)$ [2].

Las Superficies Selectivas de Frecuencia tradicionales están diseñadas para tener una respuesta en frecuencia estática, ya que se realizan con un patrón geométrico fijo de elementos, en una fina capa conductora o dieléctrica también fija (ver figura 2.1.4). Dispositivos fijos de frecuencia de operación, podrían beneficiarse mucho de tener la capacidad de adaptación, lo que les permitiría operar de manera eficiente en múltiples bandas de frecuencia, mientras lo requieran [4].

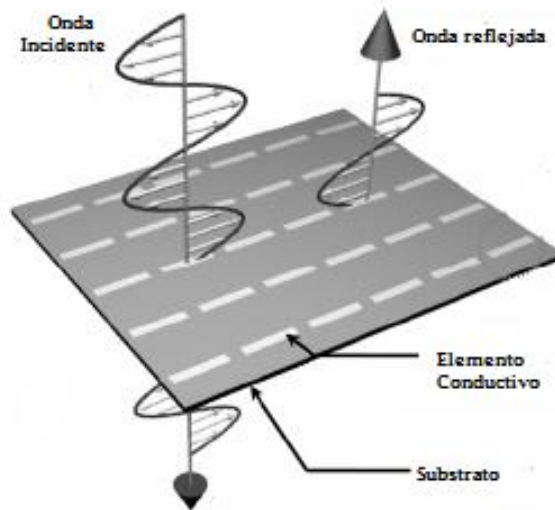


Figura 2.1.4 Superficie Selectiva de Frecuencia con patrón de elementos fijos [5]

Dado el advenimiento de sistemas de comunicación de múltiples funciones, la necesidad de modificar dinámicamente la respuesta de las Superficies Selectivas de Frecuencia ha llevado a investigar mecanismos de desvío de frecuencia que permitan ajustar los parámetros de la superficie para aplicaciones en tiempo real. Filtros sintonizables de frecuencia han sido objeto de estudio en

los últimos años. Un enfoque común para el ajuste es el utilizar diodos varactores de estado sólido. Las Superficies Selectivas de Frecuencia no son ajenas a utilizar dicho concepto como mecanismo de desvío de frecuencia que le permita ser un dispositivo reconfigurable. En el rubro de las Superficies Selectivas de Frecuencia a este mecanismo se la da el nombre de **ajuste por cargas activas**.

Los diodos varactores, inductores variables y capacitores variables poseen una impedancia variable que puede ser modelada como una carga reactiva o inductiva. El agregar cargas reactivas o inductivas, como diodos varactores o inductores variables en cada elemento de la superficie permite modificar electrónicamente sus características de reflexión. Si se utilizan dichos dispositivos electrónicos es posible la realización de una Superficie Selectiva de Frecuencia sintonizable electrónicamente (Ver figura 2.1.5).

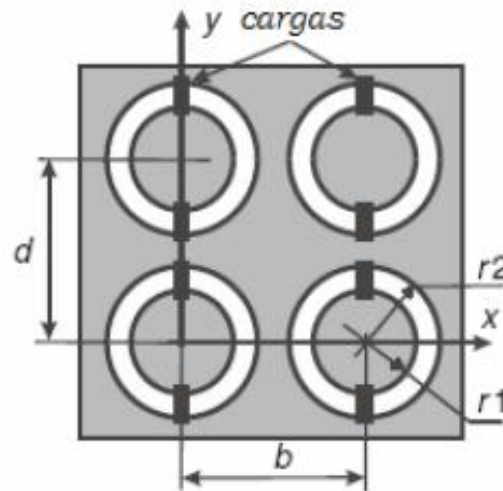


Figura 2.1.5 Superficie Selectiva de Frecuencia con cargas reactivas [6]

Como podemos observar la figura 2.1.5 muestra la conexión de las cargas reactivas para una estructura periódica de aperturas anulares con cargas reactivas y es analizada en [7]. Los coeficientes de reflexión para la superficie mostrada en la figura 2.1.5 se muestran en la figura 2.1.6 donde se puede ver que el incremento de la capacitancia produce una reducción en la frecuencia de resonancia del arreglo.

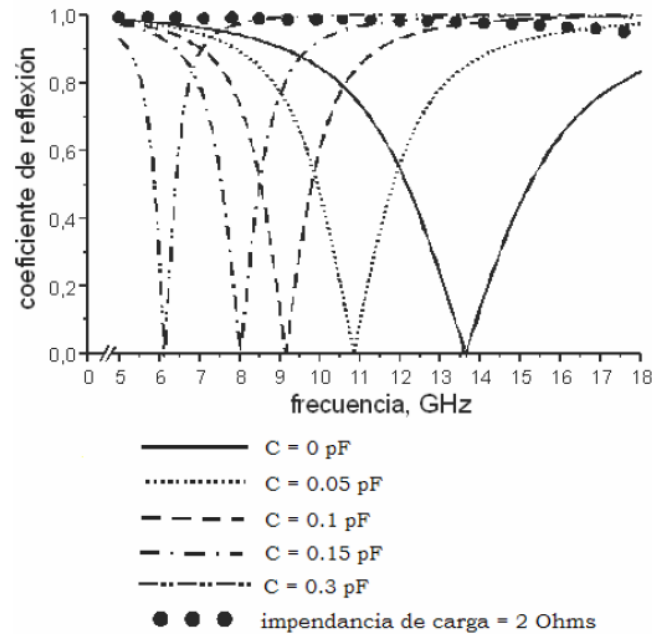


Figura 2.1.6 Coeficiente de reflexión de la Superficie Selectiva de Frecuencia con cargas reactivas

También los capacitores, interruptores, varactores e inductores variables MEMS están siendo incorporados en las tradicionales estructuras de las Superficies Selectivas de Frecuencia logrando así un ajuste en la frecuencia de resonancia y en el ancho de banda [6].

La tecnología de los microsistemas electromecánicos (MEMS) puede ser aplicada en las Superficies Selectivas de Frecuencia ya no como elementos activos e instalados en ellas, sino como un mecanismo el cual incline a cada elemento periódico planar de la Superficie uniformemente fuera de su plano de soporte. Como los elementos son inclinados, la frecuencia de resonancia cambia y el ancho de banda de la respuesta se reduce (ver figura 2.1.7).

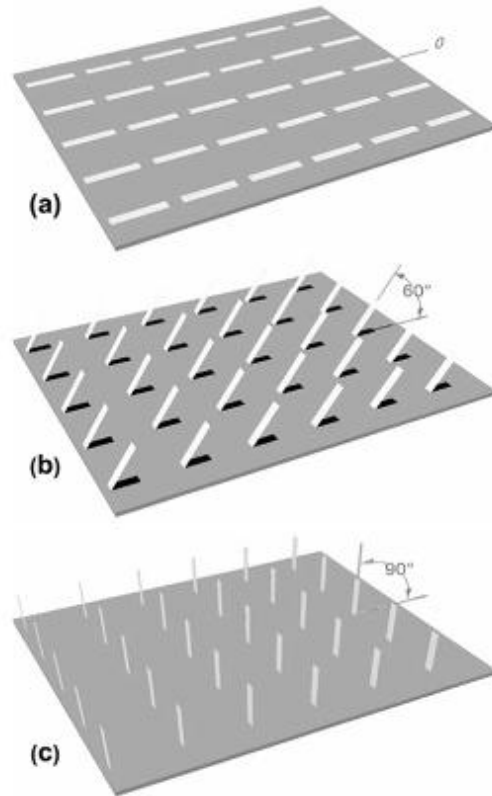


Figura 2.1.7 Ilustración de una Superficie Selectiva de Frecuencia con arreglos elementos periódicos móviles. (a) 0° , (b) 60° , (c) 90°

Cabe mencionar que los dos enfoques para cambiar la respuesta de una Superficie Selectiva de Frecuencia anteriormente descritos, son los que más se desarrollan actualmente, sin embargo no son los únicos mecanismos para hacer reconfigurables las Superficies Selectivas de Frecuencia, existen otros los cuales solo haremos mención de ellos en la siguiente lista [8].

- Cambiando el voltaje de polarización (DC) en un sustrato de ferrita para una Superficie Selectiva de Frecuencia.
- Con el líquido al interior en una cavidad del sustrato para una Superficie Selectiva de Frecuencia y cambiando la cantidad del líquido.
- Cambiando el espacio entre elementos.

- Cambiando la inclinación de los dipolos ferromagnéticos aplicando un campo electromagnético.
- Conmutando los dipolos o ranuras de la Superficie Selectiva de Frecuencia mediante un diodo PIN o un interruptor MEMS.
- Introduciendo una carga en los dipolos o ranuras de los elementos de la Superficie Selectiva de Frecuencia, esto se puede hacer con varios métodos.

2.2 ESTADO DEL ARTE DE LAS SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA RECONFIGURABLES

Las Superficies Selectivas de Frecuencia estáticas pueden ser reconfigurables debido a las ventajas que proporciona la tecnología de los microsistemas electromecánicos (MEMS). Existen técnicas que pueden ser aplicadas a las Superficies Selectivas de Frecuencias planares existentes para hacerlas sistemas reconfigurables. Inclinando cada elemento periódico planar uniformemente fuera de su plano de soporte, la respuesta en frecuencia puede ser ajustada [2]. Un ejemplo de este método de ajuste de la respuesta de las Superficies Selectivas de Frecuencia se presenta en [5], donde se presenta el diseño y fabricación de una Superficie Selectiva de Frecuencia con elementos periódicos móviles.

El filtro implementado mediante una Superficie Selectiva de Frecuencia en [5], consiste en un arreglo periódico de elementos tipo dipolo (figura 2.2.1), y mediante actuación magnética dichos elementos se inclinan a diferentes ángulos de la superficie de apoyo (figura 2.1.7), así podemos ajustar la respuesta en frecuencia sin tener que alterar físicamente las dimensiones de los elementos tipo dipolo.

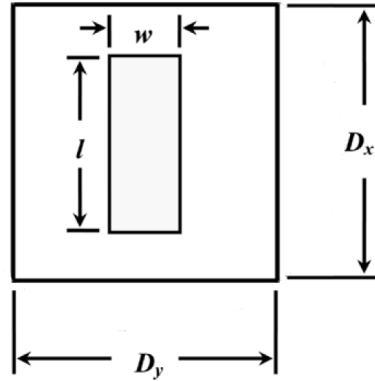


Figura 2.2.1 Elemento tipo dipolo para la Superficie Selectiva de Frecuencia descrita en [5]

El mecanismo de inclinación de los elementos dipolo se realizó mediante la tecnología de micro-maquinado o mejor conocida como tecnología MEMS, donde se diseñó un microactuador magnético que consiste en una placa conductora ferromagnética, la cual se une a la superficie de apoyo, por dos vigas flexibles de torsión no magnéticas y no conductoras (ver figura 2.2.2a). El principio de microactuación es esencialmente el de la aguja de una brújula magnética, el microelemento integrado gira según la fuerza y dirección del campo magnético aplicado (ver figura 2.2.2b).

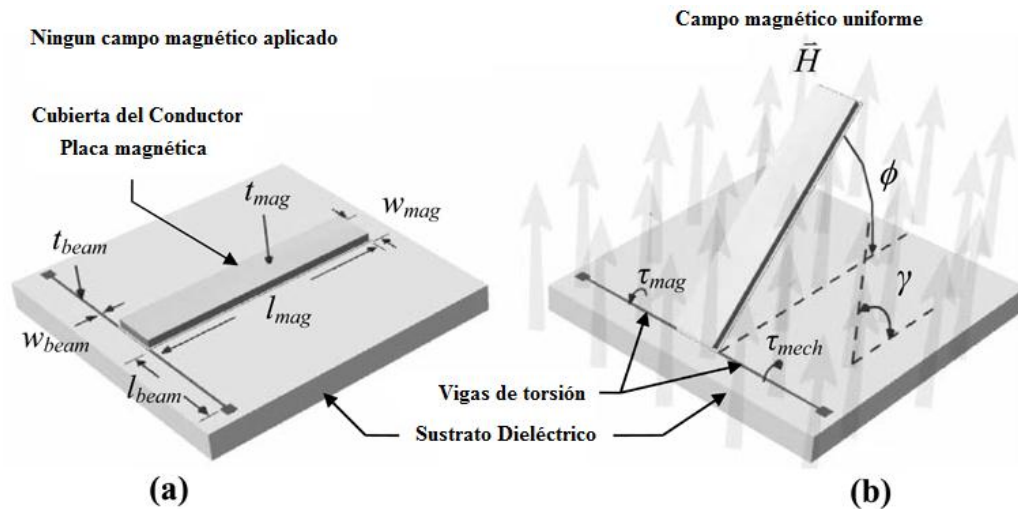


Figura 2.2.2 Microactuador Ferromagnético para elementos dipolo, (a) sin un campo magnético aplicado, (b) con un campo magnético aplicado

Las únicas características de tecnología de microactuación adecuada a esta Superficie Selectiva de Frecuencia son las siguientes:

1. No existe una interconexión individual, que de otra manera podría interferir con la respuesta en frecuencia.
2. Matrices densas de todos los actuadores pueden cambiar su ángulo simultáneamente cambiando solo un parámetro: el campo magnético.

Estas características traen como consecuencia una gran estabilidad y un ajuste dinámico en la respuesta en frecuencia de la Superficie descrita (ver figura 2.2.3).

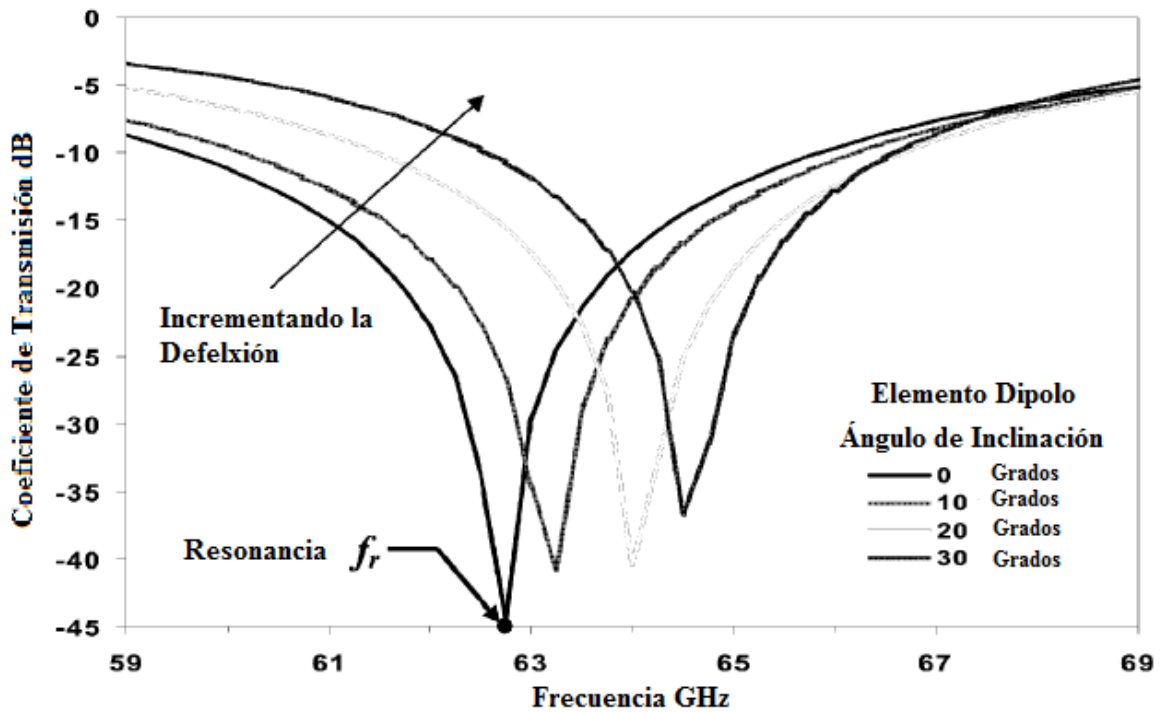


Figura 2.2.3 Respuesta en frecuencia de la Superficie Selectiva de Frecuencia con elementos dipolo móviles

En los recientes años la tecnología de los MEMS ha tomado una gran relevancia dentro del diseño de Superficies Selectivas de Frecuencia reconfigurables, otro ejemplo más de lo anteriormente dicho es la Superficie que se muestra en [9], la cual consiste en la superposición de dos redes de parches interconectados y aislados en DC, representados por el color azul y rojo de la

figura 2.2.4a. La interconexión entre cada parche se logra mediante puentes de cruce (figura 2.2.4b) la cual proporciona el aislamiento en DC entre las dos redes separadas. La frecuencia de resonancia de la Superficie Selectiva de Frecuencia se controla gracias a la integración de interruptores MEMS capacitivos entre las esquinas del parche azul y rojo, como se muestra en la figura 2.2.4c-d. Aplicando un voltaje de DC entre las redes de los parches azules y rojos accionan todos los dispositivos MEMS simultáneamente.

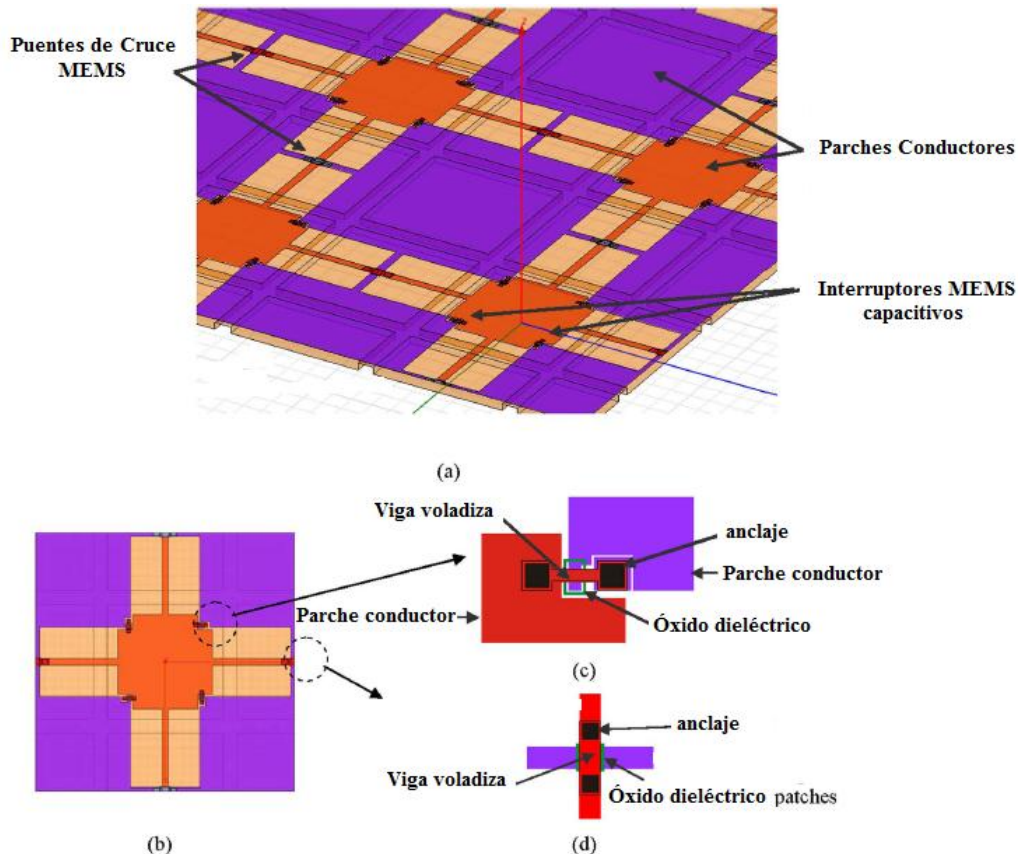


Figura 2.2.4 Superficie Selectiva de Frecuencia con interruptores MEMS capacitivos

Esta Superficie Selectiva de Frecuencia reconfigurable tiene una respuesta paso banda esto gracias a la estructura de gap electromagnético (EBG), la cual se puede explicar como una red LC con una frecuencia de resonancia específica.

La inductancia L resulta de la corriente que fluye a través de los puentes de cruce, mientras que la capacitancia es resultado al espacio entre los parches adyacentes y es controlada por los dispositivos MEMS; gracias a ello se logra la variación de la frecuencia de resonancia como lo muestra la figura 2.2.5.

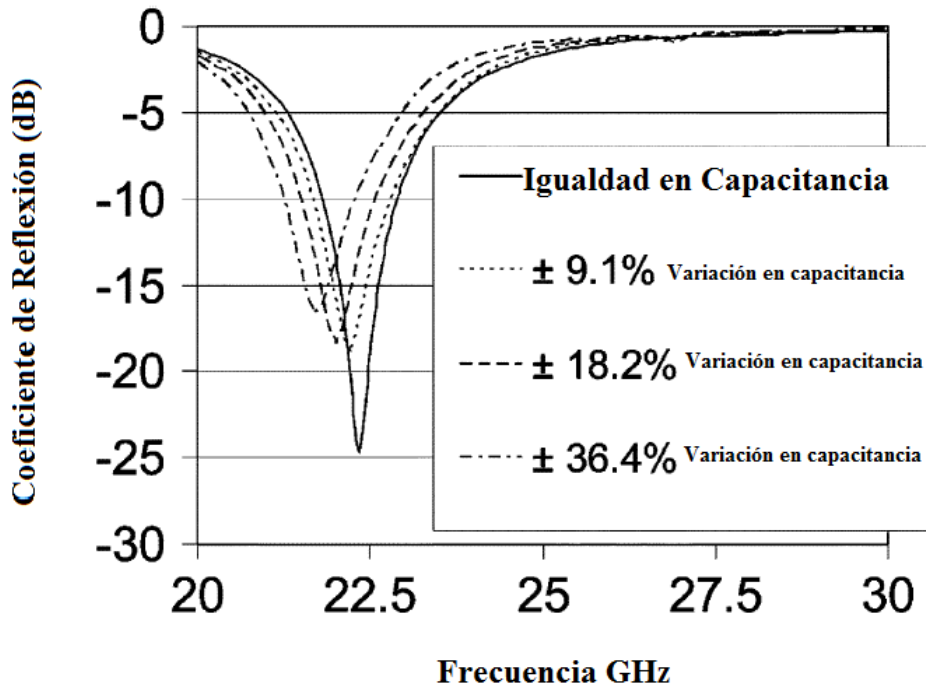


Figura 2.2.5 Respuesta en frecuencia de la Superficie Selectiva de Frecuencia con interruptores MEMS capacitivos

2.3 SELECCIÓN DE LA SUPERFICIE SELECTIVA DE FRECUENCIA

Una superficie selectiva de frecuencia que ofrece excelentes características es la que utiliza como elementos las aperturas anulares ya que soporta la polarización circular. Los resultados medidos para esta superficie muestran bajas pérdidas de inserción y bajo nivel de polarización cruzada, además de poseer buena estabilidad de su frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia de la onda electromagnética [2]. Esta superficie permite ajustar su respuesta paso banda al modificar las dimensiones del anillo y se ha demostrado que su frecuencia de resonancia puede ser ajustada en un amplio intervalo de frecuencias al agregarle cortos metálicos y cargas reactivas [6, 7].

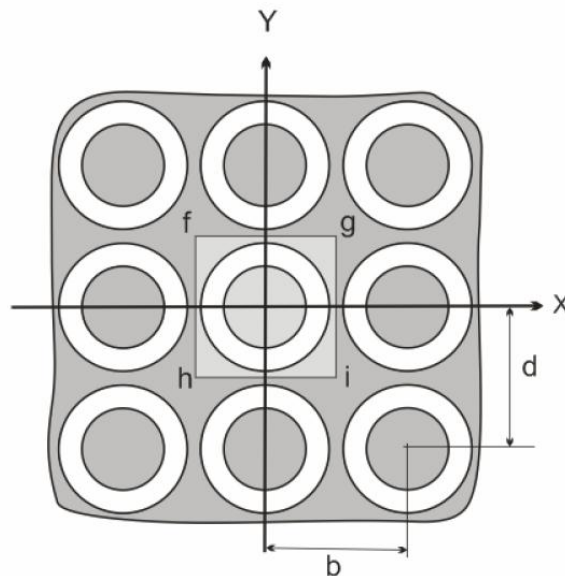


Figura 2.3.1 Superficie Selectiva de Frecuencia con aperturas anulares

En la figura 2.3.1 se puede observar una Superficie Selectiva de Frecuencia con aperturas anulares. La respuesta selectiva en frecuencia está en función de los parámetros del arreglo como son el diámetro medio de la apertura, el ancho de la ranura, las dimensiones de la celda unitaria y las características del dieléctrico, entre otros. La respuesta de la mencionada superficie es de tipo paso banda como

se demuestra en [2], donde se obtiene el modelo matemático y su modelo eléctrico el cual nos deja ver que se trata de un modelo LC como el que se muestra en la figura 2.3.2.

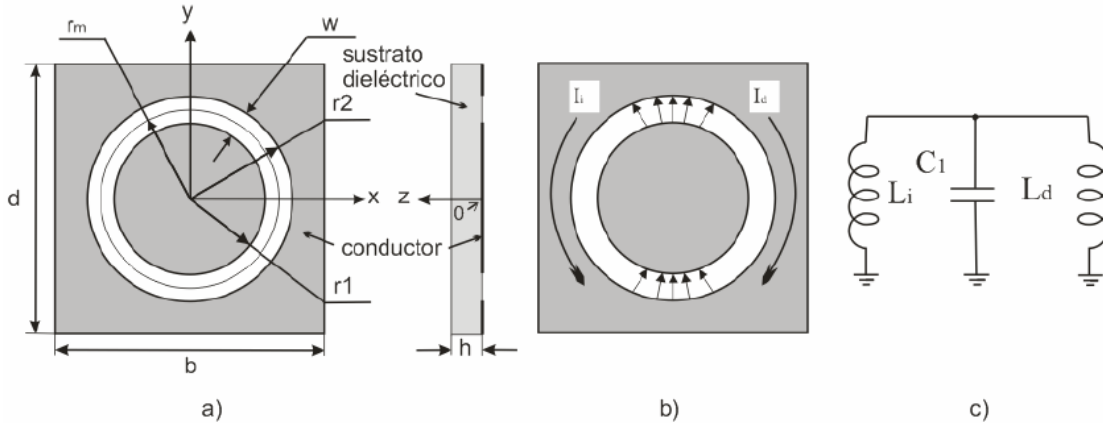


Figura 2.3.2 Celda Unitaria. (a) geometría, (b) distribución de campos y corrientes, (c) circuito eléctrico equivalente

2.4 CONCLUSIONES

En el desarrollo del presente capítulo se pudo observar de manera resumidamente dos de los diferentes mecanismos para ajustar la respuesta en frecuencia de una Superficie Selectiva de Frecuencia, con el fin de ser un dispositivo reconfigurable.

Concluyendo, la tecnología de los microsistemas electromecánicos a revolucionado el rubro de las Superficies Selectivas de Frecuencias, ya que con estos dispositivos se ha logrado facilitar los métodos de ajuste en la respuesta en frecuencia además de poder reducir en tamaño y peso, lo cual trae beneficios como el de alcanzar bandas de frecuencias más grandes y reducir sustancialmente los costos de producción para las aplicaciones que requieran de Superficies Selectivas de Frecuencia.

Otros punto importante a concluir es que el método de ajuste por cargas activas para las Superficies Selectivas de Frecuencia utilizando dispositivos MEMS, en especifico un capacitor variable MEMS otorga una gran versatilidad, esto gracias a las características de estos microdispositivos los cuales permitiría controlar la respuesta en frecuencia de las Superficies Selectivas de Frecuencia solo aplicando un voltaje de DC.

Bibliografía.

- [1] J. C. Vardaxoglou, *Frequency Selective Surfaces – Analysis and Desing*. Reserch Studies Press, LTD, Tauton, Somerset, Inglaterra 1997.
- [2] Martínez López, Rosalba, “*Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables basadas en microsistemas electromecánicos (MEMS)*”, Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2007.
- [3] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces – Theory and design*. Wiley-Interscience, New York, 2000.
- [4] Bayatpur, F.; Sarabandi, K.; “*A Tunable Metamaterial Frequency-Selective Surface With Variable Modes of Operation*”, *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, Volume: 57, Publication Year: 2009, pp. 1433 – 1438.
- [5] Zendejas, J. M; Gianvittori, J. P.; Rahmat-Samii, Y.; Judy, J. W.; “*Magnetic MEMS reconfigurable frequency-selective surfaces*”, *Microelectromechanical Systems, Journal of*, Volume: 15, 2006, pp. 613 – 623.
- [6] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, and N. A. Martynyuk, “*Spiraphase type reflectarrays based on loaded ring slot resonators*”, *IEEE trans. Antennas Propagat.* Vol. 52, no.1, Enero 2004, pp. 142-153.
- [7] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, and N. A. Martynyuk, “*Active frequency selective surfaces based on loaded ring slot resonators*”, *Electronic Letter*. 6th January 2005, vol.41, no.1.
- [8] Abadi, M.S.H.; Shafai, C.; Shafai, L.; “*A Reconfigurable Frequency Selective Surface Using Switched Slots in the Ground Plane*”, *Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM)*, 2010, pp. 1 – 4.

[9] Coutts, G. M.; Mansour, R. R.; Chaudhuri, S. K.; “*Microelectromechanical Systems Tunable Frequency-Selective Surface and Electromagnetic-Bandgap Sstructures on Rigid-Flex Substrates*”; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 56, Publication Year: 2008, pp. 1737 – 1746.

Capítulo 3.

ANÁLISIS ELECTROMECAÁNICO DEL CAPACITOR.

El presente capítulo tiene como objetivo analizar los detalles electromecánicos de un capacitor variable, diseñado para operar en la banda x (8 – 12 GHz). Este análisis está dividido en dos partes el estático y el dinámico; en el análisis estático nos enfocaremos a obtener la constante de rigidez (k) de la viga voladiza que conforma la parte móvil del capacitor variable, enseguida se obtendrá el voltaje de jale también llamado voltaje *pull-in*, ya que el diseño propuesto tiene como esquema de variación por actuación electroestática. El análisis dinámico, ayudará a obtener el tiempo de conmutación de la viga voladiza en las diferentes posiciones en las que se requiera; esto a fin de saber que tan rápido responde el capacitor en la banda requerida.

3.1 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

El capacitor propuesto está orientado a satisfacer los siguientes parámetros de diseño:

- Banda de operación: Banda x (8 – 12 GHz)
- Factor de calidad > 50
- Variacion de capacitancia > 100%
- Proceso de fabricación Circuito impreso flexible

La estructura del capacitor variable propuesto se muestra en la figura 3.1.1. Es importante aclarar que el capacitor propuesto tendrá el principio de actuación electrostática para lograr la variación en la capacitancia. Dicha estructura contiene un poste cuadrado al centro de la estructura de Cobre (Cu) con medidas de $50 \times 50 \times 17.5 \mu m$ (largo \times ancho \times alto), el cual está encargado de sostener tres vigas tanto de su lado izquierdo como el derecho; una viga inferior que tiene la función de ser dieléctrico y es de Benzocyclobutene (BCB), y dos vigas que son de Cobre y están unidas al poste principal, una de las cuales (placa superior) tendrá la tarea de ser un electrodo mientras que la última tendrá la función de tener un desplazamiento y así lograr la variación de capacitancia. Finalmente, en los extremos inferiores tanto del lado derecho e izquierdo se encuentran dos pequeños postes, estos cumplen dos funciones, una de ellas es el de sostener a la placa dieléctrica y otra es el de ser el segundo electrodo para la actuación electrostática.

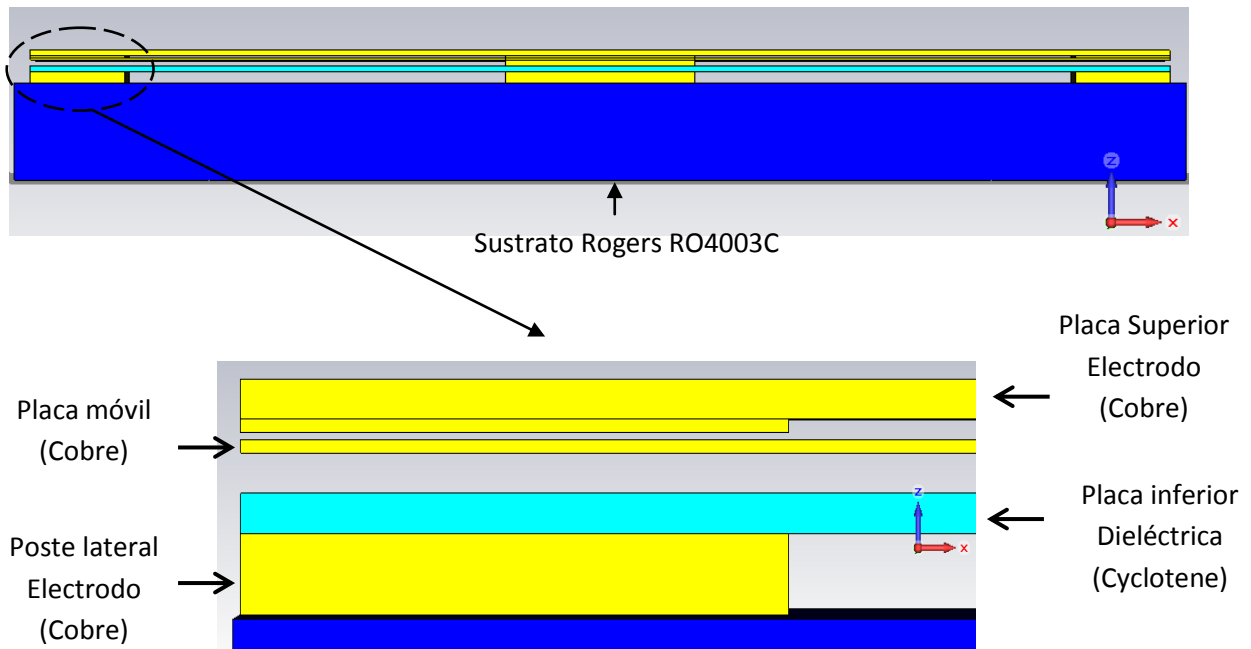


Figura 3.1.1 Capacitor Variable MEMS para la banda X

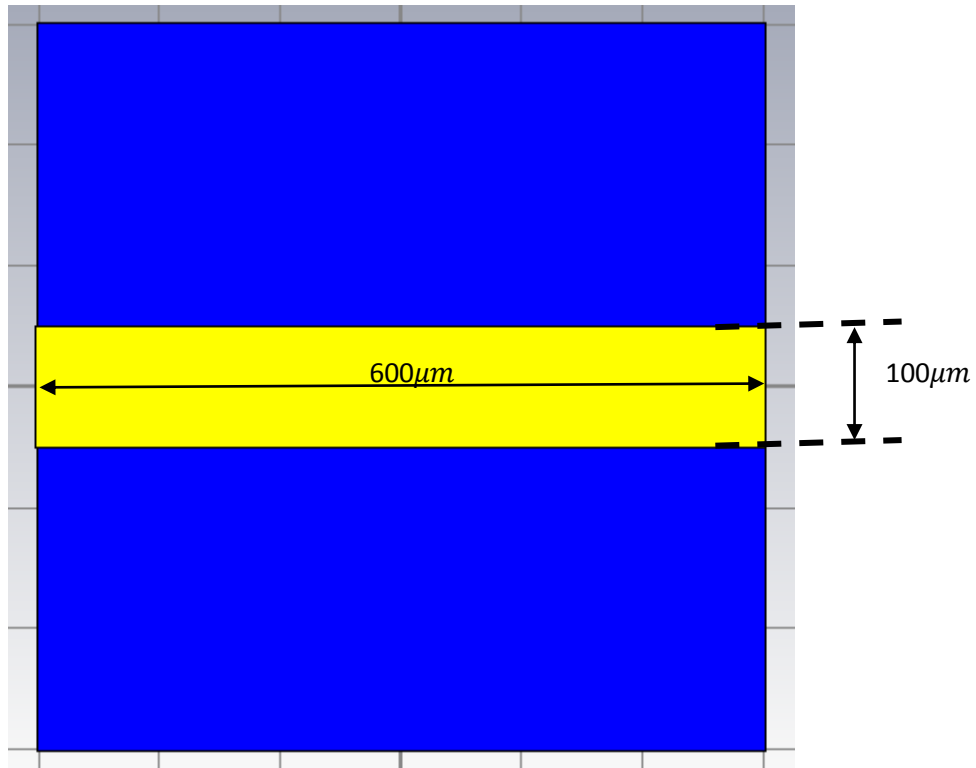
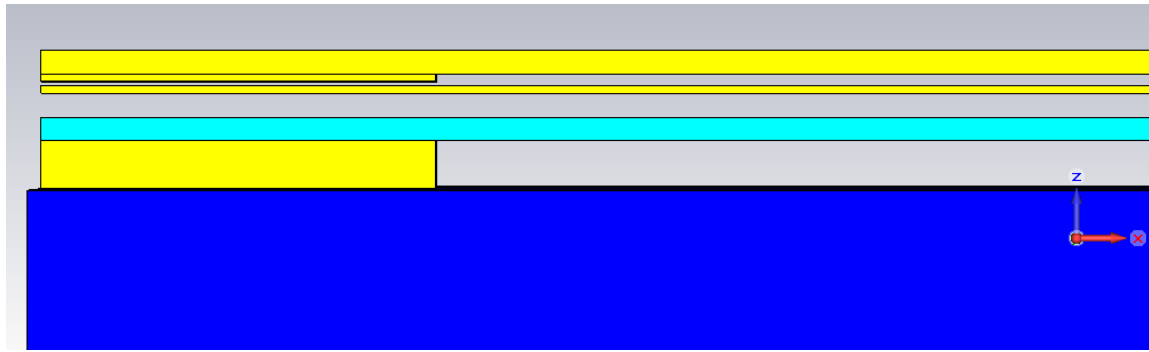
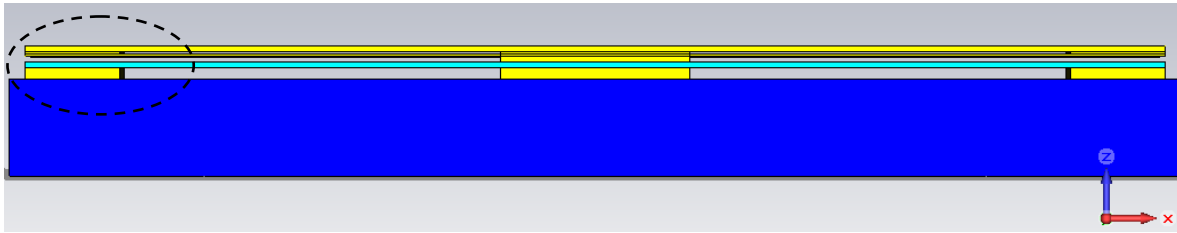
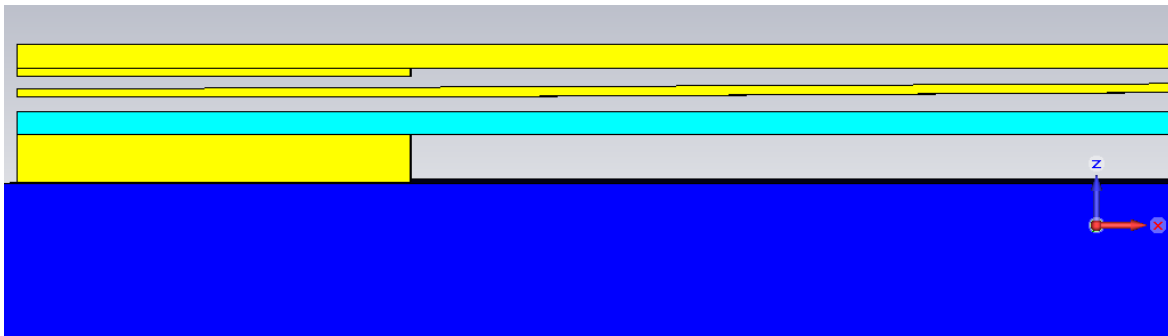


Figura 3.1.3 Vista superior del Capacitor Variable MEMS para la banda X

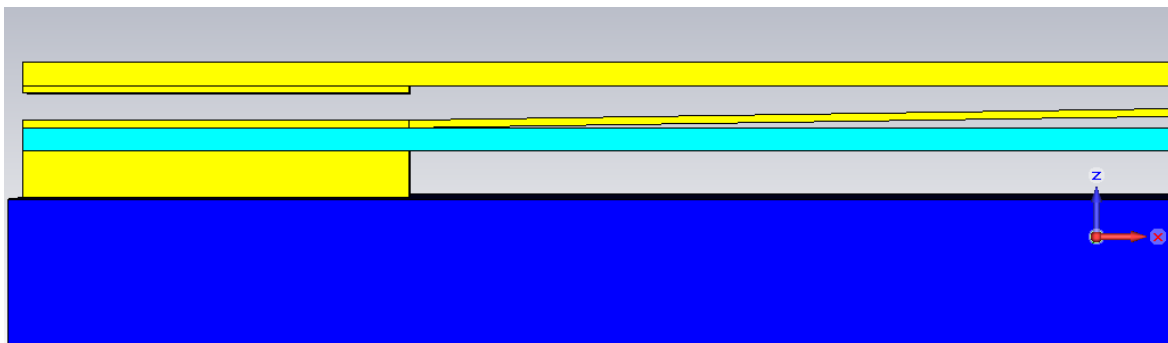
El capacitor propuesto es de placas paralelas, con esquema de variación por gap, con actuación electroestática. La figura 3.1.4 muestra el movimiento de la placa móvil, esto se logra por la polarización en DC de la placa superior y los postes laterales inferiores, como consecuencia se logra obtener una fuerza electroestática la cual afectará a la placa móvil obteniendo así un desplazamiento sobre el eje z. Una característica del presente diseño, es que, tanto la placa móvil como la placa superior están unidas por medio del poste principal que las sostiene, gracias a esto al polarizar la estructura con un voltaje de DC entre el poste principal y los postes laterales inferiores se presentara una primera fuerza electroestática (de atracción) entre la placa móvil y el poste lateral correspondiente, y una segunda fuerza electroestática (de repulsión) entre la placa móvil y la placa superior; esto representa una ventaja, ya que se reducirá el voltaje de actuación para dicho capacitor.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.1.4 *Movimiento de la placa móvil del Capacitor Variable MEMS para la banda X*

3.2 DISEÑO MECÁNICO.

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

3.2.1 Constante de Rigidez k .

El primer paso en el análisis mecánico del dispositivo conmutable RF MEMS al que hacemos mención en el presente trabajo, es obtener la constante de rigidez de resorte de una viga fija-fija o voladiza. Si la operación de la estructura se limita a pequeñas deflexiones, como es el caso de la mayoría de los dispositivos RF MEMS, el comportamiento mecánico puede ser modelado usando la constante de rigidez de resorte lineal, $k [N/m]$. La deflexión, $\Delta g [m]$, de una viga fija-fija o voladiza provocada por una fuerza externa, $F [N]$, puede ser obtenida usando $F = k\Delta g$. La constante de rigidez de una viga fija-fija puede ser modelada en dos partes. La primera, k' , es debida a la rigidez de la viga la cual depende de las características de los materiales tales como el módulo de Young, $E [Pa]$, y el momento de inercia, $I [m^4]$. La otra parte, k'' , es debido al esfuerzo residual biaxial, $\sigma [Pa]$, al interior de la viga y es resultado del proceso de fabricación [2].

Dado que una viga voladiza no es fija en una de sus partes laterales, cualquier esfuerzo residual al interior de la viga es liberada y la constante de

rigidez del resorte no contiene componente de tensión residual [2]. Por lo que la constante de rigidez de resorte para una viga voladiza se puede obtener de la misma manera que la primera parte para una viga fija-fija, esto es solo obteniendo k' .

Obtención de k .

Como se menciona anteriormente, la constante de rigidez k se puede obtener a partir de $F = k\Delta g$, donde Δg es la deflexión de una viga voladiza a la cual la llamaremos **deflexión v** . La mayor parte de los procedimientos para encontrar deflexiones en vigas se basan en las ecuaciones diferenciales de la curva de deflexión y sus relaciones asociadas. Dado que el capacitor propuesto se basa en la actuación de una viga voladiza, consideraremos (para efectos de análisis) una viga en voladizo con una carga concentrada que actúa hacia arriba en el extremo libre como es la de la figura 3.2.1a. Debido a la acción de esta carga, el eje de la viga se deforma y adopta una forma curva como se muestra en la figura 3.2.1b. La deflexión v es el desplazamiento en la dirección y de cualquier punto sobre el eje de la viga. Como el eje y es positivo hacia arriba, las deflexiones también son positivas hacia arriba [3].

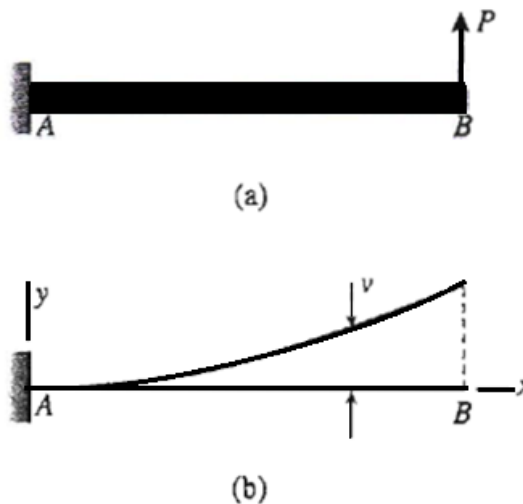


Figura 3.2.1 Curva de deflexión de una viga en voladizo

Para obtener la ecuación de la curva de deflexión, debemos expresar a la deflexión v en función de la coordenada x . Por tanto, consideremos ahora la curva de deflexión con más detalle. La deflexión v en cualquier punto m_1 sobre la curva de deflexión se muestra en la figura 3.2.2a. El punto m_1 está a una distancia x del origen (medida a lo largo del eje x). También se muestra un segundo punto m_2 , localizado a una distancia $x + dx$ desde el origen. La deflexión en este segundo punto es $v + dv$, donde dv es el incremento en deflexión conforme nos movemos a lo largo de la curva de m_1 y m_2 .

Cuando la viga se flexiona, no solo hay una deflexión en cada punto a lo largo de la viga sino también una rotación. El ángulo de rotación θ del eje de la viga es el ángulo entre el eje x y la tangente a la curva de deflexión, según se aprecia para el punto m_1 en la figura 3.2.2b [3].

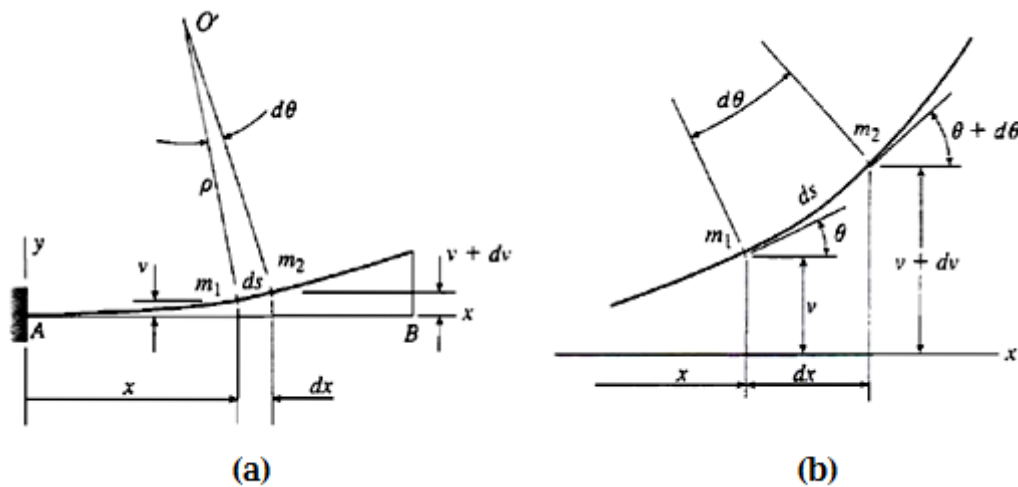


Figura 3.2.2 Curva de deflexión de una viga

Nótese que el ángulo de rotación es positivo cuando es en sentido contrario a las manecillas del reloj.

El ángulo de rotación en el punto m_2 es $\theta + d\theta$, donde $d\theta$ es el incremento angular conforme nos movemos del punto m_1 al punto m_2 . Se infiere que si trazamos líneas normales a las tangentes (figura 3.2.2a y b), el ángulo entre estas normales es $d\theta$. Además, el punto de intersección de estas normales es el centro de curvatura O' y la distancia de O' a la curva es el radio de curvatura ρ . Con base en la figura 3.2.2a vemos que $\rho d\theta = ds$ en donde $d\theta$ está en radianes y ds es la distancia a lo largo de la curva de deflexión entre los puntos m_1 y m_2 ; por tanto, la curva k (igual al recíproco del radio de curvatura) está dada por la ecuación 3.1 [3].

$$k = \frac{1}{\rho} = \frac{d\theta}{ds} \quad (3.1)$$

La pendiente de la curva de deflexión es la primera derivada dv/dx de la expresión para la deflexión v . En términos geométricos, la pendiente es el incremento dv en la deflexión (al pasar del punto m_1 al punto m_2 en la figura 3.2.2) dividido entre el incremento dx de la distancia a lo largo del eje x . Como dv y dx son infinitesimalmente pequeños. La pendiente dv/dx es igual a la tangente del ángulo de rotación θ (figura 3.2.2b) [3]. Así,

$$\frac{dv}{dx} = \tan\theta \quad \theta = \arctan \frac{dv}{dx} \quad (3.2a, b)$$

De manera similar obtenemos las siguientes relaciones:

$$\cos\theta = \frac{dx}{ds} \quad \text{sen}\theta = \frac{dv}{ds} \quad (3.3a, b)$$

Nótese que cuando los ejes x y y tienen las direcciones mostradas en la figura 3.2.2a, la pendiente dv/dx es positiva cuando la tangente a la curva se inclina hacia arriba y a la derecha.

Dado que el ángulo de rotación θ es muy pequeño (y por tanto la curva de deflexión es casi horizontal), se observa de inmediato que la distancia ds a lo largo de la curva de deflexión es prácticamente igual al incremento dx a lo largo del eje x . También es posible obtener directamente esta conclusión a partir de la ecuación 3.3a. Puesto que $\cos\theta \approx 1$ cuando el ángulo θ es muy pequeño, la ecuación 3.3a da como resultado $ds \approx dx$. Con esta aproximación, la curvatura resulta (véase la ecuación 3.1) [3]

$$k = \frac{1}{\rho} = \frac{d\theta}{dx} \quad (3.4)$$

Además, como $\tan\theta \approx \theta$ cuando θ es pequeño, podemos establecer la siguiente aproximación para la ecuación 3.2a

$$\theta \approx \tan\theta = \frac{dv}{dx} \quad (3.5)$$

Entonces, si las rotaciones de una viga son pequeñas, podemos suponer que el ángulo de rotación θ y la pendiente dv/dx son iguales.

Al calcular la derivada de θ con respecto a x en la ecuación 3.5, se obtiene:

$$\frac{d\theta}{dx} = \frac{d^2v}{dx^2} \quad (3.6)$$

Combinamos esta ecuación con la 3.4 y obtenemos una relación entre la curvatura de una viga y su deflexión:

$$k = \frac{1}{\rho} = \frac{d^2v}{dx^2} \quad (3.7)$$

Si el material de una viga es elástico lineal y obedece la ley de Hooke, la curvatura es [3]:

$$k = \frac{1}{\rho} = \frac{M}{EI} \quad (3.8)$$

En donde $M [N \cdot m]$ es el momento flexionante, $E [Pa]$ es el modulo de Young e I es el momento de inercia para la sección transversal de la viga y esta dado por [2]:

$$I = \frac{wt^3}{12} \quad (3.9)$$

Donde w es el ancho y t el espesor de la viga. Al combinar las ecuaciones 3.7 y 3.8, resulta la ecuación diferencial de la curva de deflexión básica de una viga o también llamada **ecuación de momento flexionante**.

$$\frac{d^2v}{dx^2} = \frac{M}{EI} \quad (3.10)$$

Esta ecuación puede integrarse en cada caso particular para encontrar la deflexión v , siempre que el momento flexionante M y la rigidez por deflexión EI sean conocidas como funciones de x .

Para obtener la deflexión v del capacitor propuesto, es necesario obtener los momentos flexionantes en la viga. Dado que la viga voladiza del capacitor al que hacemos referencia es una viga estáticamente determinada, podemos obtener los momentos flexionantes a partir de un diagrama de cuerpo libre y ecuaciones de equilibrio. Para ello observemos la figura 3.2.3, la cual nos muestra un esquemático de las fuerzas que actúan sobre la viga voladiza (placa móvil) del capacitor variable.

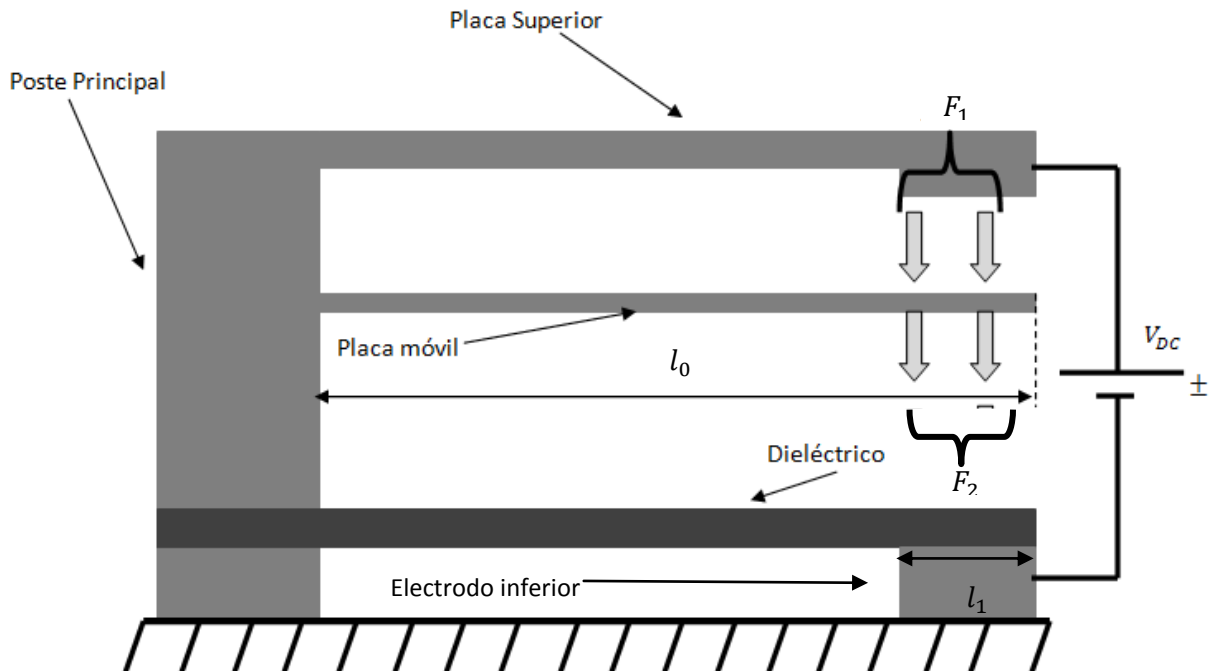


Figura 3.2.3 Diagrama esquemático de fuerzas actuantes del capacitor variable para la banda X.

Como podemos observar en la figura 3.2.3, sobre la placa móvil actúan dos fuerzas, F_1 y F_2 . La fuerza F_1 se debe a la fuerza electrostática de repulsión que se da entre la placa superior y la placa móvil y se distribuye a lo largo de l_1 , esto gracias a que las cargas eléctricas que se sitúan en l_1 son del mismo signo; la

causa por la cual dichas cargas se distribuyen solo sobre l_1 , es gracias a que el electrodo inferior solo tiene dicha longitud además de que en él, se inducen cargas eléctricas de signo opuesto a las cargas eléctricas que se presentan en la placa superior y en la placa móvil, y esto trae como consecuencia que las cargas en las placas superiores se presenten paralelamente a la longitud del electrodo inferior. De manera análoga, F_2 se presenta gracias a la fuerza electrostática de atracción entre la placa móvil y el electrodo inferior.

Dada la anterior descripción de fuerzas actuantes en el capacitor propuesto en el presente trabajo, la deflexión v la podemos encontrar analizando el siguiente diagrama de cuerpo libre que se muestra en la figura 3.2.4.

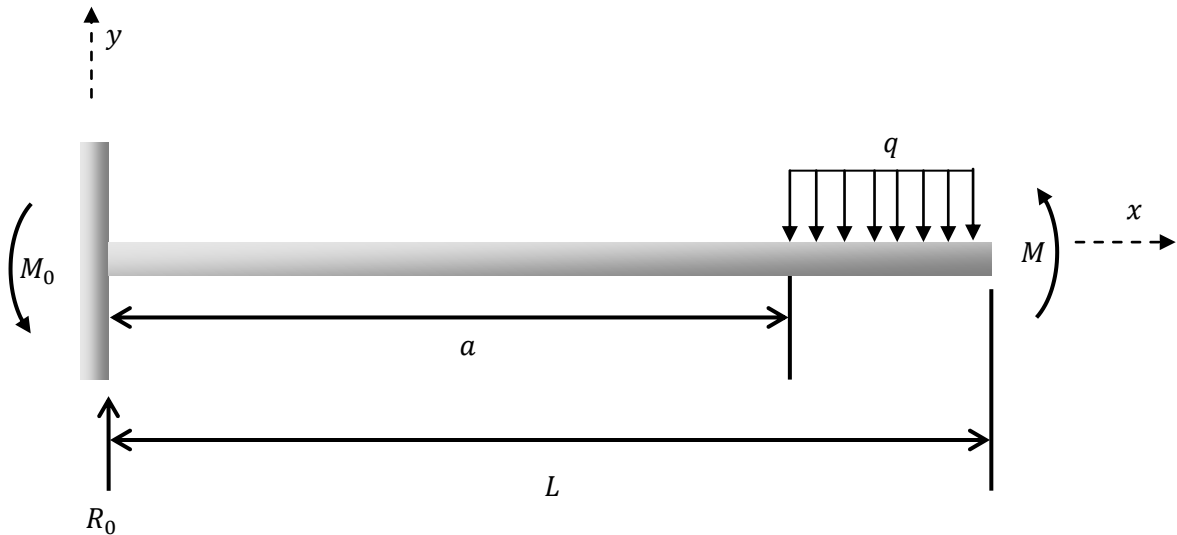


Figura 3.2.4 Diagrama de cuerpo libre de la viga voladiza (placa móvil) del capacitor variable para la banda X

Donde L es la longitud de la viga en voladizo. La distancia desde el anclaje hasta el inicio del electrodo de actuación es a . El anclaje es rígido, por lo que un momento de inercia se aplicará para mantener fija la viga en esa posición (ningún movimiento vertical y rotación). M_0 es el momento de reacción en el anclaje y R_0 es la fuerza de reacción actuando opuestamente a la carga uniforme q para mantener un balance de fuerzas vertical [4].

Dado que el momento flexionante cambia en el punto $x = a$, debemos escribir expresiones separadas para el momento flexionante en cada región, esto es, para $0 \leq x \leq a$ y $a \leq x \leq l$.

Para $0 \leq x \leq a$ el momento de reacción M_0 que actúa sobre el anclaje de la viga en voladizo esta dado por:

$$M_0 = q(L - a) \left[a + \frac{L-a}{2} \right] = \frac{q}{2} (L^2 - a^2) \quad (3.11)$$

La fuerza de reacción vertical que se presenta en el anclaje de la viga en voladizo es:

$$R_0 = q(L - a) \quad (3.12)$$

Por lo que la ecuación de deflexión de la viga que se muestra en la figura 3.2.4, en la región de $0 \leq x \leq a$ es dada por

$$M = q(L - a)x - \frac{q}{2} (L^2 - a^2) \quad (3.13a)$$

$$v'' = \frac{q(L-a)x - \frac{q}{2}(L^2 - a^2)}{EI} \quad (3.13b)$$

Integrando la ecuación 3.13b en términos de x , y simplificando obtenemos,

$$v' = \frac{q}{2EI} [(L - a)x^2 - (L^2 - a^2)x] + C_1 \quad (3.14a)$$

Dado que la pendiente de la recta tangente de la deflexión en el anclaje de la viga es igual a cero, esto es $v'(x)]_{x=0} = 0$, entonces $C_1 = 0$. Por lo tanto la ecuación 3.14a se convierte en,

$$v' = \frac{q}{2EI} [(L - a)x^2 - (L^2 - a^2)x] \quad (3.14b)$$

Integrando la ecuación 3.14b, de nuevo en términos de x obtenemos,

$$v = \frac{q}{12EI} [2(L - a)x - 3(L^2 - a^2)] + C_2 \quad (3.15a)$$

Ya que no existe deflexión en el anclaje de la viga en $x = 0$ por lo que $v(0) = 0$, entonces $C_2 = 0$ y por consiguiente la ecuación de deflexión en la región de $0 \leq x \leq a$ es,

$$v = \frac{q}{12EI} [2(L - a)x - 3(L^2 - a^2)] \quad (3.15b)$$

Para la región de $a \leq x \leq L$, la ecuación de momento flexionante puede escribirse como sigue [4],

$$M = q(L - a)x - \frac{q}{2}(L^2 - a^2) - \frac{q}{2}(x - a)^2 \quad (3.16a)$$

$$v'' = \frac{qLx - \frac{qL^2}{2} - \frac{q}{2}x^2}{EI} \quad (3.16b)$$

Integrando la ecuación 3.16b en términos de x obtenemos,

$$v' = \frac{q}{6EI} (3Lx^2 - 3L^2x - x^3) + C_3 \quad (3.17a)$$

Dado que en $x = a$, la ecuación 3.14b es igual a la ecuación 3.17a, ya que la pendiente de la recta tangente de la deflexión es la misma, podemos obtener el valor de C_3 , por lo tanto, igualando las ecuaciones y evaluando en $x = a$ obtenemos,

$$\frac{qa^2}{12EI} [2(L - a)a - 3(L^2 - a^2)] = \frac{q}{6EI} (3La^2 - 3L^2a - a^3) + C_3 \quad (3.17b)$$

$$C_3 = \frac{qa^3}{6EI}$$

Substituyendo el valor de C_3 en la ecuación 3.17a obtenemos,

$$v' = \frac{q}{6EI} (3Lx^2 - 3L^2x - x^3) + \frac{qa^3}{6EI} \quad (3.18)$$

Integrando la ecuación 3.18, de nuevo en términos de x obtenemos,

$$v = \frac{q}{24EI} (4Lx^3 - 6L^2x^2 - x^4) + \frac{qa^3}{6EI} x + C_4 \quad (3.19a)$$

Usando continuidad en la deflexión de la viga, en $x = a$ la ecuación 3.19a es igual a la ecuación 3.15b, por lo cual podemos encontrar el valor de C_4 , por lo tanto, igualando las ecuaciones y evaluando en $x = a$ obtenemos,

$$\frac{q}{12EI} [2(L - a)a - 3(L^2 - a^2)] = \frac{q}{24EI} (4La^3 - 6L^2a^2 - a^4) + \frac{qa^3}{6EI} a + C_4 \quad (3.19b)$$

$$C_4 = -\frac{qa^4}{24EI}$$

Substituyendo el valor de C_4 en la ecuación 3.19a obtenemos,

$$v = -\frac{q}{24EI} [x^4 - 4Lx^3 + 6L^2x^2 - 4a^3 + a^4] \quad (3.20)$$

Como podemos observar en la figura 3.2.1b, la deflexión máxima que sufre una viga en voladizo, es cuando $x = L$, substituyendo este valor en la ecuación 3.20 nos da como resultado,

$$v_L = -\frac{q}{24EI} [3L^4 - 4La^3 + a^4] \quad (3.21)$$

Como se menciona al principio del presente capítulo, La deflexión, Δg [m], de una viga fija-fija o voladiza provocada por una fuerza externa, F [N], puede ser obtenida usando,

$$F = k\Delta g \quad (3.22)$$

Dado que la ecuación 3.21 representa la deflexión máxima de una viga en voladizo podemos obtener la constante de rigidez de resorte a partir de la ecuación 3.22 substituyendo a $F = -q(L - a)$ y $\Delta g = v_L$, por lo que la constante de rigidez de resorte es dada por

$$k = k' = \frac{F}{\Delta g} = \frac{-q(L - a)}{-\frac{q}{24EI} [3L^4 - 4La^3 + a^4]} \quad (3.22)$$

$$k = 2Ewt^3 \frac{L - a}{3L^4 - 4La^3 + a^4}$$

Con los parámetros de la tabla 3.1, se puede calcular k al sustituirlos en la ecuación 3.10.

Tabla 3.1.

Propiedades Elásticas y físicas para la placa móvil del capacitor variable para la banda X		
$E = 120 \text{ [GPa]}$		$t = 1 \text{ [\mu m]}$
	$a = 200 \mu\text{m}$	
$w = 100 \text{ [\mu m]}$		$L = 250 \text{ [\mu m]}$

$$k = 2(120[\text{GPa}])(100[\mu\text{m}])(1[\mu\text{m}])^3 \left[\frac{250[\mu\text{m}] - 200[\mu\text{m}]}{3(250[\mu\text{m}])^4 - 4(250[\mu\text{m}])(200[\mu\text{m}])^3 + (200[\mu\text{m}])^4} \right]$$

$$k = 0.225[\text{N/m}]$$

3.2.2. Voltaje de Jale (pull-in).

Cuando un voltaje es aplicado entre la placa móvil y el electrodo inferior (ver figura 3.2.3), una fuerza electrostática es inducida en la viga en voladizo. Para entender cómo trabaja la actuación electrostática y para encontrar el voltaje de jale del capacitor propuesto, el sistema de placas que se muestra en la figura 3.2.5 se modelará como un capacitor de placas paralelas y mediante el desarrollo de este modelo se podrá obtener el voltaje de jale del capacitor. Es de suma importancia saber cuál es el voltaje de jale en un dispositivo reconfigurable que tiene un esquema de variación por actuación electrostática, ya que con este dato obtendremos el intervalo de ajuste de dicho dispositivo, en nuestro caso, del capacitor variable para la banda x.

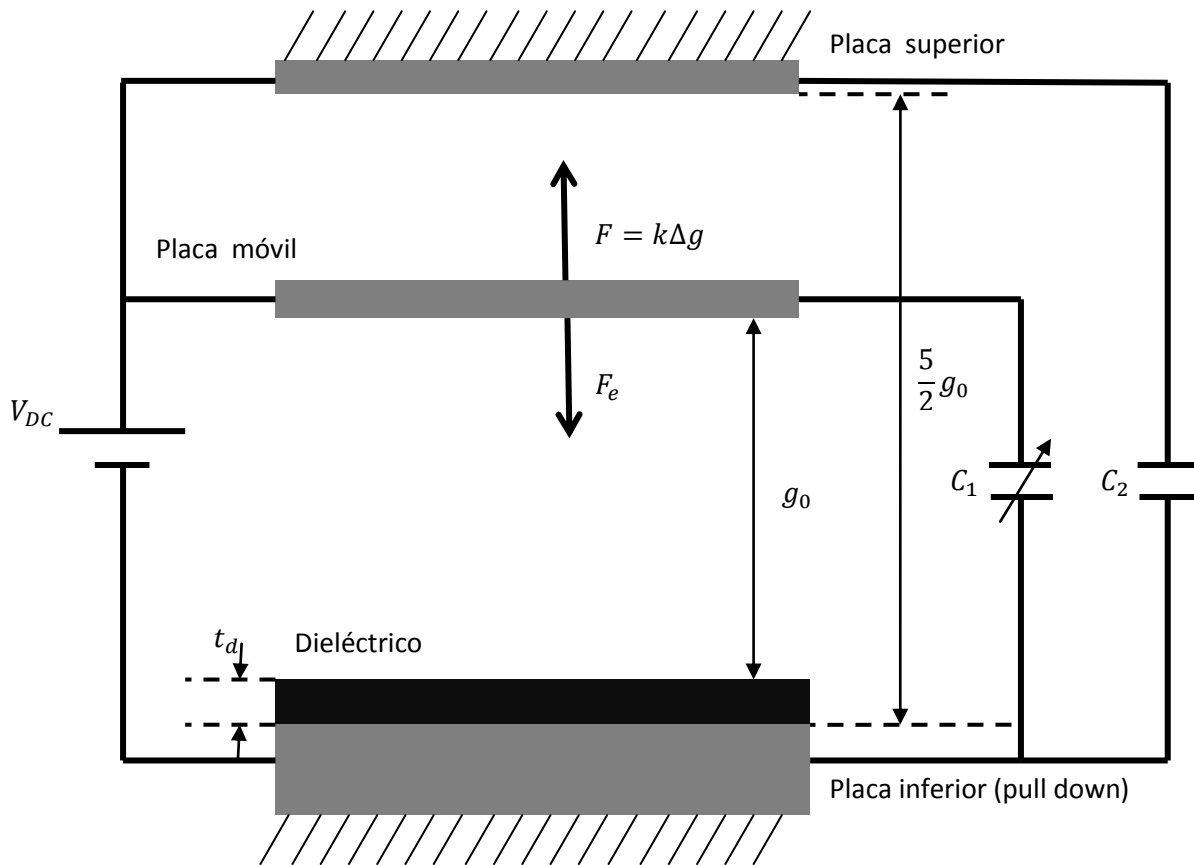


Figura 3.2.5 Sistema de placas del capacitor variable para la banda X

La figura 3.2.5 muestra el un esquema del sistema de placas, que trabaja con actuación electroestática del dispositivo que se analiza en el presente trabajo; en él se puede observar tres placas y un dieléctrico. Como se observa, entre estas placas, en conjunto con el dieléctrico, se forman dos capacitancias C_1 y C_2 ; la primera es variable, y está entre la placa móvil y la placa inferior, la segunda se forma entre las placas superior e inferior, gracias a las mencionadas capacitancias la placa móvil se ve afectada por una fuerza electroestática F_e que depende del voltaje de polarización como se ve en la figura, que a la vez interactúa con la fuerza que ejerce la constante de rigidez de resorte de la placa móvil (viga en voladizo). En el caso estático (velocidad y aceleración igual a cero) el sistema que se muestra en la figura 3.2.5 es claro que,

$$F = F_e \quad (3.23)$$

La fuerza electroestática se deduce como sigue. Al efectuar el proceso de carga en un capacitor, se realiza un trabajo al trasladar cargas eléctricas de un electrodo a otro. Calculando la energía almacenada en un capacitor a través del trabajo necesario para trasladar una carga eléctrica puntual q de un punto b hasta un punto a a través de un campo eléctrico es,

$$W_{ba} = qV_{ab} \quad (3.24)$$

Si trasladamos una carga Q total de la placa inferior a la placa superior, se ha realizado trasladando pequeñas porciones de carga dq y efectuando para cada una de ellas un trabajo dW , esto es

$$dW_{ba} = dqV_{ab} \quad (3.25)$$

Integrando la expresión 3.25 obtenemos el trabajo total efectuado al cargar el capacitor con una carga Q , por lo tanto

$$W_{ba} = \int_0^Q V_{ab} dq \quad (3.26)$$

Dado que la diferencia de potencial V_{ab} es variable, ya que depende de la cantidad de carga eléctrica en las placas; es decir $V_{ab} = f(q)$; esta función se obtiene de la definición de capacitancia C ,

$$V_{ab} = \frac{q}{C} \quad (3.27)$$

Sustituyendo la ecuación 3.27 en la ecuación 3.26,

$$W_{ba} = \int_0^Q \frac{q}{C} dq = \frac{Q^2}{2C} \quad (3.28)$$

En la expresión 3.28, W_{ba} representa el trabajo total efectuado al cargar el capacitor. Si no existen efectos disipativos, la energía almacenada deberá de ser de igual valor. De este modo, si denominamos a la energía almacenada con la letra U , se tendrá que,

$$U = \frac{Q^2}{2C} \quad (3.29)$$

Combinando la última expresión con la definición de capacitancia, se puede obtener

$$U = \frac{1}{2} CV_{ab}^2 \quad (3.30)$$

La fuerza electrostática la podemos encontrar considerando la energía entregada a un capacitor en función del tiempo y está dada por [2]

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} \quad (3.31)$$

Donde g representa la distancia entre las placas paralelas del capacitor y V el voltaje (diferencia de potencial) aplicado entre las placas.

Como podemos observar en la figura 3.2.5, las capacitancias C_1 y C_2 que se forman por el sistema de placas, están en paralelo, por lo que

$$C = C_1 + C_2 \quad (3.32)$$

Donde

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 A}{g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)} \quad (3.33a)$$

$$C_2 = \frac{\epsilon_0 A}{\frac{5}{2}g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)} \quad (3.33b)$$

En las ecuaciones 3.33a y 3.33b A es el área de las placas paralelas, ϵ_0 la permitividad del vacío, ϵ_r la constante relativa del dieléctrico y t_d es el grosor del dieléctrico. En la figura 3.2.5 se nota que para la capacitancia C_1 , la distancia g es entre el dieléctrico y la placa móvil del capacitor y no la distancia entre la placa móvil y la inferior, esto ya que la placa móvil solo tendrá la libertad de movimiento hasta donde inicia la capa del dieléctrico, además que la ecuación 3.31 indica que la capacitancia está en función de dicha distancia; sin embargo para C_2 se toma la distancia entre las placas superior e inferior, esto ya que es una capacitancia fija. Por lo tanto combinando las ecuaciones 3.23, 3.31, 3.32, 3.33a y 3.33b obtenemos

$$\begin{aligned}
 k\Delta g &= -\frac{1}{2}V^2 \frac{dC(g)}{dg} \\
 k(g_0 - g) &= -\frac{1}{2}V^2 \left[\frac{d}{dg} \left(\frac{\epsilon_0 A}{g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)} + \frac{\epsilon_0 A}{\frac{5}{2}g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)} \right) \right] \\
 k(g_0 - g) &= \frac{V^2 \epsilon_0 A}{2} \left[\frac{1}{\left(g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)\right)^2} + \frac{5}{2} \frac{1}{\left(\frac{5}{2}g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)\right)^2} \right] \tag{3.34}
 \end{aligned}$$

Resolviendo la ecuación 3.34 y despejando V obtenemos

$$V = \sqrt{\frac{2k(g_0 - g)}{\epsilon_0 A} \left(\frac{1}{\frac{1}{\left(g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)\right)^2} + \frac{2.5}{\left(\frac{5}{2}g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)\right)^2}} \right)} \tag{3.35}$$

La gráfica de la ecuación 3.35 se muestra en la figura 3.2.6. Nótese que a un cierto voltaje aplicado el espaciamiento g se reduce totalmente casi de inmediato, debido a que la placa móvil del capacitor se colapsa hacia la placa inferior o electrodo pull down.

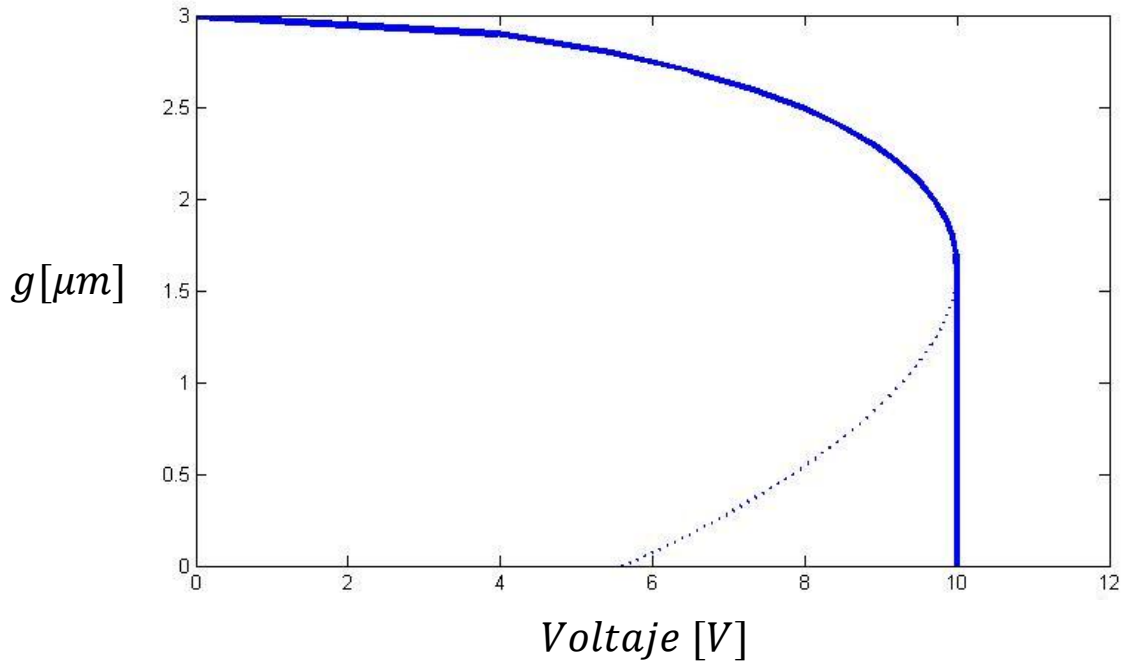


Figura 3.2.6 Gráfica gap Vs Voltaje

Cuando el voltaje aplicado se aumenta, la fuerza electrostática también crece debido a un aumento en las cargas eléctricas presentes en el dispositivo. Simultáneamente la fuerza electrostática disminuye distancia entre la placa móvil y la placa inferior, lo cual incrementa la capacitancia y el campo eléctrico. A una cierta altura, el incremento de la fuerza electrostática es más grande que el aumento de la fuerza restauradora de la membrana, provocando que la posición de la misma se vuelva inestable y se colapse hacia la placa inferior. Para encontrar el valor al cual el sistema se vuelve inestable, se debe tomar la derivada de la ecuación 3.35, igualar a cero y resolver la ecuación para g y sustituirla en la ecuación 3.35, esto es:

$$\frac{dV}{dg} = 0 \quad (3.36)$$

$$\frac{dV}{dg} = \frac{\left(-\frac{2k}{\varepsilon_0 A}\right) \left[\frac{1}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^{-2} + \frac{5}{2} \left(\frac{5}{2}g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^{-2}} \right] + \frac{2k}{\varepsilon_0 A} (g_0 - g) \left[\frac{2 \left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^{-3} + \frac{25}{2} \left(\frac{5}{2}g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^{-3}}{\left(\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^{-2} + \frac{5}{2} \left(\frac{5}{2}g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^{-2}\right)^2} \right]}{2 \cdot \sqrt{\frac{2k(g_0 - g)}{\varepsilon_0 A} \left[\frac{1}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^{-2} + \frac{5}{2} \left(\frac{5}{2}g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^{-2}} \right]}} = 0$$

Dado que resolver la ecuación 3.36 para g resulta demasiado complicado, recurrimos a utilizar software de procesamiento numérico para obtener el voltaje de jale V_{pi} , lo que da como resultado

$$V_{pi} = 10[V]$$

3.3 SIMULACIÓN MECÁNICA.

El valor de la constante de resorte y el voltaje de jale, puede ser obtenida también, usando programas de simulación, que en nuestro caso es el programa CoventorWare [5]. CoventorWare es un software de desarrollo que integra paquetes para el análisis estático en mecanismos de actuación en dispositivos MEMS. La exactitud de dichos paquetes depende del conocimiento de las tensiones residuales y los gradientes de tensión en las vigas MEMS; además depende en gran medida del proceso de posición y la temperatura de operación. Una vez que esos valores son conocidos, los resultados del programa son muy precisos prediciendo los voltajes de jale y liberación, fuerzas de contacto metal-metal, deflexión en vigas y el las tensiones asociadas a vigas, entre otras pruebas.

El proceso de modelado en CoventorWare realiza un depósito simple con el modelo presentado de tal forma que un análisis en tres dimensiones se puede realizar, al mismo tiempo que se realiza un mallado para realizar cálculos sin llegar a ser demasiado complejo.

La figura 3.3.1 muestra un diagrama de bloques del diseño de dispositivos MEMS que usa CoventorWare, para así simular el análisis solicitado.

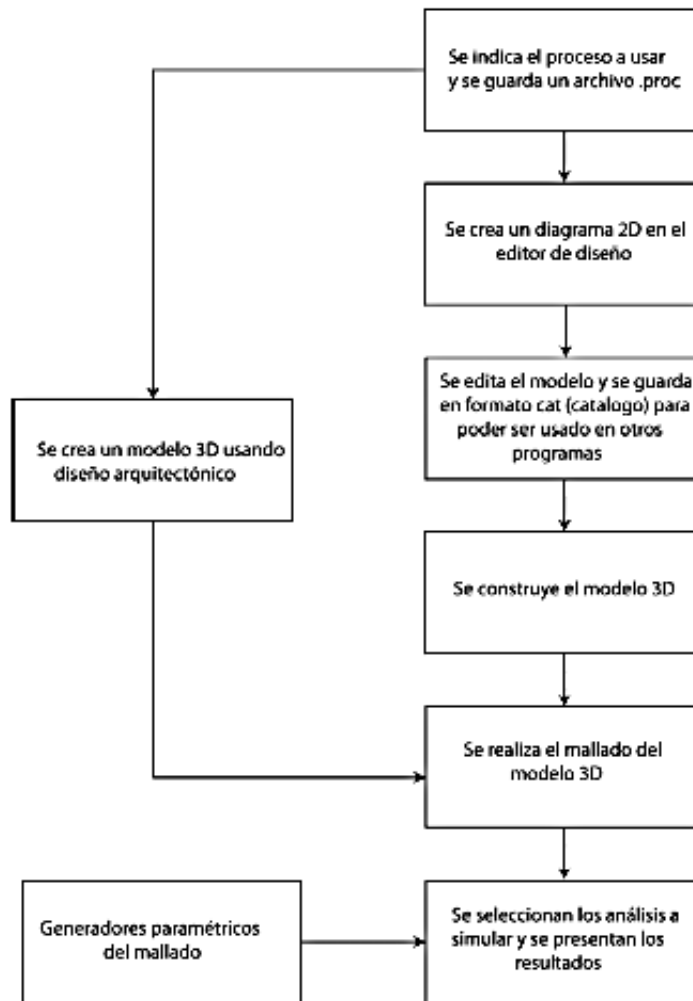


Figura 3.3.1 Diagrama de bloques para simular en CoventorWare

Con el objetivo de verificar las expresiones teóricas deducidas anteriormente, el capacitor variable se sujetó a simulaciones computacionales. En

la figura 3.3.2 se muestra la gráfica derivada de la simulación computacional con CoventorWare, donde podemos observar la curva de histéresis de voltaje, y así obtenemos un voltaje de jale aproximadamente de 10[V] y un voltaje de liberación de 9[V].

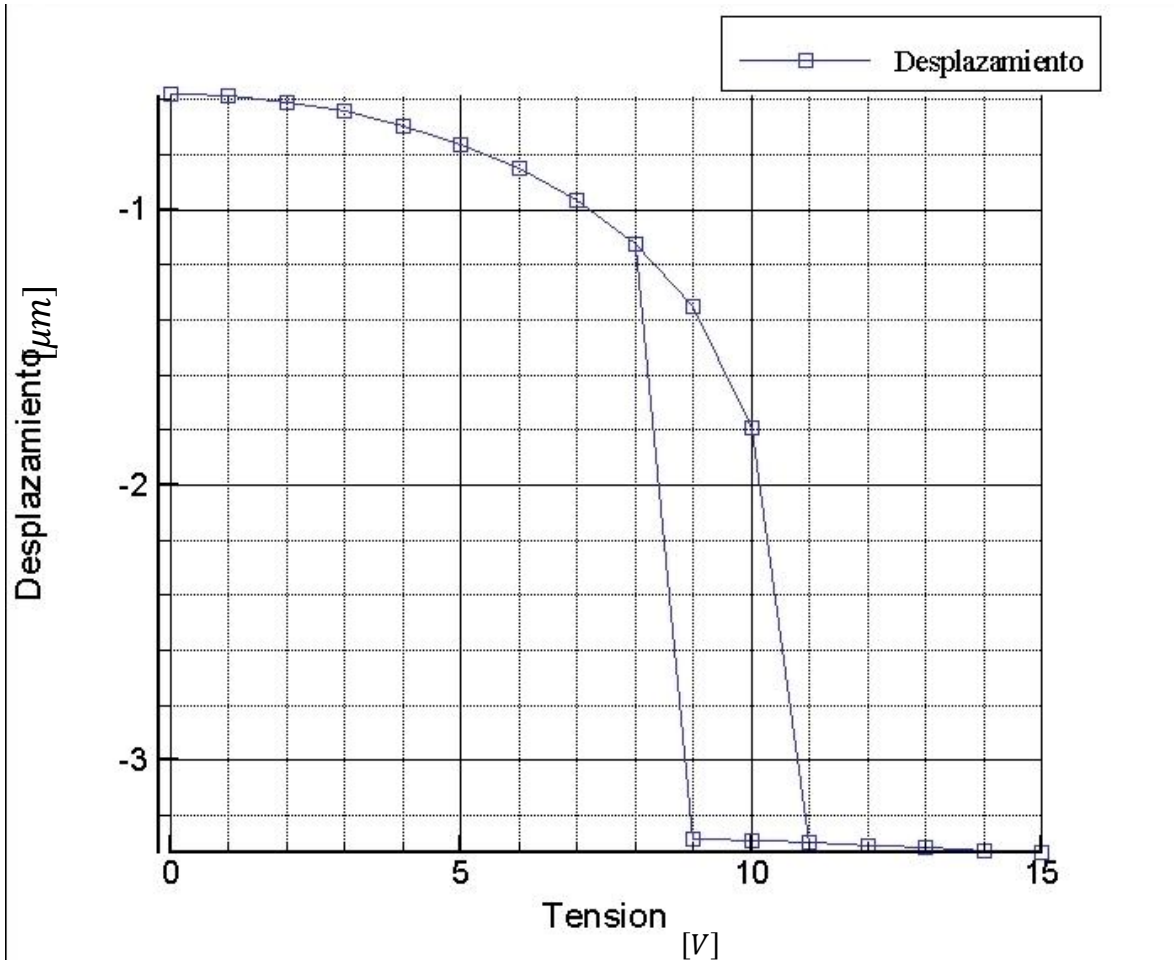


Figura 3.3.2 Curva de histéresis de voltaje, del capacitor variable para la banda X

El comportamiento de la constante de rigidez de resorte de la viga en voladizo que representa la placa móvil del capacitor se obtuvo de manera indirecta; aplicando varios desplazamientos en dirección del eje z , pero en sentido contrario. Con estos datos se aproximó una constante de rigidez para cada desplazamiento aplicado mediante la siguiente ecuación.

$$k = \frac{F_R}{\Delta g} \quad (3.38)$$

La relación de los datos que se muestran en la gráfica de la figura 3.3.3, nos arrojan una constante de rigidez de resorte promedio de

$$k = 0.189[N/m]$$

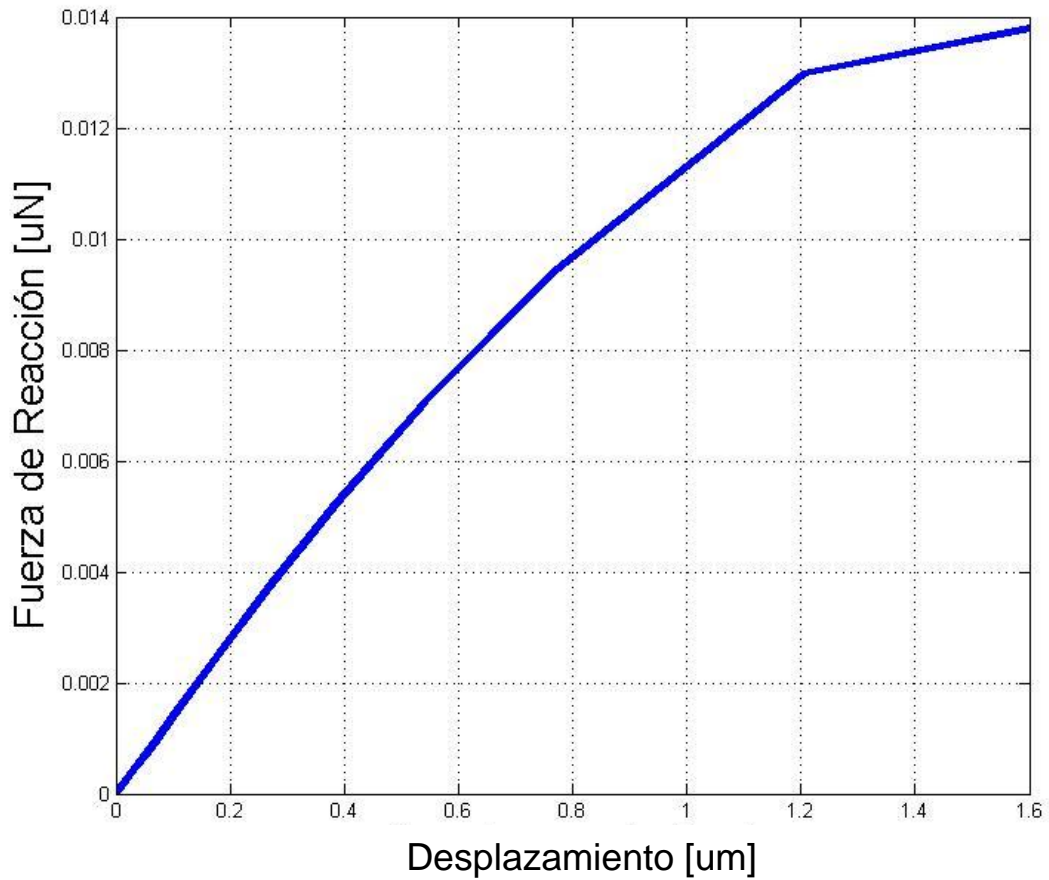


Figura 3.3.3 Gráfica de fuerza de reacción en función del desplazamiento, del capacitor variable para la banda X

3.4 DISEÑO DINÁMICO.

En párrafos anteriores derivamos la respuesta estática del capacitor variable con un voltaje aplicado entre la placa móvil y el electrodo de pull down o placa inferior. En muchos casos, un voltaje variante en el tiempo es aplicado en la placa móvil y en la placa estacionaria (electrodo pull down), lo que provoca vibraciones mecánicas en la placa móvil. Para analizar la vibración mecánica ocasionada por el voltaje variante en el tiempo, consideremos el modelo de un actuador de placas paralelas el cual se muestra en la figura 3.4.1. La placa móvil de masa m y área A está suspendida por un resorte con constante de rigidez k y un amortiguador con constante de amortiguamiento c , y separados con un gap inicial h_0 de la placa fija inferior. Cuando es aplicado un voltaje variante en el tiempo V_i con un voltaje de polarización V_b entre las placas, la placa móvil se mueve hacia abajo y vibra [6].

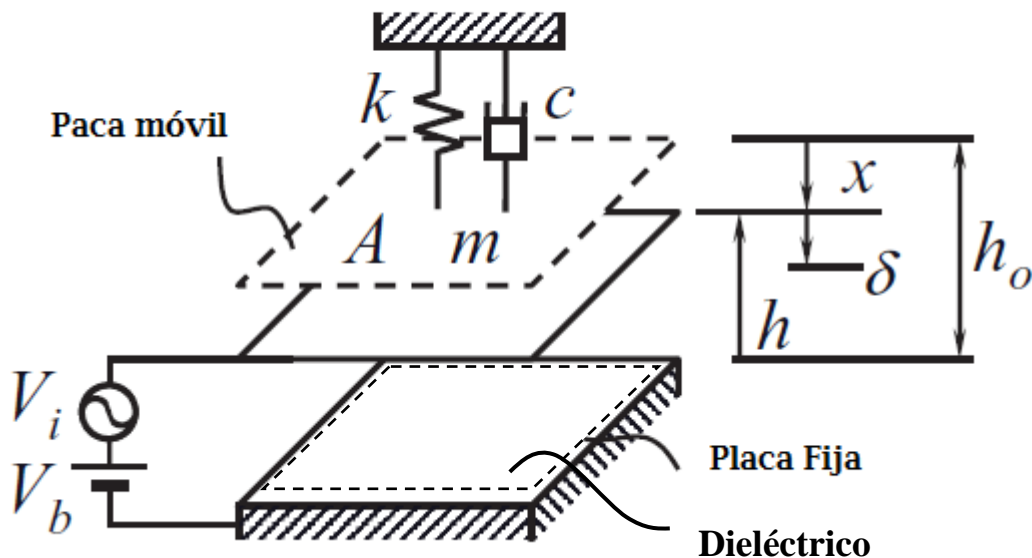


Figura 3.4.1 Modelo dinámico del actuador de placas paralelas

Si asumimos que el voltaje de polarización V_b se aplica primero que el voltaje variante en el tiempo V_i , la respuesta dinámica total de la placa móvil puede considerarse como la suma del desplazamiento estático x y la respuesta dinámica. Dado que la fuerza electroestática es no lineal, la respuesta δ es una función no lineal que está en función de: $\delta = f(h, h_0, A, m, c, k, V_b, V_i)$.

Obteniendo una forma expresión en forma cerrada para la respuesta dinámica δ , aplicamos la segunda ley de Newton para la placa móvil que se muestra en la figura 3.4.1, y la ecuación está dada por

$$m\ddot{\delta} + c\dot{\delta} + k(h_0 + h + \delta) = F_e \quad (3.39)$$

Donde F_e es la fuerza electroestática producida por el voltaje aplicado y puede ser expresada como

$$F_e = \frac{\epsilon AV^2}{2\left(h - \delta + \frac{t_d}{\epsilon_0}\right)^2} = \frac{\epsilon A(V_b + V_i)^2}{2\left(h - \delta + \frac{t_d}{\epsilon_0}\right)^2} \quad (3.40)$$

Asumiendo que $V_i/V_b \ll 1$ y $\delta/h \ll 1$, podemos ampliar la anterior expresión de fuerza electroestática en una serie de Taylor,

$$F_e = \frac{\epsilon AV_b^2}{2\left(h + \frac{t_d}{\epsilon_0}\right)^2} \frac{(1 + V_i/V_b)^2}{(1 - \delta/h)^2} \cong \frac{\epsilon AV_b^2}{2\left(h + \frac{t_d}{\epsilon_0}\right)^2} \left(1 + 2\frac{V_i}{V_b} + 2\frac{\delta}{h} + \text{terminos de orden superior}\right) \quad (3.41)$$

Substituyendo la ecuación 3.41 y 3.35 en 3.50 despreciando los términos de orden superior obtenemos

$$m\ddot{\delta} + c\dot{\delta} + k\delta = \frac{\varepsilon AV_b V_i}{\left(h + \frac{t_d}{\varepsilon_0}\right)^2} \quad (3.42)$$

La ecuación 3.42 es una ecuación diferencial no lineal, desde que la constante de rigidez de resorte k y la distancia (gap) h son funciones no lineales dependientes del voltaje de polarización V_b . Sin embargo, si el voltaje de polarización V_b permanece constante, la distancia h también se mantiene constante y la constante de rigidez de resorte k puede considerarse sin cambios durante la vibración. Si el voltaje de entrada V_i es sinusoidal ($V_i = V_a \text{sen } \omega t$), la ecuación 3.42 puede ser escrita de la siguiente manera

$$m\ddot{\delta} + c\dot{\delta} + k\delta = F_0 \text{sen } \omega t \quad (3.43)$$

Donde

$$F_0 = \frac{\varepsilon AV_b V_i}{\left(h + \frac{t_d}{\varepsilon_0}\right)^2} \quad (3.44)$$

Denota la amplitud de la fuerza de actuación. Si estamos interesados en la respuesta permanente δ_s , la respuesta es dada por [6]:

$$\delta_s = \delta_1 \text{sen } (\omega t - \varphi) \quad (3.45)$$

Donde

$$\frac{\delta_1}{\delta_{st}} = \frac{1}{\sqrt{(1-\Omega_1^2)^2 + (\Omega_1/Q)^2}} \quad (3.46)$$

Denota el factor de ampliación y

$$\delta_{st} = \frac{F_0}{m\omega_{n0}^2} = \frac{F_0}{k}$$

$$\omega_{n0} = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

$$\Omega_1 = \frac{\omega}{\omega_{n0}} \quad (3.47)$$

$$Q = \frac{\sqrt{mk}}{c}$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\Omega_1}{Q(1 - \Omega_1^2)}$$

Representa el desplazamiento estático, la frecuencia de resonancia mecánica angular, la relación de frecuencias, el factor de calidad, y el retardo respectivamente. Los mencionados parámetros son importantes ya que con ellos, específicamente Q y ω_{n0} , se obtendrá información sobre el tiempo de conmutación de la placa móvil, así mismo de la ecuación 3.42 se obtendrá la respuesta transitoria y permanente para obtener la amplitud de la vibración de la placa desplazable, para ello necesitamos obtener el factor de amortiguamiento.

El factor de amortiguamiento c está definido para el caso de dos placas paralelas como [7]

$$c = \sqrt{2}\mu_{at}l\left(\frac{w}{h_0}\right)^3 \quad (3.48)$$

Donde A es el área de actuación, μ_{at} es la viscosidad de la atmósfera bajo la placa móvil (aproximadamente de $1.8 \times 10^{-5} \text{ kg/m}^3$ para el aire), l es la longitud de la placa y w el grosor de la placa. El amortiguamiento juega un papel importante en el tiempo de conmutación en dispositivos con actuación electroestática debido a que bajo la membrana el ambiente gaseoso actúa como un medio viscoso. Durante el movimiento de la placa se mueve hacia abajo, el medio presente, al interior del espaciado entre electrodos, debe ser desplazado y las moléculas presentan muchas colisiones entre la placa móvil y la placa inferior. Para el caso de la placa móvil del capacitor al que analizamos, el factor de amortiguamiento (considerando una atmósfera de aire) es

$$c = 2.9463 \times 10^{-5} \left[\frac{Ns}{m} \right]$$

Lo que implica un factor de calidad de

$$Q = 0.2410$$

La mayoría de los dispositivos MEMS por actuación electroestática tienen un factor de calidad entre 0.2 y 5 [1]. Con el valor de Q obtenido y con $c \approx 0$ podemos aproximar el tiempo de actuación del capacitor variable (esto es en un estado abierto-cerrado) con la siguiente ecuación [1]

$$t_s = \sqrt{\frac{27}{2}} \left(\frac{1}{1.3\omega_{n0}} \right) \quad (3.49)$$

Dado que la frecuencia de resonancia mecánica es 31.69 [kHz], esto que implica un tiempo de conmutación de

$$t_s = 89.17[\mu s]$$

Como lo mencionamos anteriormente el presente tiempo de respuesta es para un estado abierto y cerrado del actuador electrostático del capacitor variable (esto es $V_b = 0$ y $V_b > 10$), con lo cual el tiempo de un estado a otro es menor al que se obtuvo, dado que la distancia es mucho menor. Sin embargo comparando el valor anterior con el tiempo de levantamiento de la respuesta que nos arroja la ecuación 3.42 es muy diferente. Para ello introducimos la relación $h_q = h - \delta$ de la geometría de la figura 3.4.1 y la sustituimos en la ecuación 3.42 para así obtener una más conveniente ecuación para el análisis numérico, en donde se obtiene,

$$m\ddot{h}_q + c\dot{h}_q + kh_q = \frac{\epsilon AV_b^2}{2\left(h + \frac{t_d}{\epsilon_0} - h_q\right)^2} \quad (3.50)$$

Como podemos observar la ecuación 3.50 es no lineal, por lo cual se emplean métodos numéricos para la resolución de dicha ecuación. La gráfica de la figura 3.4.2 muestra el movimiento de la placa móvil del capacitor con un voltaje de polarización $V_b = 10V$, y claramente se ve que el tiempo de respuesta de un estado a otro es poco mayor a 1.5[ms].

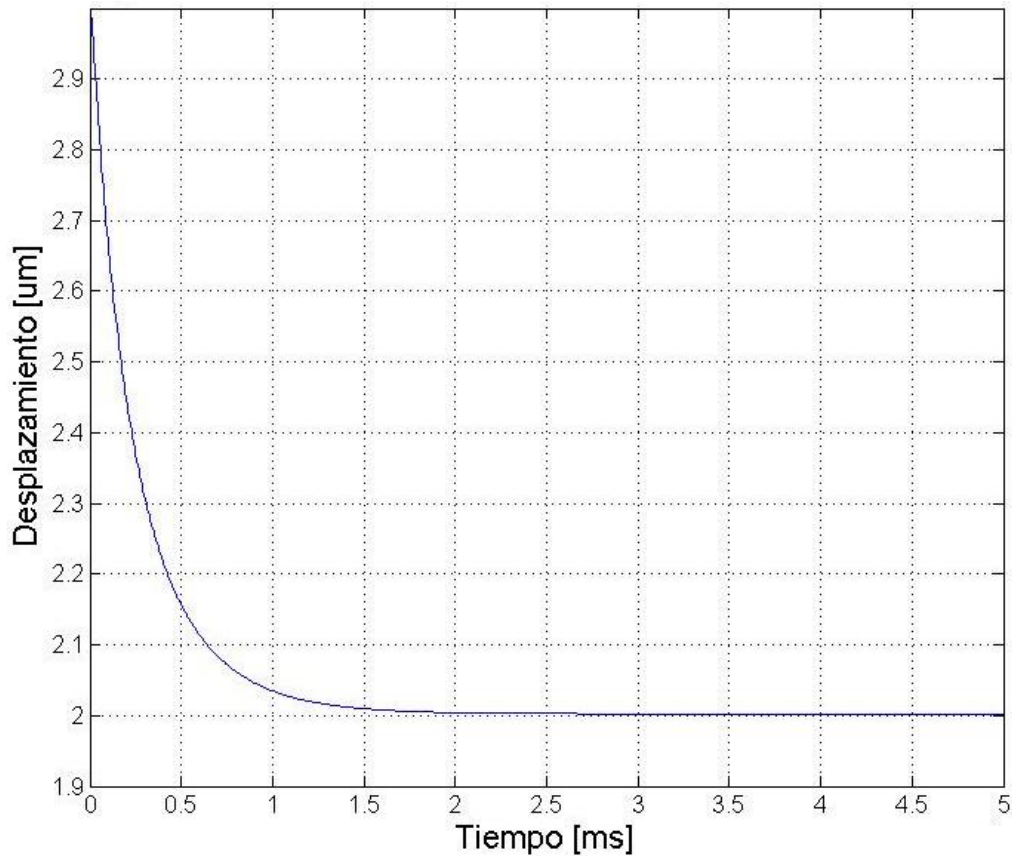


Figura 3.4.2 Gráfica de la respuesta de la placa móvil respecto al tiempo para $V_b = 10V$

La gráfica de la figura 3.4.2 nos muestra que para el voltaje de polarización de $V_b = 10V$, la placa móvil del capacitor se desplaza aproximadamente $1[\mu m]$, lo cual coincide con los dispositivos con actuación electroestática de los cuales se describe en el capítulo 1, donde solo tienen un tercio de variación hasta donde se encuentra el voltaje de jale, en nuestro caso $1[\mu m]$ corresponde a una tercera parte del gap del capacitor variable.

Como se menciona en párrafos anteriores cuando es aplicado un voltaje variante en el tiempo V_i con un voltaje de polarización V_b entre las placas, la placa móvil se mueve hacia abajo y vibra, esto lo podemos comprobar haciendo un acercamiento a la gráfica de la figura 3.4.2, donde se muestran estas vibraciones a las que hacemos referencia y las cuales se pueden ver en la gráfica de la figura

3.4.3. Dado que las vibraciones mostradas en la figura 3.4.3 son demasiado pequeñas respecto al movimiento de la placa móvil del capacitor ($0.00007 \text{ } [\mu\text{m}]$), esto representará un muy pequeño error a la hora de medir la capacitancia del dispositivo reconfigurable respecto a la posición de la placa móvil del mismo.

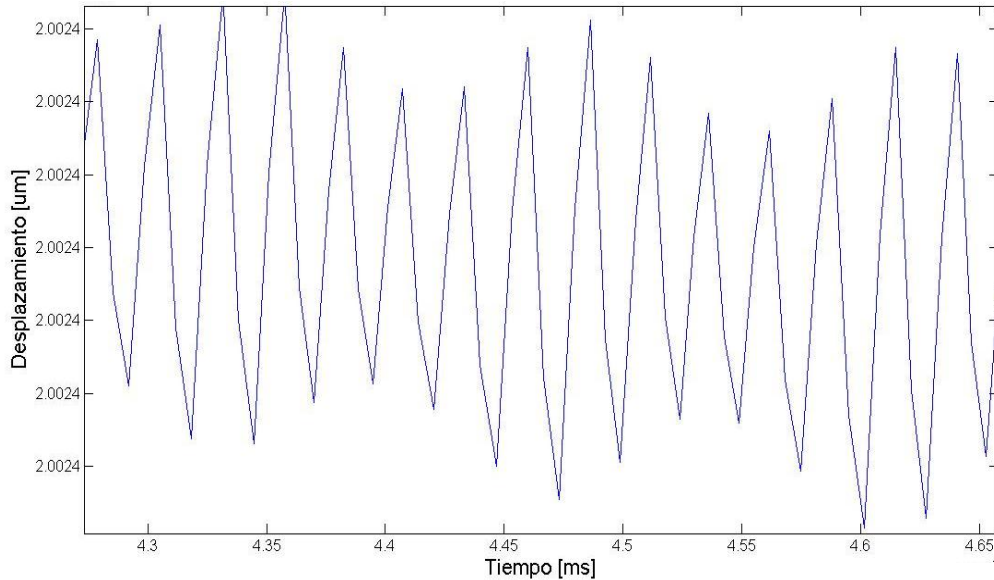


Figura 3.4.2 Vibraciones de la Placa Móvil

3.5 CONCLUSIONES.

El modelo electromecánico y los desarrollos que se utilizaron en el presente capítulo, para analizar el capacitor variable, son modelos los cuales aplican la teoría newtoniana clásica además de utilizar elementos de mecánica de materiales, para encontrar tanto parámetros como para predecir el comportamiento mecánico del capacitor. Sin embargo este análisis en principio está dirigido a dispositivos en el mundo macroscópico, lo cual es una aproximación al mundo de los Microsistemas. Un modelo completo que pudiera predecir exactamente el comportamiento de dispositivos con actuación

electroestática debería integrar una buena comprensión incluyendo electroestática, mecánica, esfuerzo residual, fuerza de contacto y amortiguamiento, todos ellos a nivel de la micro escala. En los recientes años y gracias al crecimiento de la industria de los MEMS, muchas de estas áreas están bajo investigación en todo el mundo, y aun no existe un modelo completo que tome en cuenta todos los mencionados efectos. No obstante estos resultados comparados con los que se muestran en el capítulo 1 (tabla 3.2), se muestran alentadores y donde podemos concluir que se ha diseñado un buen modelo mecánico para el presente capacitor, sin embargo dichos resultados deberían compararse con los resultados reales si este se construyera.

Tabla 3.1. Comparación de resultados electromecánicos teóricos y simulados

Parámetro	Teórico	Computacional	Estado del Arte
Constante de rigidez de la membrana [N/m]	0.225	0.189	0.3-40
Voltaje de Jale [V]	10	10	4-120

Los resultados mostrados en la tabla 3.1 se complementan con los obtenidos en el análisis dinámico como son:

- Tiempo de Conmutación $t_s = 1.5[ms]$
- Frecuencia de Resonancia $f_0 = 31.69[kHz]$
- Factor de Calidad de la membrana móvil $Q = 0.2410$

Dichos parámetros dinámicos muestran un dispositivo de conmutación lento, sin embargo debemos recordar que el dispositivo no está diseñado para responder rápidamente ya que no se trata de un conmutador (switch) RF MEMS en el que la rapidez de conmutación es un elemento clave.

Bibliografía.

- [1] Mendoza Rosales, Domingo, *“Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso”*, Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2007.
- [2] G. M. Rebeiz, *“RF MEMS Theory, Design and Technology”*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.
- [3] J. M. Gere, *“Mecánica de Materiales”*, 5ª edición, Thompson Learning, 2002.
- [4] Saha, S. C.; Hanke, U; Jensen, G. U.; Saether, T; *“Modeling of Spring Constant and Pull-down Voltage of Non Uniform RF MEMS Cantilever”*, Behavioral Modeling and Simulation Workshop, Proceedings of the 2006 IEEE international, p.p. 56-60, 2006.
- [5] Coventor Inc., www.coventor.com
- [6] Ki Bang, Lee, *“Principles of Microelectromechanical Systems”*, A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2011.
- [7] Xun.jun He; Qun Wu; Ming-xin Song; Jing-hua Yin, *“Effects of Structure Parameters and Stress For Capacitive Switches MEMS Bridge on Time Response”*, Antennas, Propagation & EM Tehory, International Symposium, p.p. 1-3, 2006.

Capítulo 4.

ANÁLISIS ELECTRODINÁMICO DEL CAPACITOR.

El presente capítulo tiene como objetivo detallar el diseño y modelado electrodinámico del capacitor variable RF MEMS, lo que quiere decir que se trabajará con el modelado del circuito equivalente en alta frecuencia del componente pasivo al que hacemos referencia y así obtener un análisis paramétrico del mismo, y con ello obtener las características más importantes del capacitor variable. Por lo que el análisis se enfocará en obtener un modelo teórico del capacitor y mediante simulaciones computacionales con software especializado encontrar parámetros esenciales como es el factor de calidad y la relación de capacitancia.

4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE

En un circuito que trabaja en frecuencias medias y bajas de radio, un cable o una línea en un circuito impreso se pueden utilizar para conectar dos componentes electrónicos. Sin embargo en altas frecuencias de radio (RF o microondas), el cable o la línea impresa irradia energía, con lo cual se empieza a obtener pérdidas y tiene una significativa reactancia la cual es difícil de modelar con exactitud. Dicho comportamiento se repite en los dispositivos RF MEMS, y dado a la escala micrométrica que se manejan en estos dispositivos, el tratar de

modelar los mencionados componentes MEMS con un circuito eléctrico equivalente, aumenta la dificultad.

En nuestro caso, para encontrar el circuito eléctrico equivalente del capacitor variable, podríamos usar teoría de líneas de transmisión, sin embargo, dicha teoría fue realizada para elementos que tienen una escala mayor a la que se trabaja en los dispositivos MEMS, por lo cual se utilizará el software de simulación 3D electromagnético de componentes de alta frecuencia, para encontrar el tipo de impedancia que representa cada parte que constituye el capacitor variable y así obtener el modelo del circuito equivalente.

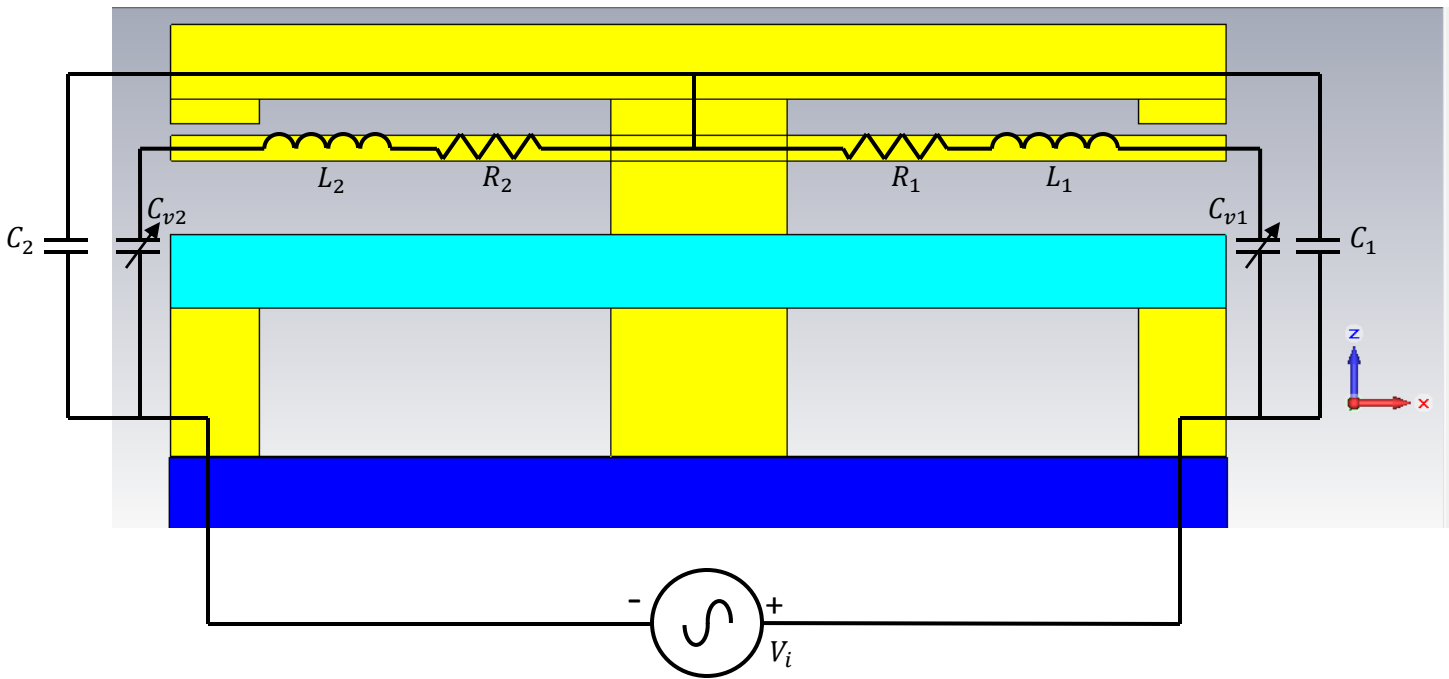


Figura 4.1.1 Modelo propuesto del circuito eléctrico equivalente del capacitor variable para la banda X

La figura 4.1.1 muestra el circuito eléctrico equivalente del capacitor variable, como se puede observar el dispositivo cuenta con cuatro capacitores, dos del lado derecho y dos del lado izquierdo de la estructura; un par de ellos son fijos C_1 y C_2 , estas capacitancias se forman gracias a la presencia de la placa

superior y las placas inferiores, además, debido a la placa móvil y a las placas inferiores se forman capacitancias variables C_{v1} y C_{v2} . De igual forma en la placa móvil se puede observar que están presentes dos inductancias L_1 y L_2 con sus respectivas resistencias R_1 y R_2 , que indican las pérdidas de los mencionadas inductancias. El modelo presente esta simplificado, ya que en él no se muestra las impedancias inductivas debidas a la placa inferior, sin embargo las impedancias que se muestran en la placa móvil representan un equivalente de las que están presentes tanto en la placa fija como en la móvil.

Como se señaló en párrafos anteriores, para encontrar los valores de los elementos pasivos que conforman el capacitor variable se utilizará software de simulación. Este programa es un simulador electromagnético de propósito general basado en la técnica de integración finita.

El funcionamiento de este programa es parecido al software utilizado en el capítulo anterior, ConvectorWare, ya que tenemos que realizar un modelo del capacitor variable propuesto, incluyendo las características de los materiales a utilizar.

La figura 4.1.2 muestra el diagrama a bloques de los pasos a seguir para realizar la simulación en el software de simulación electromagnética.

Una parte importante en el proceso de simulación de estructuras dentro del software utilizado, es la asignación de puertos, esto para tener una referencia de cuál es nuestra entrada y salida de la estructura a analizar. Dado que el capacitor variable propuesto es simétrico con respecto al eje y , tendremos la siguiente igualdad entre capacitancias.

$$C_1 = C_2$$

$$C_{v1} = C_{v2}$$

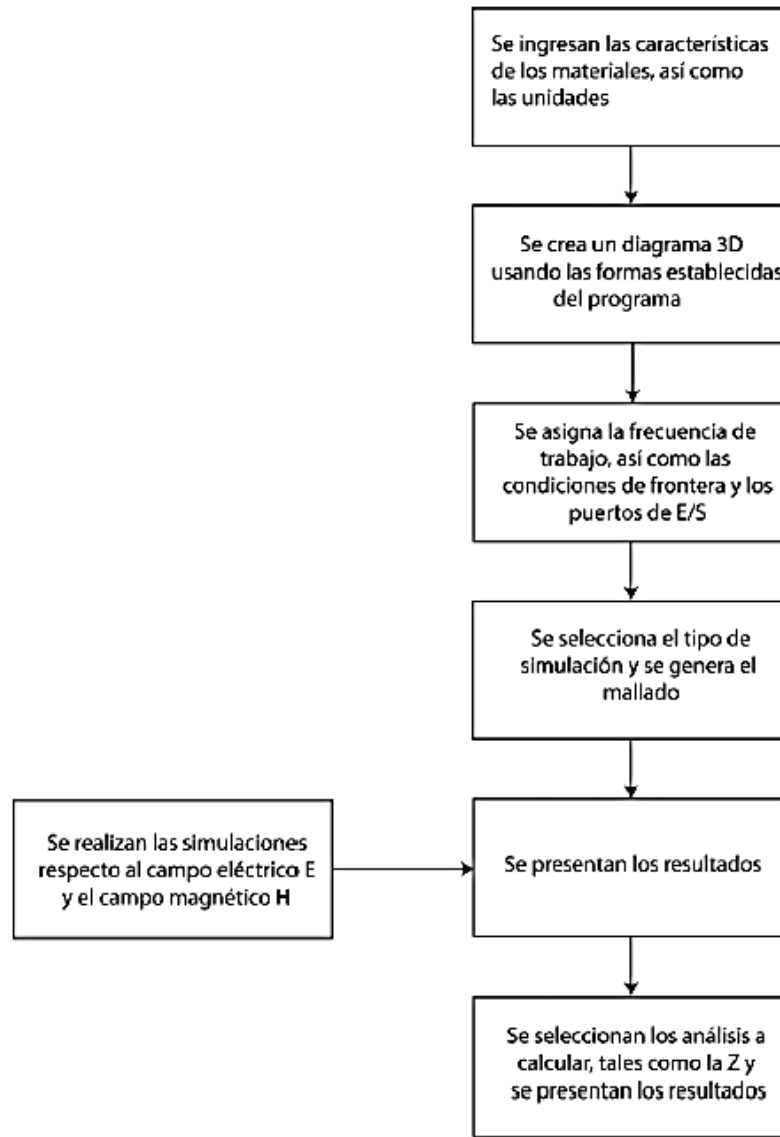
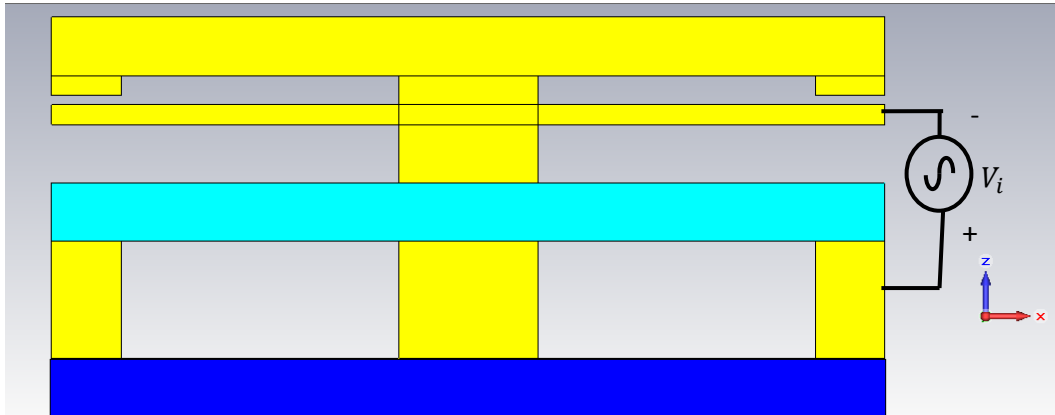
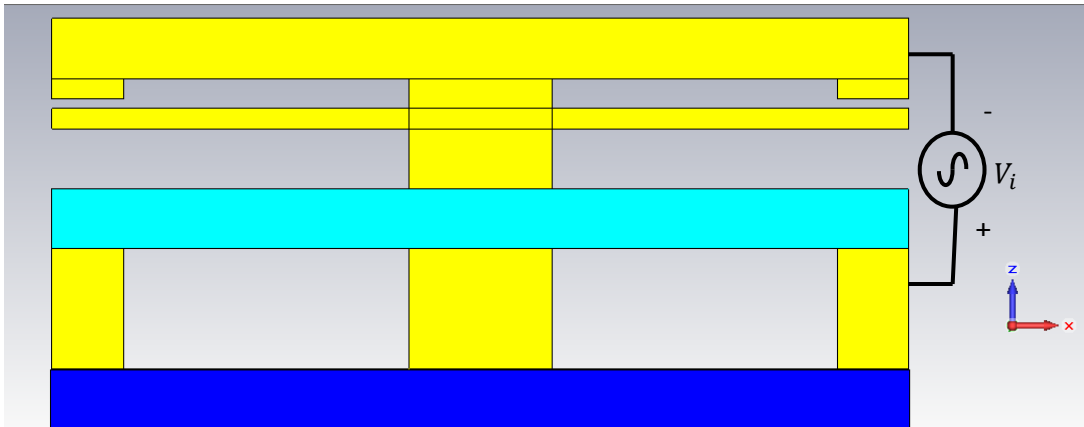


Figura 4.1.2 Diagrama a bloques para realizar la simulación en el software de simulación electromagnética

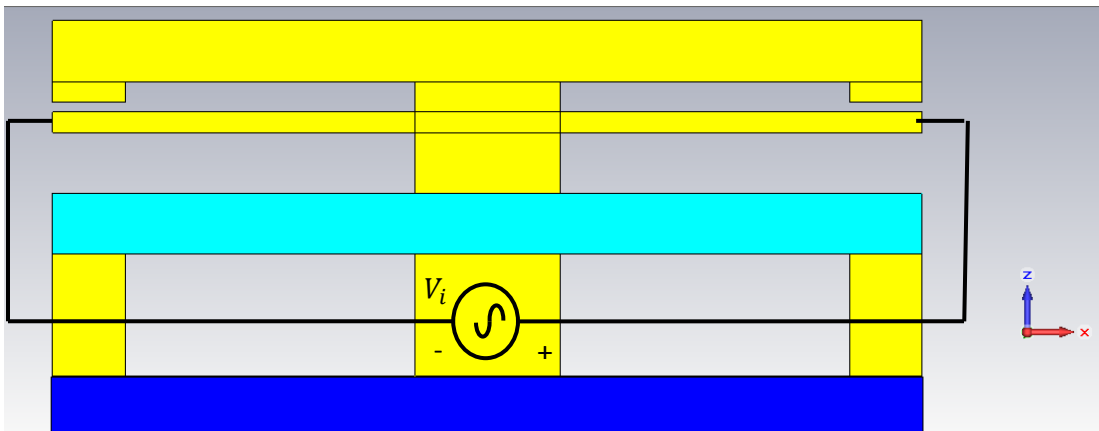
La figura 4.1.3a, b, c muestra las diferentes posiciones y ubicaciones del puerto, para extraer los valores de los elementos que conforman al capacitor variable.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.1.3 Ubicación del puerto para encontrar los valores de a) C_{v1} , b) C_1 y c) $R + j\omega L$

Los resultados obtenidos para los componentes pasivos que conforman el capacitor variable son los siguientes.

$$C_{v1} = C_{v2} = 18.3[fF] - 45.5[fF]$$

$$C_1 = C_2 = 18.3[fF]$$

$$R_1 = R_2 = 0.015[\Omega]$$

$$L_1 = L_2 = 0.1205[nH]$$

Por lo que el circuito equivalente teórico del capacitor variable se muestra en la figura 4.1.4

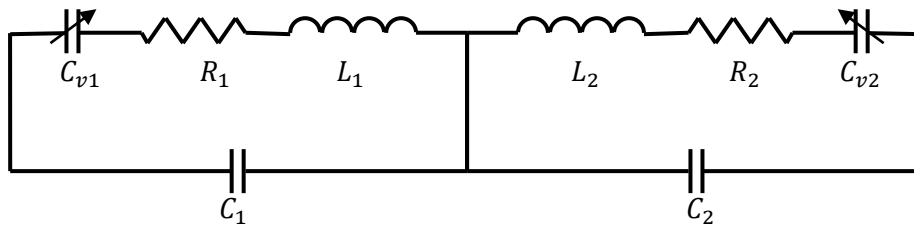


Figura 4.1.4 Circuito equivalente del capacitor variable para la banda X

4.2 PARÁMETROS S DEL CAPACITOR

Voltajes y corrientes son difíciles de medir en las estructuras de microondas, ya que se distribuyen los valores y varían con respecto a su posición en la estructura de microondas. De hecho, la amplia difusión en una guía de onda es prácticamente imposible de medir directamente.

Las ondas son más fáciles de medir en una red de microondas. Un método es describir el comportamiento de dos puertos en términos de una onda incidente y reflejada. Este se muestra en la figura 4.2.1. Este método es conocido como **parámetros de dispersión** o usualmente conocido como parámetros-s [1].



Figura 4.2.1 Dispersión de una red de dos puertos con fuente y carga

La figura 4.2.1 representa la dispersión de una red de dos puertos manejada por una fuente con impedancia Z_0 , y una impedancia de carga Z_L . En la figura, a_1 y a_2 representan ondas de voltaje incidente; b_1 y b_2 representan ondas de voltaje reflejados. Estas cuatro ondas se relacionan con las siguientes ecuaciones donde S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} son los parámetros S:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (4.1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{12}a_2 \quad (4.2)$$

Las ecuaciones 4.1 y 4.2 se pueden escribir en forma matricial

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Cuando los parámetros de dispersión se van a medir, se utiliza como fuente un generador el cual tiene una impedancia Z_0 igual a la impedancia característica del sistema y este generador es conectado al sistema por una línea con impedancia característica Z_0 , como se muestra en la figura 4.2.2. La carga es puramente resistiva, con impedancia Z_0 , y conectada por una línea con impedancia Z_0 . Así que la fuente de entrada vista por el puerto dos es Z_0 , y la carga vista en la salida es Z_0 . En este caso, no hay potencia reflejada en la carga, por lo que $a_2 = 0$ [1].

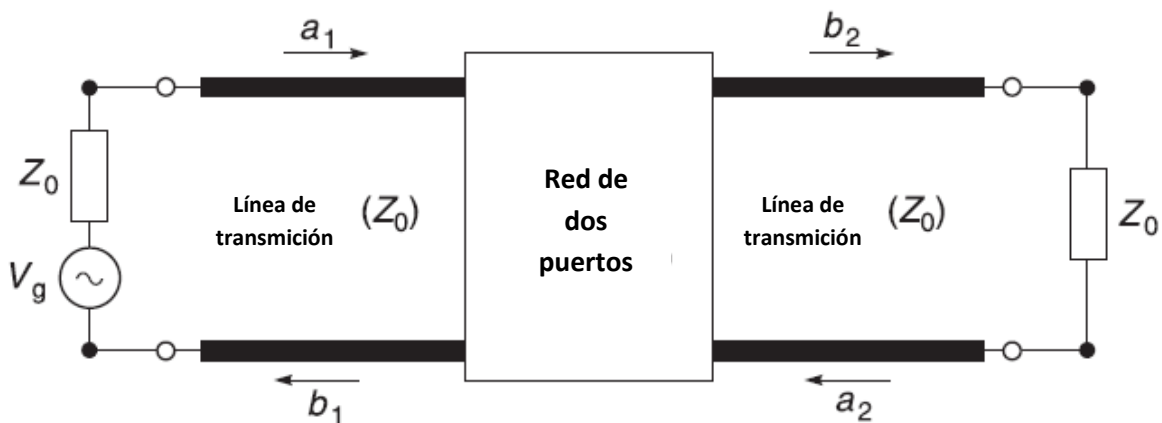


Figura 4.2.2 Medición de los parámetros-S

De las ecuaciones 4.1, si $a_2 = 0$, entonces $b_1 = S_{11}a_1$. Así S_{11} puede ser definido como

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (4.4)$$

y S_{11} es el coeficiente de reflexión en la entrada del puerto (puerto 1) de la red.

De la ecuación 4.2, con $a_2 = 0$, $b_2 = S_{21}a_1$. Así S_{21} puede definirse como

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (4.5)$$

Como se trata de la relación entre el voltaje de la onda de salida con el voltaje de la onda incidente, $|S_{21}|^2$ es la ganancia de potencia de inserción en la red.

Los otros dos parámetros S, S_{12} y S_{22} , se pueden encontrar intercambiando la conexión eléctrica en los dos puertos, tal que el puerto 2 es manejado por la fuente, y el puerto 1 se tiene la carga Z_0 . Ahora $a_1 = 0$, y

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (4.6)$$

y

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (4.7)$$

$|S_{12}|^2$ es la ganancia de inserción de potencia inversa, y S_{22} es el coeficiente de reflexión en el puerto de salida [1].

Para definir a_1, a_2, b_1 y b_2 en términos de voltajes y corrientes, consideremos el caso de la figura 4.2.3 donde las impedancias de entrada y de salida de la red de dos puertos no son iguales a las impedancias características de la fuente y de la carga (Z_0). Gracias a ello, tendremos potencia reflejada. Esta potencia reflejada producirá un voltaje reflejado v_r y una corriente reflejada i_r . Si ahora definimos a v_1 como la suma de los voltajes incidentes y reflejados, y i_1 como la diferencia de la corriente incidente y reflejada tenemos [1]

$$v_1 = v_i + v_r \quad (4.8)$$

y

$$i_1 = i_i - i_r \quad (4.9)$$

Por definición de impedancias, tenemos

$$Z_0 = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_r}{i_r} \quad (4.10)$$

La ecuación 3.24 puede reescribirse como

$$i_i = \frac{v_i}{Z_0} \quad (4.11)$$

y

$$i_r = \frac{v_r}{Z_0} \quad (4.12)$$

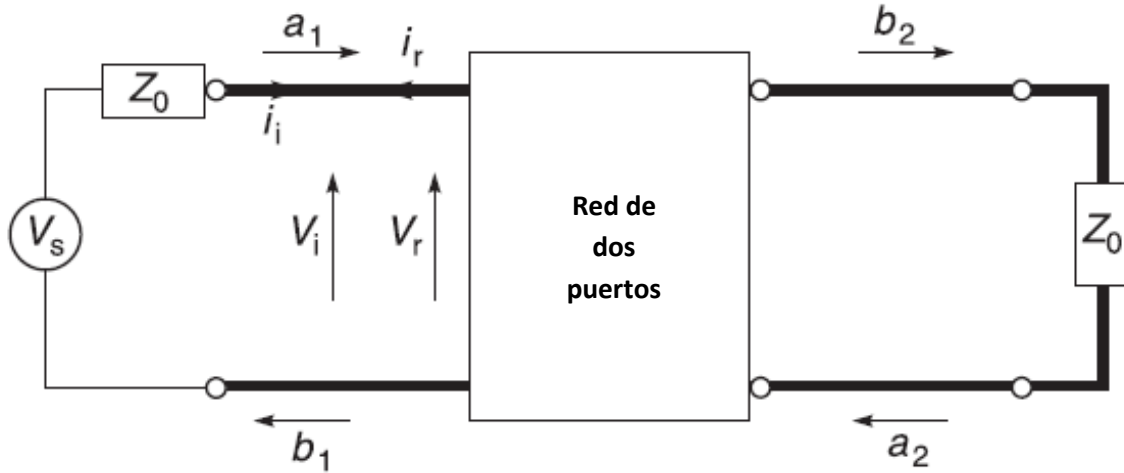


Figura 4.2.3 Red de dos puertos

Substituyendo las ecuaciones 4.11 y 4.12 en la ecuación 4.9 tenemos

$$i_1 = \frac{v_i}{Z_0} - \frac{v_r}{Z_0}$$

Entonces

$$Z_0 i_1 = v_i - v_r \quad (4.13)$$

Sumando las ecuaciones 4.8 y 4.13

$$2v_i = v_1 + Z_0 i_1$$

Entonces

$$v_i = \frac{1}{2} [v_1 + Z_0 i_1] \quad (4.14)$$

Substituyendo la ecuación 4.14 en la ecuación 4.8

$$v_r = \frac{1}{2}[v_1 - Z_0 i_1] \quad (4.15)$$

La onda incidente v_i se define como la raíz cuadrada de la potencia incidente. Por lo tanto

$$a_1 = \sqrt{\frac{v_i^2}{Z_0}} = \frac{v_i}{\sqrt{Z_0}} \quad (4.16)$$

Usando la ecuación 4.14 y substituyendo v_i en la ecuación 4.16 y dividiendo por $\sqrt{Z_0}$, obtenemos

$$a_1 = \frac{v_i}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2} \left[\frac{v_1}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} i_1 \right] \quad (4.17)$$

Similarmente, la onda reflejada v_r es definida como la raíz cuadrada de la potencia reflejada, por lo tanto

$$b_1 = \sqrt{\frac{v_r^2}{Z_0}} = \frac{v_r}{\sqrt{Z_0}} \quad (4.18)$$

Usando la ecuación 4.15 y substituyendo v_r en la ecuación 4.18 y dividiendo por $\sqrt{Z_0}$, tenemos

$$b_1 = \frac{v_r}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2} \left[\frac{v_1}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} i_1 \right] \quad (4.19)$$

Una vez más con argumentos similares, se puede demostrar que

$$a_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{v_2}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} i_2 \right] \quad (4.20)$$

y

$$b_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{v_2}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} i_2 \right] \quad (4.21)$$

Para evaluar a_1, a_2, b_1 y b_2 en términos de los voltajes y corrientes incidentes además de las impedancias características, de las ecuaciones 4.4, 4.14 4.15, 4.17 y 4.20 tenemos

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\frac{1}{2} [v_1 - Z_0 i_1]}{\frac{1}{2} [v_1 + Z_0 i_1]} = \frac{\frac{i_1}{2} \left[\frac{v_1}{i_1} - Z_0 \right]}{\frac{i_1}{2} \left[\frac{v_1}{i_1} + Z_0 \right]}$$

y dado que $v_1/i_1 =$ impedancia de entrada del puerto uno de una red de dos puertos, a la que llamaremos Z_1 , por lo que

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (4.22)$$

Teniendo en cuenta que Z_1 es la carga del generador en este caso; en algunos casos es común escribir Z_L en lugar de Z_1 , lo que hace que la ecuación 4.22 sea idéntica al coeficiente de reflexión (Γ_1), así tenemos

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \Gamma_1 \quad (4.23)$$

Usando el mismo proceso anterior, es posible demostrar que

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} = \Gamma_2 \quad (4.24)$$

donde Z_2 es la impedancia de salida del puerto 2, de una red de dos puertos.

Para saber qué tipo de impedancia ve la onda incidente en el modelo del capacitor variable propuesto, y así saber si dicho dispositivo se comporta como un capacitor, es necesario obtener el coeficiente de reflexión a la entrada de nuestro dispositivo. Para esto, se utilizará el software de simulación especializado para el diseño de circuitos y estructuras de RF y Microondas, por lo que utilizaremos el circuito equivalente del capacitor variable. Dentro del software de simulación al que hacemos referencia, dibujaremos el circuito esquemático e introduciremos los valores de los elementos que lo componen como se muestra en la figura 4.2.4

Nótese que se está utilizando un puerto con una impedancia característica de $50[\Omega]$, en la práctica este valor de impedancia es usual al realizar las mediciones de los parámetros-s.

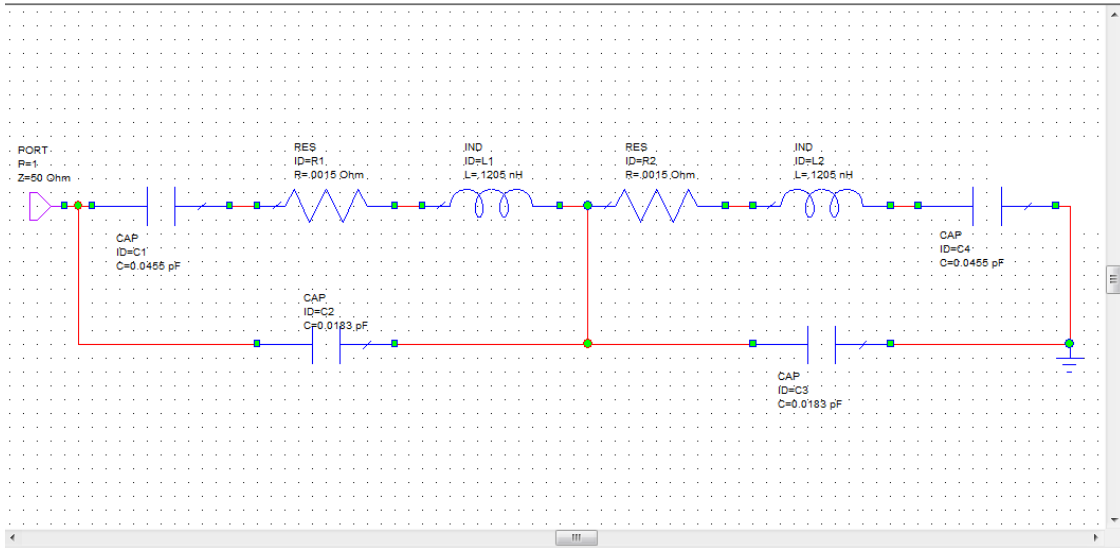


Figura 4.2.4 Diagrama esquemático del circuito equivalente del capacitor variable en Software

Los resultados que arroja el análisis mediante la simulación computacional se muestran en las gráficas de Cartas Smith que se ven en la figura 4.2.5a,b, donde se puede observar claramente que el dispositivo se comporta como un capacitor, y además que varía dicha capacitancia, ya que se sustituyeron en dos diferentes simulaciones los valores mínimos y máximos de c_{v1} y c_{v2} .

Note que el barrido en frecuencia al que se sometió la simulación fue de $0 - 30[GHz]$, dado que el capacitor se diseño para operar en la banda de frecuencia de $8 - 12[GHz]$, solo tomaremos los valores que estén dentro del mencionado rango de frecuencia, los cuales varía muy poco ya que es un dispositivo reconfigurable.

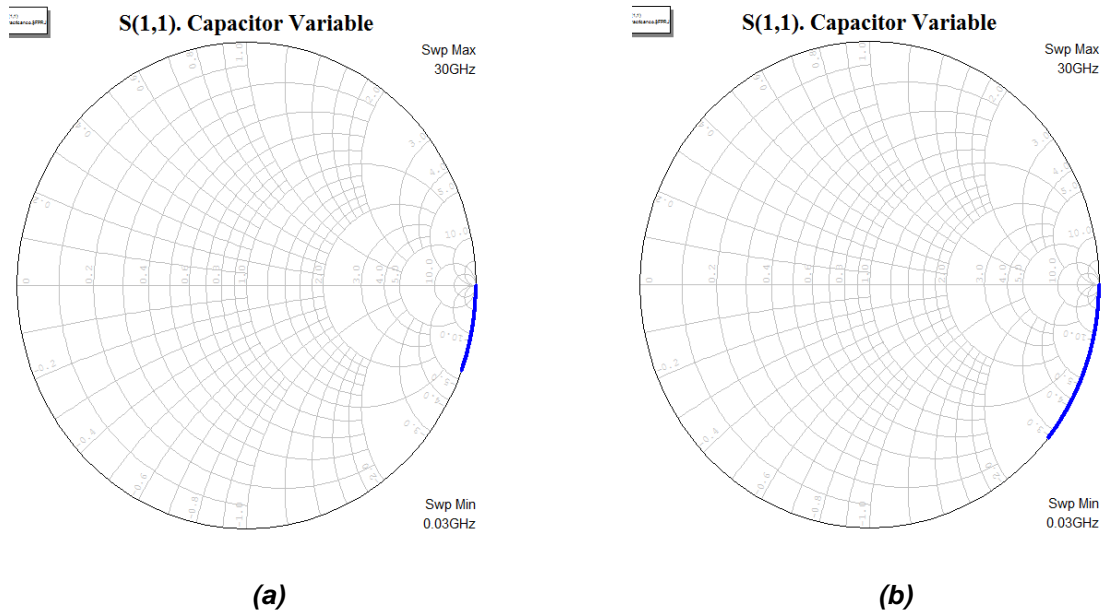


Figura 4.2.5 Coeficiente de reflexión S_{11} , del capacitor variable con (a) $c_{v1} = c_{v2} = 18.3 [fF]$ y (b) $c_{v1} = c_{v2} = 45.5 [fF]$

Dado que comprobamos que el circuito equivalente propuesto se comporta como un capacitor variable, ahora encontremos el valor de la relación de capacitancia, para así obtener la variación en capacitancia de nuestro dispositivo.

Para ello es necesario convertir los parámetros de dispersión, al valor de la reactancia, esto se logra convirtiendo los parámetros-s a parámetros-y, que son los parámetros de admitancia. Ya que $Y = 1/Z$, despejando la impedancia de los parámetros Y obtendremos el valor de capacitancia en el capacitor. La tabla 4.0 contiene fórmulas de conversión entre parámetros de dispersión y parámetros de admitancia.

Tabla 4.0. Formulas de conversión entre parámetros de dispersión y parámetros de admitancia

$s_{11} = \frac{(1 - y_{11})(1 - y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{11} = \left(\frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}} \right) \frac{1}{Z_0}$
$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{12} = \left(\frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}} \right) \frac{1}{Z_0}$
$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{21} = \left(\frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}} \right) \frac{1}{Z_0}$
$s_{22} = \frac{(1 + y_{11})(1 - y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{22} = \left(\frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}} \right) \frac{1}{Z_0}$

En nuestro caso para encontrar los valores de la impedancia capacitiva seguiremos utilizando el software de simulación especializado para el diseño de circuitos y estructuras de RF y Microondas, la gráfica de la figura 4.2.6 muestra los resultados obtenidos.

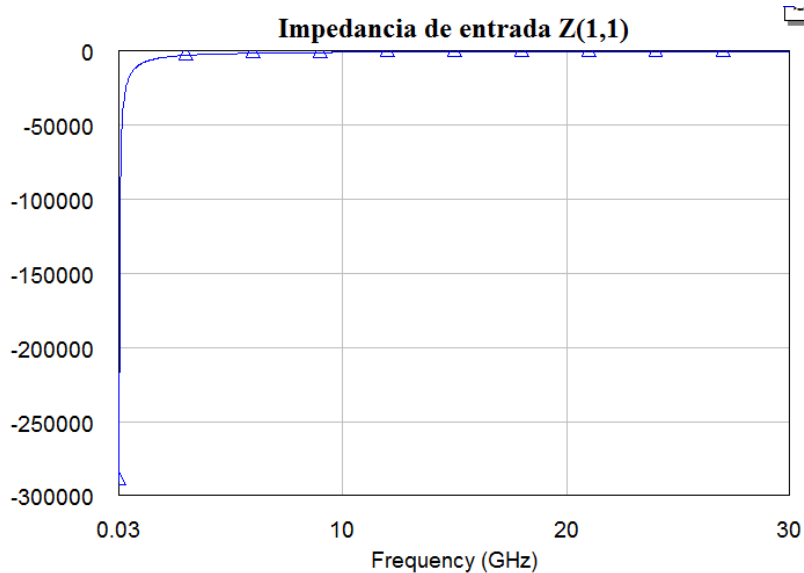


Figura 4.2.6 Gráfica de la Impedancia de entrada del capacitor variable para la banda X

Así obtenemos la capacitancia tomando en cuenta que $C = -\frac{1}{\omega Z_{im}}$, por lo que tenemos una capacitancia mínima de $C_{min} = 18.3[fF]$ y una capacitancia máxima de $C_{max} = 32.4[fF]$; por lo que tenemos una relación de capacitancia teórica de

$$r_T = \frac{C_{max}}{C_{min}} = 1.77$$

Lo que nos indica que el capacitor tiene un intervalo de variación de alrededor del 80%.

Para comprobar dichos resultados, y verificar si el circuito equivalente propuesto corresponde a la estructura micrométrica a la que analizamos en el presente trabajo, sometamos la estructura a una simulación con el software de simulación 3D para obtener los parámetros-s con este software y comparar resultados.

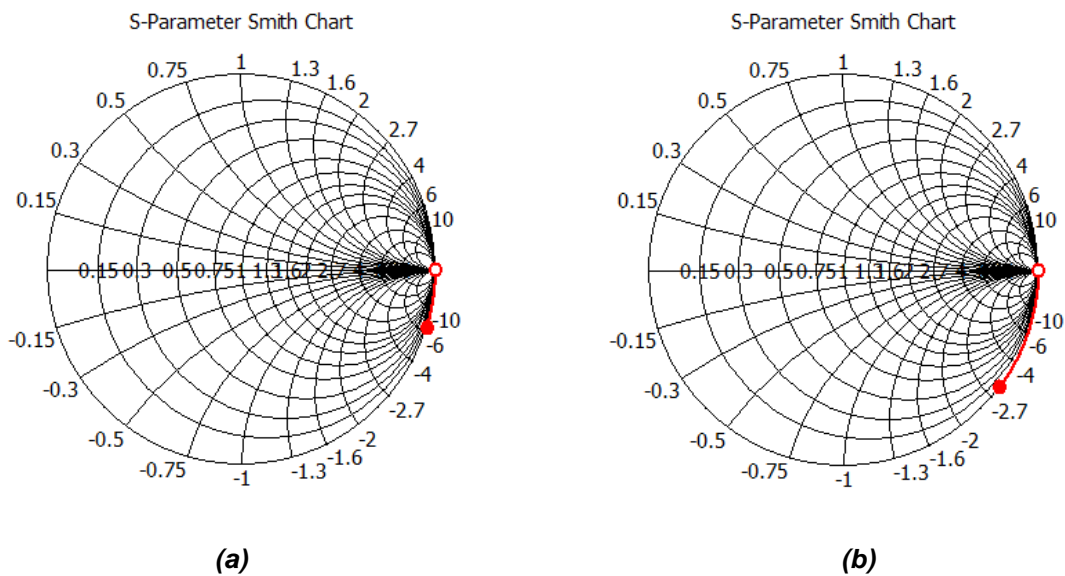


Figura 4.2.7 Coeficiente de reflexión S_{11} , del capacitor variable simulado en software de simulación 3D, (a) Con voltaje de polarización 0V (b) Con voltaje de polarización 11V

Las Cartas Smith que se muestran en la figura 4.2.7 a, b, representan los coeficientes de reflexión (S_{11}) del capacitor variable, pero esta vez simulado con el software de simulación 3D, dichas Cartas Smith son muy semejantes a las mostradas en la figura 4.2.4, con lo cual podemos comprobar que la estructura propuesta se comporta como un capacitor y que es reconfigurable. Para obtener el intervalo de capacitancia realizamos el mismo procedimiento descrito en párrafos anteriores, en donde la figura 4.2.8 muestra la gráfica de la impedancia obtenida a partir de la obtención de los parámetros de dispersión.

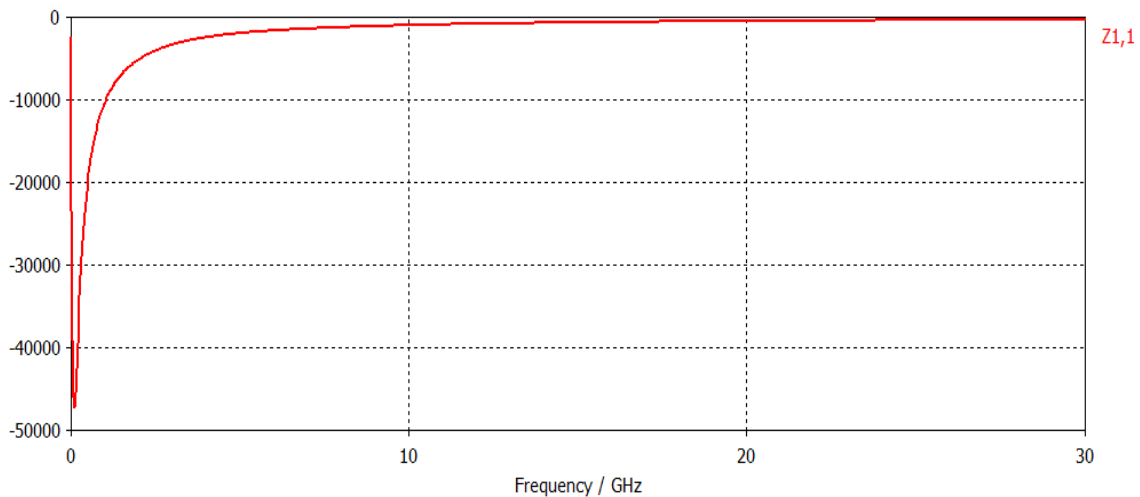


Figura 4.2.8 Gráfica de la Impedancia de entrada del capacitor variable para la banda X

Por lo que tenemos una capacitancia mínima de $C_{min} = 15.3[fF]$ y una capacitancia máxima de $C_{max} = 32.3[fF]$, con lo que tenemos una relación de capacitancia simulada de $r_s = 2.11$, lo que nos indica que el capacitor tiene una variación de poco más del 100% con respecto a su valor mínimo de capacitancia.

Como se puede observar los valores mínimos y máximos en la capacitancia en las simulaciones mostradas son bastante semejantes, por lo que podemos concluir que el circuito eléctrico equivalente propuesto representa a la estructura micrométrica del capacitor.

A continuación se presenta la gráfica de la figura 4.2.9, donde se muestra como cambia la capacitancia del capacitor respecto al voltaje de polarización aplicado, recordando que el voltaje de polarización del dispositivo servirá para mover mediante actuación electrostática a la placa móvil y así tener un dispositivo reconfigurable.

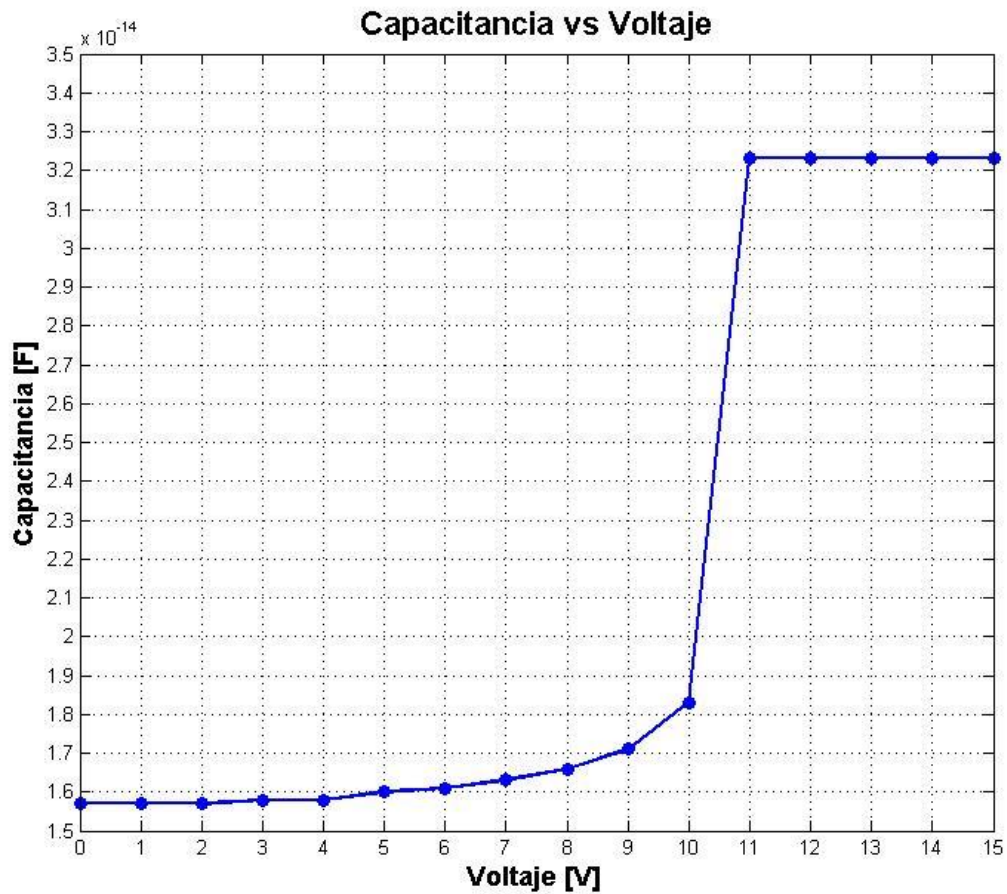


Figura 4.2.9 Gráfica de la capacitancia en función del Voltaje de polarización

4.3 FACTOR DE CALIDAD Q

El factor de calidad, es un parámetro que mide la relación entre la energía reactiva que almacena y la energía que disipa durante un ciclo completo de la señal incidente. En el rubro de los RF MEMS, el factor de calidad mide las perdidas en una estructura de microondas y está definido como [2]

$$Q = \omega \frac{\text{energía almacenada}}{\text{pérdida de energía por segundo}}$$

Un capacitor discreto puede ser representado por un modelo serie o paralelo (ver figura 4.3.1). Por lo que la impedancia para un capacitor discreto es

$$Z = R_s + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C} \right)$$

Para el modelo en serie

$$Z \cong \frac{1}{\omega^2 C^2 R_p} + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C} \right)$$

Para el modelo en paralelo (4.25)

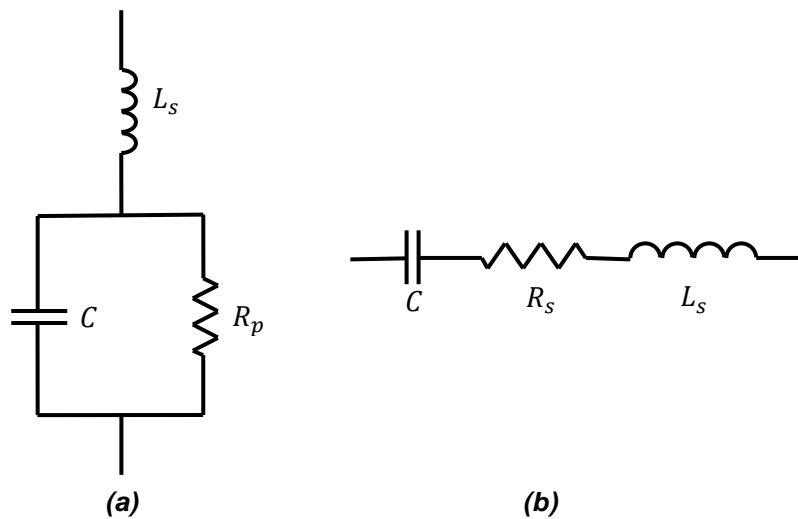


Figura 4.3.1 Modelos del capacitor (a) Modelo en paralelo (b) Modelo en serie

El factor de calidad, Q , se deriva que es

$$Q = \frac{|Im(Z)|}{Re(Z)} = \frac{1}{\omega C R_s} \quad \text{Para el modelo en serie}$$

$$Q = \frac{|Im(Z)|}{Re(Z)} = \omega C R_p \quad \text{Para el modelo en paralelo} \quad (4.26)$$

La ecuación 4.26 es aplicable si $\omega L_s \ll 1/\omega C$. El capacitor sufre de una frecuencia de resonancia propia, f_s , que ocurre cuando $Im(Z) = 0$, y $f_s = 1/2\pi\sqrt{L_s C}$. Por encima de esta frecuencia, la impedancia del capacitor es dominada por la inductancia serie L_s .

El factor de calidad Q de un capacitor discreto puede determinarse de 1-100 MHz, midiendo los componentes de la fase de los voltajes y corrientes. Sin embargo, en frecuencias de RF y microondas, solo se pueden medir los parámetros- s del capacitor. Para una carga con impedancia $Z = R + jX$ y midiendo los coeficientes de reflexión S_{11} , el factor de calidad esta dado por [2]

$$Q = \frac{|Im(Z)|}{Re(Z)} = \frac{2|Im(S_{11})|}{1-|S_{11}|^2} \quad (4.27)$$

Utilizando la ecuación 4.27 calculemos el factor de calidad para el capacitor variable, donde la figura 4.3.2 muestra cómo cambia el parámetro con respecto a la frecuencia y se puede observar que el factor de calidad cambia de un valor de 31 a 44. Dichos valores son bajos con respecto a los mostrados en otros dispositivos MEMS mostrados en el capítulo uno, por lo consiguiente el capacitor no tiene un buen factor de calidad.

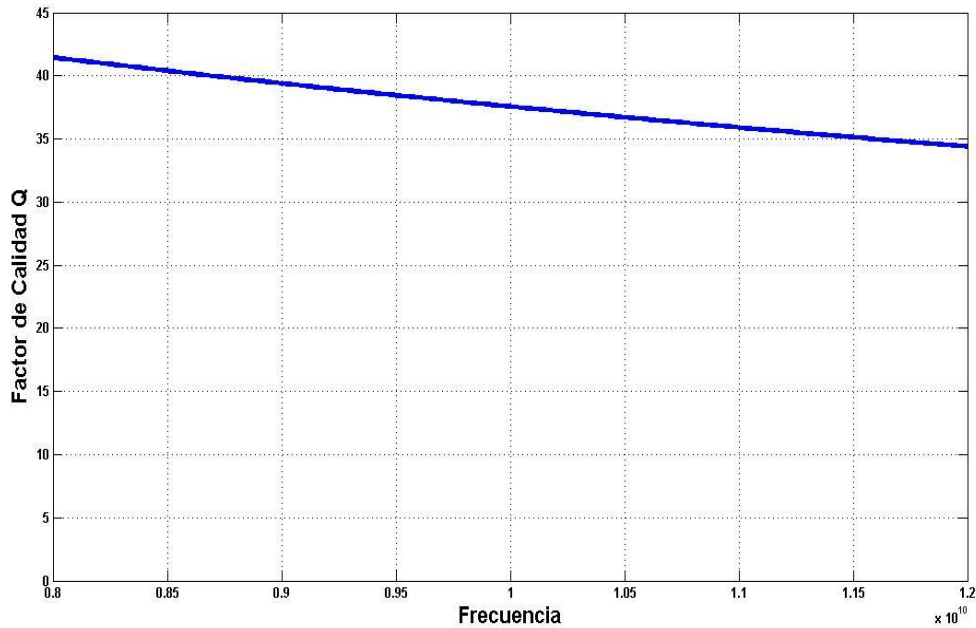


Figura 4.3.1 Gráfica del Factor de Calidad en función de la Frecuencia del capacitor variable para la banda X

4.4 CONCLUSIONES.

El presente capítulo se presentó el análisis electrodinámico del capacitor variable, alcanzando un factor de calidad el cual cambia entre 31 y 41 con respecto a la frecuencia de operación; en dispositivos RF MEMS este valor es pobre ya que para la mayoría de diseños que se realizan en todo el mundo, este parámetro está por encima de un valor de 100. Sin embargo comparándolo con capacitores comerciales ensamblados con tecnología de circuitos integrados, el valor obtenido de Q , es en algunos casos, de hasta el doble del factor de calidad que presentan dichos dispositivos, y con la gran ventaja que nuestro dispositivo trabaja en frecuencias altas.

Otro punto a destacar en el presente análisis, es la variabilidad que alcanza el capacitor propuesto, destacando que tiene un poco más del 100% (caso

simulado) de ajuste en el intervalo con respecto a su valor inicial de capacitancia que podemos obtener.

Sería necesario construir el dispositivo, realizar pruebas físicas y mediciones con los instrumentos necesarios para comparar los datos obtenidos, tanto teóricos y simulados, con los datos reales y ese justamente sería el objetivo de un nuevo trabajo, ya que los resultados obtenidos, podemos observar que el capacitor variable propuesto puede cumplir con los objetivos trazados al principio del presente trabajo.

Bibliografía.

[1] E. da Silva. *“High Frequency and Microwave Engineering”*, Butterwoth & Heinemann, Oxford, 2001.

[2] G. M. Rebeiz, *“RF MEMS Theory, Design and Technology”*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.

Capítulo 5.

PROPUESTA DE INTEGRACIÓN DEL CAPACITOR MEMS A LA SUPERFICIE SELECTIVA DE FRECUENCIA.

Mientras que los componentes electrónicos de los MEMS son fabricados aprovechando los procesos utilizados en la tecnología de fabricación de circuitos integrados, los componentes microelectromecánicos son manufacturados empleando procesos de micromaquinado compatibles con la tecnología de los circuitos integrados, los cuales selectivamente atacan partes del sustrato u otros materiales y agregan (depositan) nuevas capas estructurales o de sacrificio de diferentes materiales para formar dispositivos y sistemas mecánicos, electromecánicos, electro-opto-mecánicos, térmicos, piezoeléctricos, etc.[1].

Este capítulo documenta las tecnologías y procesos usados para fabricar el capacitor variable presentado en este trabajo, conocido como tecnología flexible de circuito impreso y hacer una propuesta de la integración del mencionado capacitor a una superficie selectiva de frecuencia además de presentar simulaciones de la respuesta en frecuencia de esta misma con el capacitor integrado.

5.1 TECNOLOGÍAS EMPLEADAS EN LA FABRICACIÓN MEMS

5.1.1 Micromaquinado

El micromaquinado es el conjunto de herramientas para construir y fabricar estructuras en una escala microscópica. Es un proceso por medio del cual se fabrican millones de elementos idénticos en la misma oblea, tal como se hace en los circuitos integrados. Los pasos genéricos de esta tecnología son, a saber, la deposición de material, definición de patrones por medio de litografía y el grabado. Este método se repite hasta lograr una estructura tridimensional que satisfaga los diseños requeridos [1].

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

El micromaquinado de superficie requiere un conjunto compatible de materiales estructurales, de sacrificio y atacantes químicos. Los materiales estructurales deben poseer las propiedades físicas y químicas que permitan un desempeño excelente para la aplicación deseada. Los materiales de sacrificio deben tener buenas propiedades mecánicas para evitar fallas en el dispositivo durante el proceso de fabricación. Estas propiedades incluyen buena adhesión y un bajo estrés residual a fin de eliminar fallas por delaminación y/o rompimiento. Los atacantes deben tener excelente selectividad, es decir, deben ser capaces de atacar solo los materiales seleccionados sin afectar los otros materiales, además que deben tener apropiada viscosidad y tensión superficial [1].

Para depositar metales, semiconductores, dieléctricos, materiales cerámicos, polímeros o compuestos se emplean diversas técnicas tales como evaporación, pulverización catódica (sputtering), deposición química en fase de vapor y deposición por giro (spinner) [1].

5.1.2 Evaporación

Esta técnica calienta el material hasta una temperatura que evapora el metal, el cual se condensa sobre el sustrato. El calentamiento del material se logra a través del flujo de corriente eléctrica sobre un filamento hecho del material deseado. También puede lograrse la evaporación mediante un haz de electrones dirigido sobre el material. La evaporación resistiva puede propagar impurezas presentes en el filamento [1].

La velocidad de evaporación es una función de la presión del vapor del material, por tanto, los metales que tienen un bajo punto de fusión son fácilmente evaporados, mientras que los metales que requieren muy altas temperaturas pueden causar daños. En general, las películas evaporadas están altamente desordenadas y tienen un estrés residual grande. El proceso de deposición es relativamente lento, alrededor de algunos nanómetros por segundo [1].

5.1.3 Pulverización Catódica (Sputtering)

La pulverización catódica es un fenómeno físico que involucra la aceleración de iones por medio de un potencial de DC o RF, los cuales bombardean un objetivo (target) o cátodo. A través de una transferencia de momento, los átomos cercanos a la superficie del metal (target) se vuelven volátiles y son transportados vía plasma al sustrato, provocando que una película del material bombardeado crezca en la superficie del sustrato vía deposición [1].

Un pulverizador catódico (sputtering) típico comprende una cámara de vacío, un objetivo (target) de material deseado, un sujetador (para el sustrato) y una fuente de poder. Después de bajar la presión de la cámara a una presión de 10^{-6} a 10^{-8} Torr, un gas inerte, por ejemplo helio o argón, es introducido a la cámara a unos pocos mTorr de presión. Enseguida este gas crea un plasma, que a su vez energiza los iones lo suficiente para hacer que algunos átomos del material (target) escapen de la superficie. Algunos de estos átomos aterrizan sobre la superficie del sustrato colocado en el sujetador constituyendo sobre el mismo una capa delgada. La película así integrada tiende a ser más uniforme que la que se forma por evaporación. La mayoría de los materiales pueden ser pulverizados [1].

Generalmente, la estructura de la película depositada es amorfa y su esfuerzo y propiedades mecánicas dependen de las condiciones específicas del proceso. Algunos átomos del gas inerte pueden ser atrapados por la película causando anomalías en sus características estructurales y mecánicas [1].

5.1.4 Deposición Química en Fase Vapor

Esta técnica se basa en la generación de una reacción química en vacío, con la cual se puede lograr el depósito sobre el sustrato de las partes de la reacción. Este es un proceso que trabaja a altas temperaturas ($> 300^{\circ}\text{C}$). Se pueden obtener películas delgadas de dieléctricos y metales de alta calidad. Los métodos basados en la deposición química en fase vapor son: de baja presión (LPCVD), o de plasma mejorado (PECVD), del cual se desprende el método de plasma de alta densidad (HDP-CVD). Los procedimientos de CVD y LPCVD operan con un sustrato a temperaturas de $500 - 800^{\circ}\text{C}$. En PECVD y HDP-CVD, la temperatura del sustrato es cercana a los 300°C . Las características de las películas finales dependen en gran medida de los parámetros de deposición: temperatura del sustrato, presencia de gases, dopantes, presión, potencia, etc. [1]

5.1.5 Deposición por medio de giro (Spinner)

El método de giro es un proceso para colocar capas de dieléctricos. El proceso se realiza con una mesa giratoria de velocidad variable. Un inyector proporciona el material en forma líquida en el centro de la oblea, éste se esparce de manera uniforme al hacer girar el sustrato a grandes velocidades (500 – 5000 rpm) [1].

5.1.6 Litografía

Este es un procedimiento fotográfico que graba patrones sobre capas de materiales fotosensitivos (photoresist) para formar máscaras protectoras y eliminar partes selectivas del material depositado en un ataque subsiguiente. Esta técnica consta de la aplicación de una emulsión fotosensitiva, la exposición óptica para imprimir la imagen de la máscara en el material y la inmersión de una solución acuosa reveladora para disolver el material expuesto y dejar el patrón deseado. La máscara consiste en un dibujo impreso por capa opaca (oscura) de cromo sobre un vidrio transparente. El diseño del dibujo se hace por medio de software (CAD) y posteriormente se transfiere al vidrio [1].

La resina positiva contiene un sensibilizador, el cual impide que la resina se disuelva al sumergirlo en la solución reveladora. Para grabar el diseño de la máscara en la resina, ésta se expone a luz ultravioleta (200 – 450 nm) rompiendo así el sensibilizador y provocando que las regiones expuestas se disuelvan cuando sumerge para su revelado. El proceso contrario ocurre con la resina negativa, los regiones expuestas a la luz son las que permanecen [1].

5.1.7 Grabado

Esta etapa de fabricación de MEMS ataca selectivamente el material usando los patrones utilizados en la resina como máscara. Hay dos tipos de grabado: isotrópico y anisotrópico. El primero se lleva a cabo de manera uniforme en todas las direcciones, por lo cual se tienen cavidades redondeadas. En el segundo tipo de grabado, el ataque se lleva a cabo preferentemente en ciertas direcciones obteniendo cavidades delineadas por superficies planas bien definidas, las cuales no son necesariamente perpendiculares al sustrato [1].

5.2 MATERIALES EMPLEADOS

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

- Capas dieléctricas
- Poly-silicio
- Películas de metales
- Películas de materiales ferroeléctricos

Los dieléctricos son utilizados para aislar capas conductoras, para difusión e implantación de máscaras y para proteger dispositivos de impurezas, humedad y rayones u otros daños. El poly-silicio es usado como compuerta en dispositivos MOS y CMOS, como un conductor para metalización multinivel y como contacto para dispositivos con uniones superficiales. Las películas de metales son empleadas para formar conexiones óhmicas de baja resistencia y como contactos no-óhmicos en barreras metal-semiconductor [1].

5.2.1 Rogers RO4003C

RO4003C [2] es un material formado de vidrio reforzado con láminas de hidrocarbón o cerámica y se utiliza como sustrato dieléctrico en aplicaciones de alta frecuencia (RF) y microondas debido a sus bajas pérdidas dieléctricas. Es un material compatible con la tecnología flexible de circuito impreso. Este material tiene $17 \mu m$ de cobre electrodepositado por ambas superficies (inferior y superior). Las características más importantes de este material se resumen la tabla 5.1 [1].

Tabla 5.1. Propiedades del RO4003C

Propiedad	Valor Típico
Constante Dieléctrica (ϵ_R)	3.38 ± 0.5
Tangente de Pérdidas (δ)	0.0027 @ 10 GHz
Densidad (σ)	$1.179 \text{ gr}/m^3$
Espesor (t_{sust})	$203 \mu m$
Espesor Cobre	$17 \mu m$

5.2.2 Fotorresina AZ 9245

La fotorresina AZ 9245 [3] sensible a la luz, es la que el proceso emplea como material de sacrificio. Está diseñada para espesores de una alta resolución. Puede depositarse más de $24 \mu m$. Proporciona una película estable con excelente adhesión para aplicaciones de electroplateado y de ataque mojado [1].

5.2.3 Cobre

Este metal es ampliamente utilizado en la fabricación de MEMS debido a sus excelentes propiedades eléctricas y mecánicas, a su maleabilidad y a su ductibilidad. Sus propiedades las podemos observar en la tabla 5.2.

Tabla 5.2. Propiedades más importantes del Cobre

Propiedad	Valor Típico
Densidad (σ)	8900 kg/m^3
Conductividad eléctrica	$5.8 \times 10^7 S$
Modulo de Young	130 GPa
Razón de Poissons	0.34
Punto de fusión	1357.6°K

5.2.4 BENZOCYCLOBUTENO (BCB) CYCLOTENE XU35133

Benzocyclobuteno (BCB) CYCLOTENE XU35133 [4] es una resina electrónica avanzada basada en polímeros de alta pureza que ha sido desarrollada para aplicaciones microelectrónicas. Esta resina esta derivada del benzocyclobuteno (BCB) químico, usada como dieléctrico, está formulada para ser una solución de baja viscosidad y altamente sólida. Sus propiedades más importantes son [1]:

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

Tabla 5.2. Propiedades del Benzocyclobuteno (BCB) CYCLOTENE XU35133

Propiedad	Valor Típico
Constante Dieléctrica (ϵ_R)	2.65 @ 1KHz – 20 GHz
Tangente de Pérdidas (δ)	0.0008
Densidad (σ)	1050 kg/m^3
Espesor (t_{sust})	0.8 – 1.8 μm

5.3 DESCRIPCIÓN DEL PROCESO DE FABRICACIÓN FLEXIBLE DE CIRCUITO IMPRESO.

La manera más común de conectar varios dispositivos es una tarjeta de circuito impreso (por sus siglas en inglés PCB, Printed Circuit Board). Hay varias tecnologías PCB basadas en diferentes materiales dieléctricos y procesos de fabricación. Entre estos se consideran tres clases principales de circuitos impresos: sólido, flexible y moldeado. El circuito impreso flexible consiste generalmente de un dieléctrico sobre el cual está presente un metal, predominantemente cobre. Este cobre es grabado (patterned) usando un material fotorresistivo y un agente atacante para definir las pistas entre los componentes electrónicos. Este material dieléctrico puede tener ambas caras (superior e inferior) cubiertas de cobre. Los dieléctricos más usados son vidrio, cuarzo, alumina, algunos polímeros, poliéster y teflón. La elección precisa del dieléctrico depende de las demandas técnicas presentadas por el dispositivo y sus aplicaciones. Las propiedades más importantes son la permitividad y su factor de pérdidas [1].

La propuesta de fabricación se describe en el siguiente punto del capítulo, mostrando figuras que ilustran el proceso de fabricación simplificado para fabricar la superficie selectiva de frecuencia con el capacitor variable insertado en dicha estructura donde se utilizan los materiales anteriormente descritos para su fabricación.

5.3.1 Proceso de fabricación

Paso 1

El primer paso del proceso es definir la región que abarcará el dispositivo, lo que bien podría llamarse oblea. Para así tener un área de trabajo la cual será micro maquinada como se muestra en la figura 5.3.1.

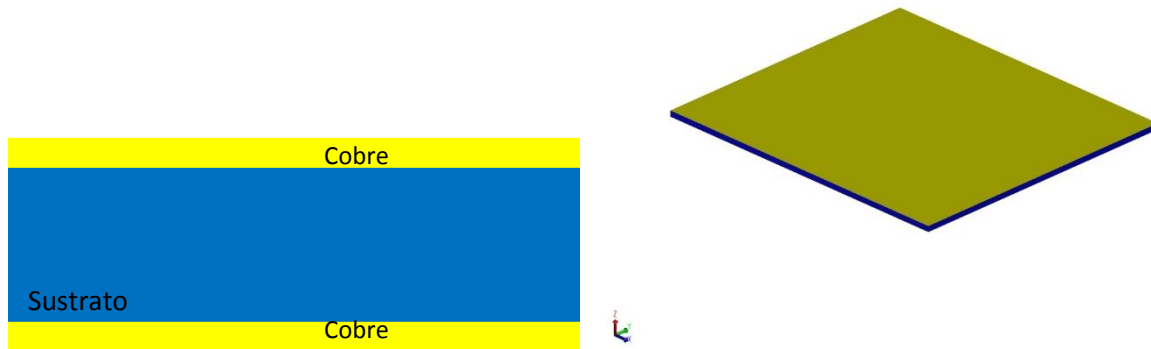


Figura 5.3.1. Oblea de sustrato Rogers RO4003

Paso 2

El segundo paso es formar el anillo sobre la capa superior de cobre; usando técnicas de litografía y así dibujar y grabar la apertura del anillo para después atacar el cobre restante, ver figura 5.3.2.

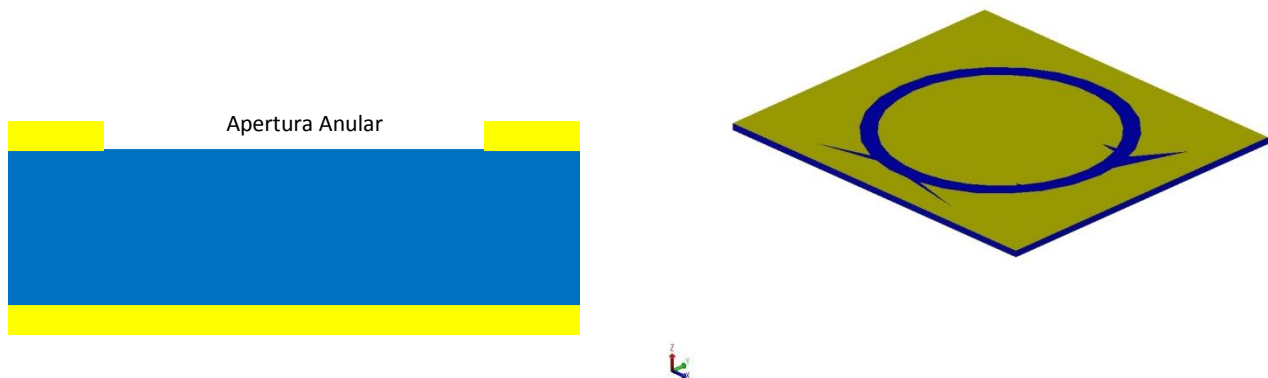


Figura 5.3.2. Vista frontal de la apertura anular del anillo y vista en perspectiva del anillo formado

Paso 3

El tercer paso en el proceso es depositar el material de sacrificio (en este caso la resina fotosensible) sobre la apertura que se hizo en el paso anterior, ver figura 5.3.3.

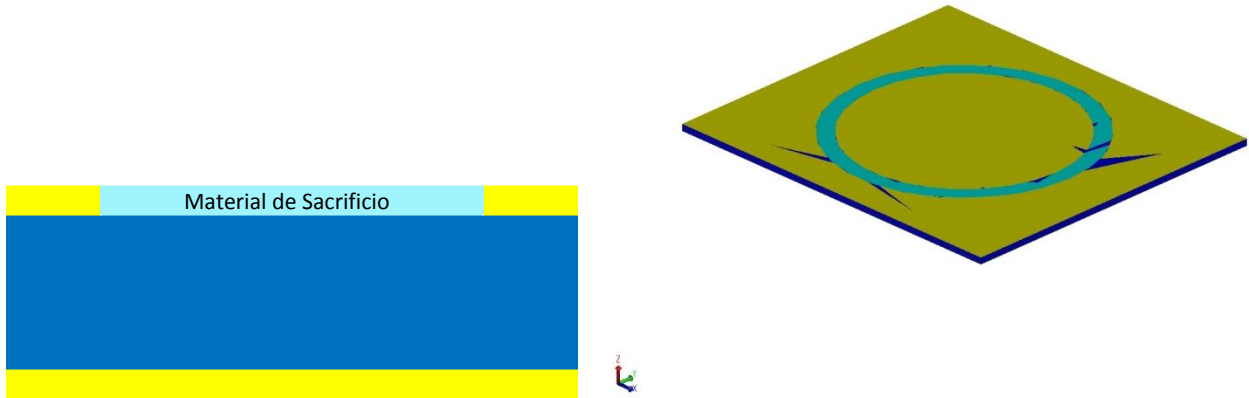


Figura 5.3.3. Vista frontal de corte transversal y en perspectiva del anillo

Paso 4

El cuarto paso consiste en hacer 3 orificios en la superficie: en el centro del anillo, y al centro de la apertura anular también sobre el eje x de la superficie selectiva de frecuencia, dichos orificios tendrán las dimensiones del poste principal como se describe en el capítulo 3, esto con el fin de unir la superficie superior como inferior y más adelante tener líneas de polarización para el capacitor variable, ver figura 5.3.4a, b.

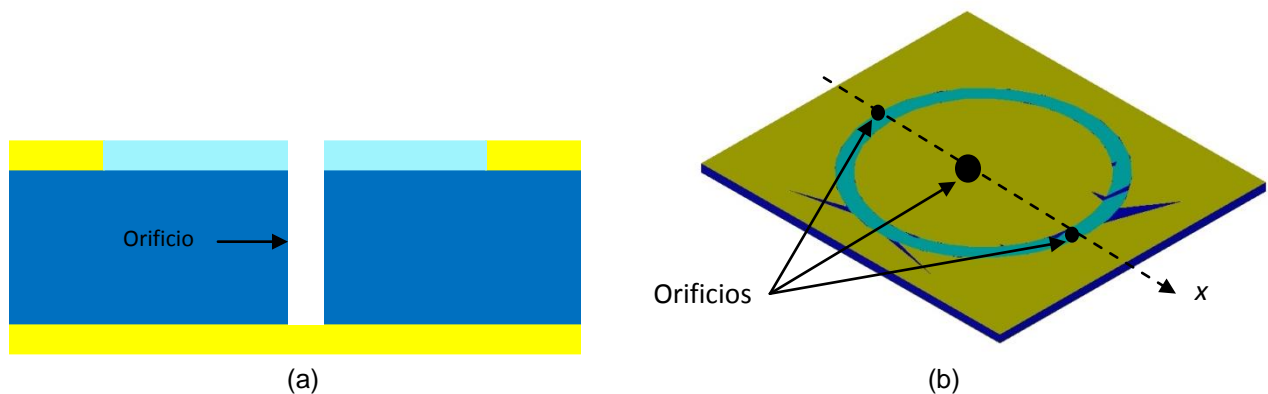


Figura 5.3.4 (a) Vista de corte transversal de la SSF (b) Vista en perspectiva de la SSF

Paso 5

El quinto paso es depositar cobre sobre los orificios para así unir las placas de cobre superior e inferior, como se menciona en el paso anterior, esto se realiza con el fin de tener líneas de polarización para el capacitor variable, ver figura 5.3.5a, b.

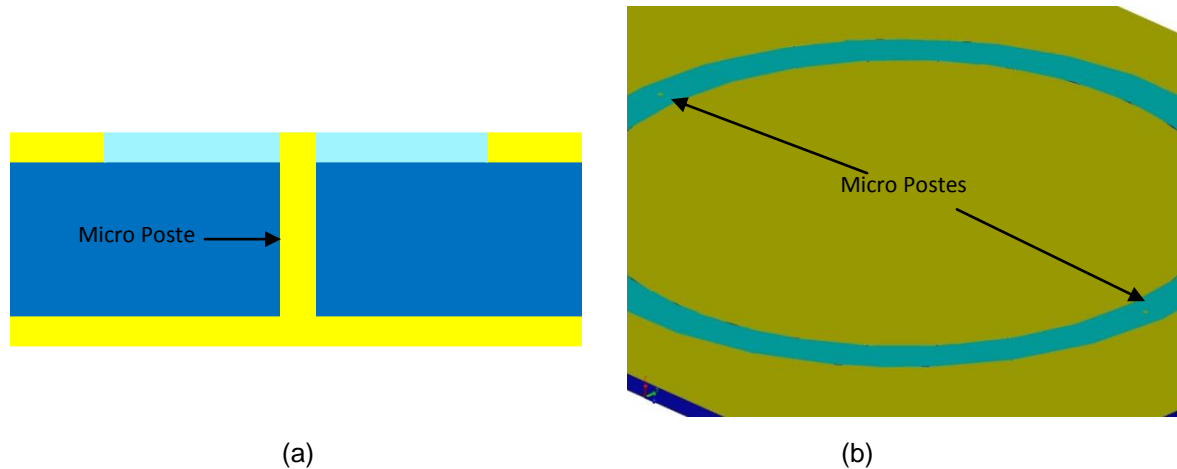


Figura 5.3.5 (a) Vista de corte transversal de la SSF (b) Vista en perspectiva de la SSF

Paso 6

El sexto paso consiste en depositar una película de BCB de $3 \mu m$ de grosor, y mediante un proceso con litografía solo dejar unas pequeñas placas de $100 \times 600 \mu m$, y hacer un orificio de las dimensiones de $50 \times 50 \mu m$ sobre el micro poste que está al centro de la apertura anular, ver figura 5.3.6a, b.

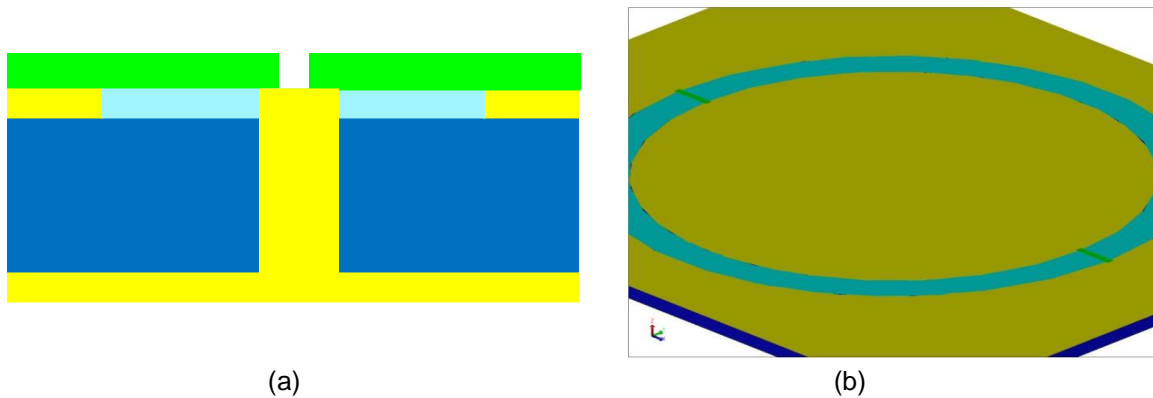


Figura 5.3.6 (a) Vista de corte transversal de la SSF (b) Vista en perspectiva de la SSF

Paso 7

Séptimo paso del proceso, consiste en depositar el material de sacrificio al nivel de la pequeña placa de BCB ver figura 5.3.7.



Figura 5.3.7 Vista en perspectiva de la SSF con depósito de material de sacrificio

Paso 8

El presente paso consiste, al igual al paso 6, en realizar dos orificios en el centro de las pequeñas placas de BCB q, dichos orificios fueron cubiertos por el depósito de material de sacrificio del paso anterior, ver figura 5.3.8a, b.

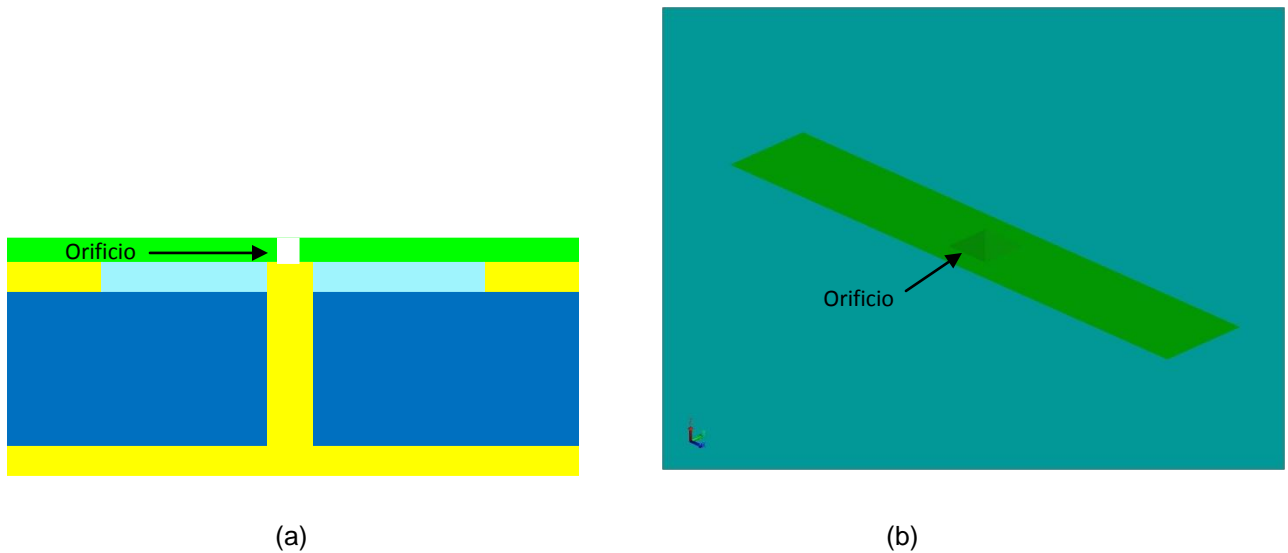
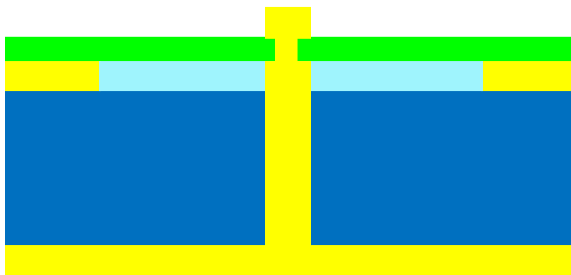


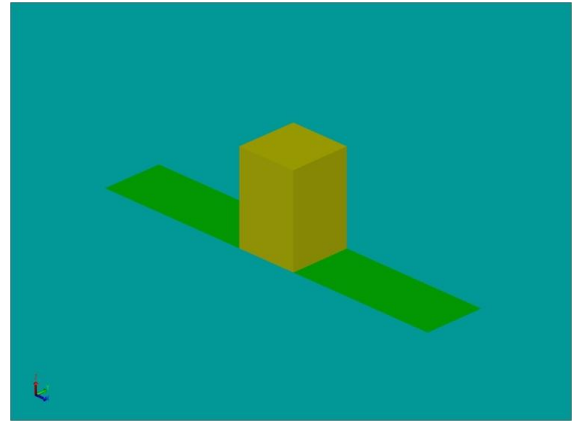
Figura 5.3.8 (a) Vista de corte transversal de la SSF **(b)** Acercamiento al orificio sobre la placa de BCB

Paso 9

El noveno paso, es depositar una película de cobre de $3 \mu m$ sobre toda la oblea, con ello se logrará que los pequeños orificios hechos en el paso anterior se llenen con cobre, además con técnicas de litografía realizar dos micropostes sobre los pequeños orificios, dichos postes con una dimensión de $100 \times 100 \mu m$ como se ve en la figura 5.3.9a, b.



(a)

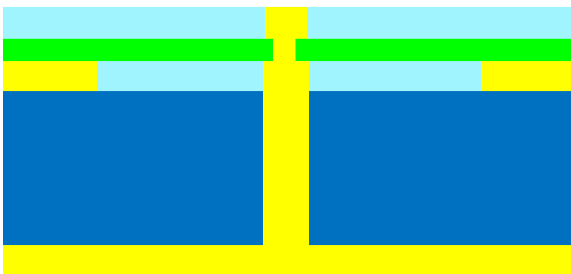


(b)

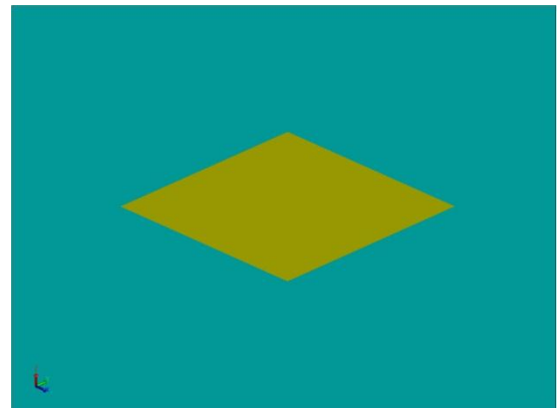
Figura 5.3.9 (a) Vista de corte transversal de la SSF (b) Acercamiento al micro poste

Paso 10

El decimo paso consiste en depositar el material de sacrificio al nivel del micro poste que se formo en el paso anterior, ver figura 5.3.10a, b.



(a)



(b)

Figura 5.3.10 (a) Vista de corte transversal de la SSF (b) Depósito de material de sacrificio al nivel del micro poste

Paso 11

El decimo primer paso es depositar una película de cobre de $1 \mu m$ de grosor, y con técnicas de litografía y grabado realizar una placa paralela a la anterior que fue de BCB, como se muestra en la figura 5.3.11a, b.

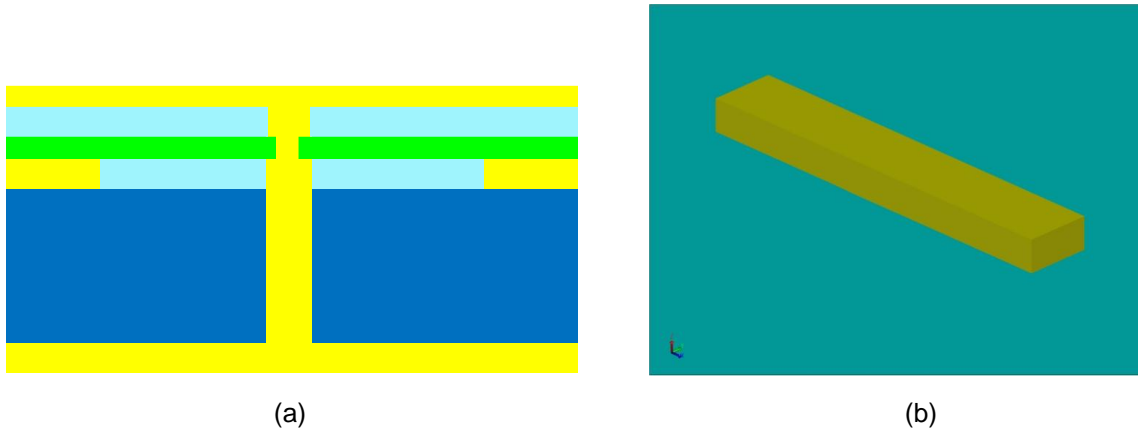


Figura 5.3.11 (a) Vista de corte transversal de la SSF (b) Acercamiento placa de cobre (placa móvil)

Paso 12

El decimo segundo paso es depositar el material de sacrificio al nivel de las pequeñas placas de cobre que se realizaron en el paso anterior, una vez hecho esto, depositamos nuevamente una capa de cobre y mediante el proceso de litografía y grabado realizar un poste de $2 \mu m$ de espesor con una dimensión de $100 \times 100 \mu m$, ver figura 5.3.12a, b.

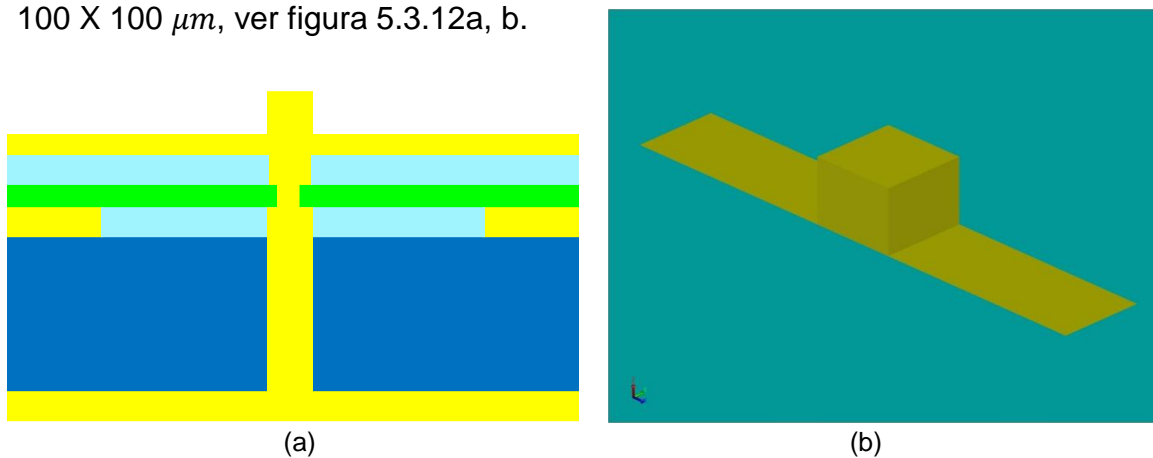


Figura 5.3.12 (a) Vista de corte transversal de la SSF (b) Acercamiento al micro poste formado

Paso 13

El decimo tercer paso del proceso, consiste en depositar nuevamente el material de sacrificio al nivel del micro poste que en el paso anterior se realizó, seguido a esto sobre el material de sacrificio con micro maquinado de volumen remover un área del material de sacrificio de $50 \times 100 \mu m$ como se ve en la figura 5.3.13.

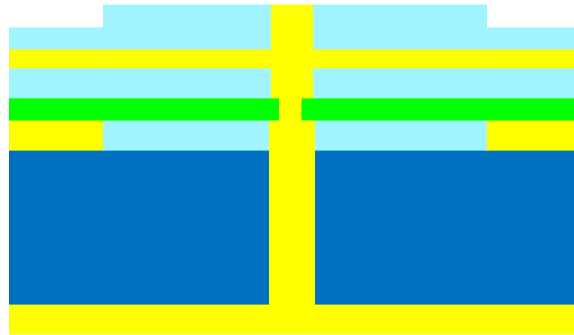


Figura 5.3.13 Vista de corte transversal frontal de la SSF

Paso 14

El decimo cuarto paso consiste en depositar una película de cobre de $3 \mu m$ de grosor, una vez hecho esto con técnicas litográficas y de grabado nuevamente, realizamos una placa paralela a las anteriores que se describieron en pasos anteriores, ver figura 5.3.14.

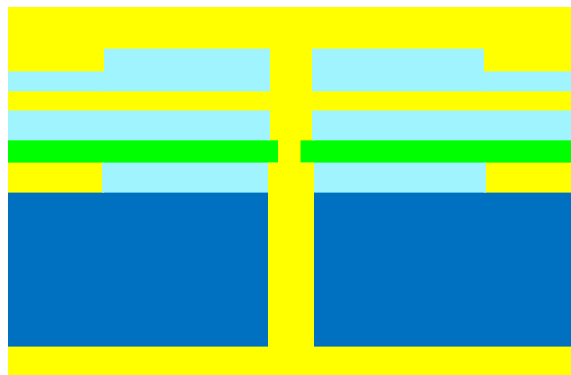


Figura 5.3.14 Vista de corte transversal frontal de la SSF

Paso 15

El decimo quinto paso del proceso es la liberación del material de sacrificio, esto con un agente químico el cual pueda deshacer la resina fotosensible, ver figura 5.3.15.

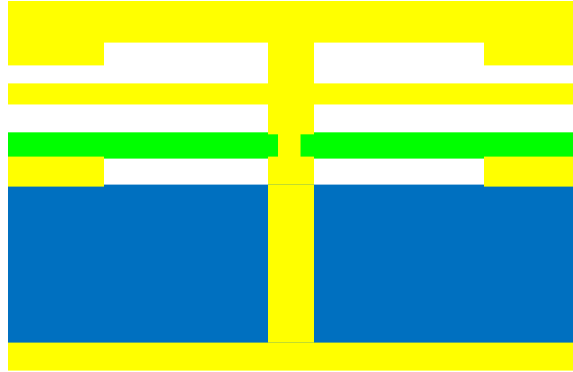


Figura 5.3.15 Capacitor variable montado sobre la SSF, vista de corte transversal frontal

Paso 16

El último paso consiste en realizar las líneas de polarización para el capacitor variable, esto se logra con técnicas de litografía y grabado, ver figura 5.3.16, donde la línea que está en el centro corresponde a la línea de menor potencial (-), mientras que las líneas laterales a la de mayor potencial (+).

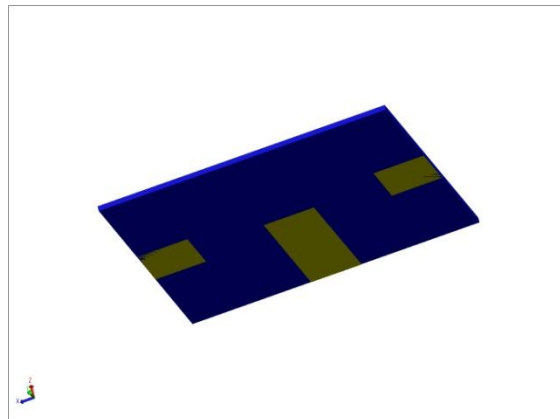
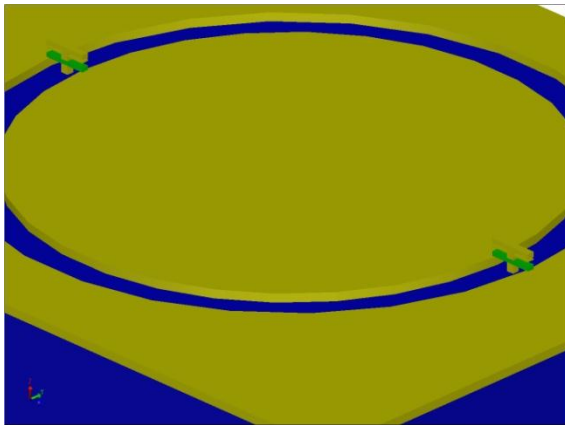
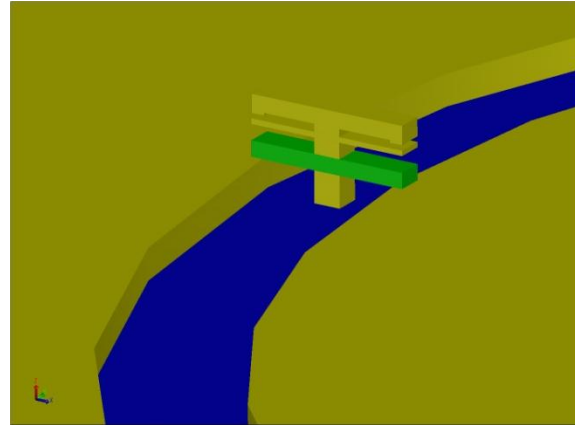


Figura 5.3.16 Vista de la parte inferior de la SSF mostrando las líneas de polarización

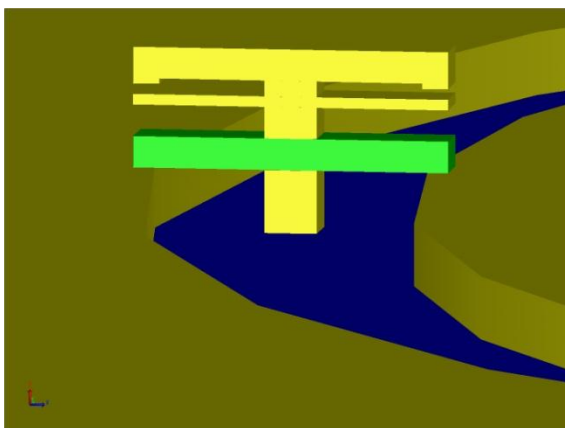
Por último se muestra la figura 5.3.17 a, b, c, d, donde se muestra en diferentes posiciones a la Superficie Selectiva de Frecuencia con el capacitor variable insertado.



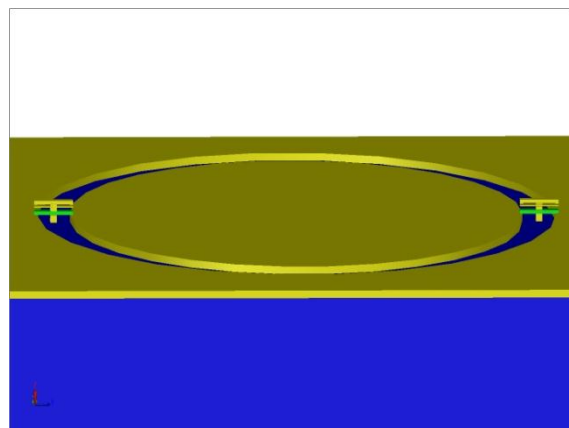
(a)



(b)



(c)



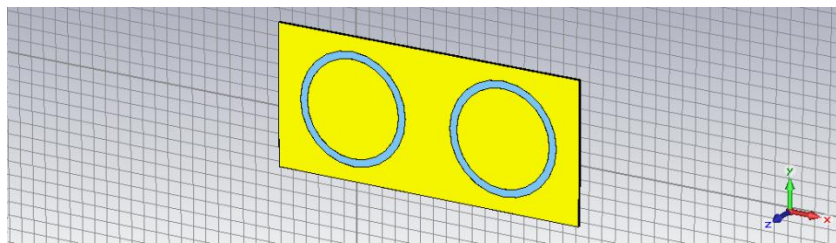
(d)

Figura 5.3.17 Superficie Selectiva de Frecuencia con Capacitor Variable Insertado

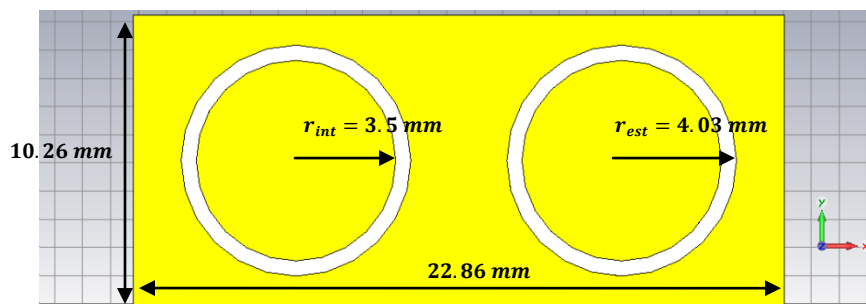
5.4 PARÁMETROS S DE LA SUPERFICIE SELECTIVA DE FRECUENCIA CON EL CAPACITOR VARIABLE INSERTADO.

Como se menciona en el capítulo anterior del presente trabajo, voltaje y corrientes son difíciles de medir en las estructuras de microondas, ya que se distribuyen los valores y varían con respecto a su posición en la mencionada estructura. Por ello se ha desarrollado un método para describir el comportamiento de dos puertos en términos de una onda incidente y reflejada. Dicho método se le conoce como parámetros de dispersión (parámetros-s).

Las Superficies Selectivas de Frecuencia se comportan básicamente como un filtro electro magnético pasivo, como se explico en capítulos anteriores. Para saber qué tipo de filtro es el que representa la Superficie Selectiva de Frecuencia que se muestra en la figura 5.4.1, es necesario obtener los coeficientes de reflexión de la estructura.



(a)



(b)

Figura 5.4.1 (a) SSF de aperturas anulares (b) Dimensiones de la SSF

Para ello utilizaremos el software de simulación software de simulación 3D electromagnético de componentes de alta frecuencia, en donde se simulara la estructura mostrada en la figura 5.4.1 con los capacitores variables insertados dentro de la estructura. Primeramente mostremos los parámetros de dispersión que presenta la Superficie Selectiva de Frecuencia sin los capacitores dentro de la estructura, dicha respuesta se presenta en la figura 5.4.2.

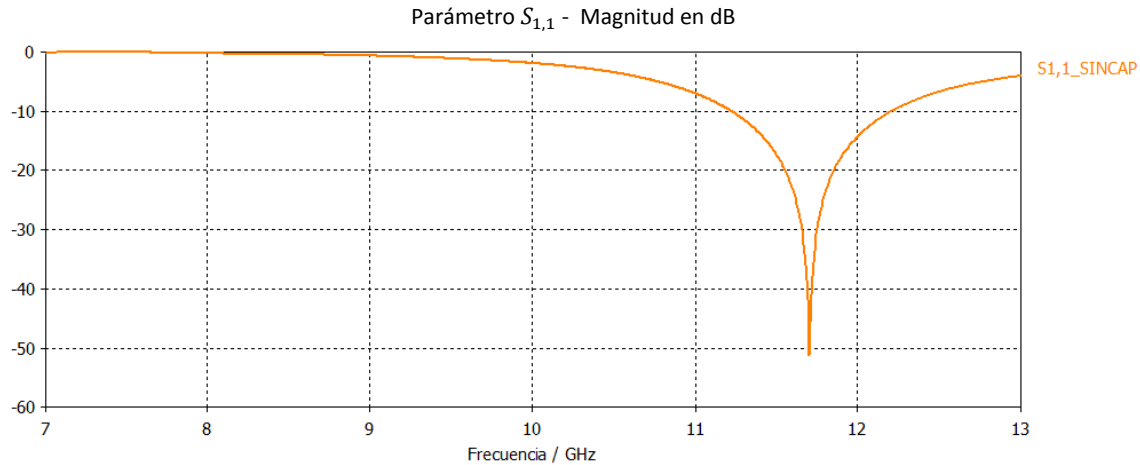


Figura 5.4.2 Parámetros S de la Superficie Selectiva de Frecuencia sin capacitor

Dado que el coeficiente de reflexión $S_{1,1}$, representan el grado en la que una onda incidente se refleja, y como podemos ver la gráfica de los mencionados coeficientes los cuales se comportan como un filtro rechazo banda, y por lo tanto las ondas incidentes de las frecuencias que se ubican en la banda de rechazo son reflejadas, que trae como consecuencia que la estructura se comporte como un filtro paso banda, que tiene su frecuencia de resonancia $f_r \approx 11.8 [GHz]$.

La figura 5.4.3 nos muestra los coeficientes de reflexión de la estructura con los capacitores insertados en la Superficie Selectiva de Frecuencia, y donde podemos observar la respuesta con el capacitor polarizado de 0 – 10V, y se puede que la frecuencia de resonancia se mueve levemente, alrededor de las decenas de MHz.

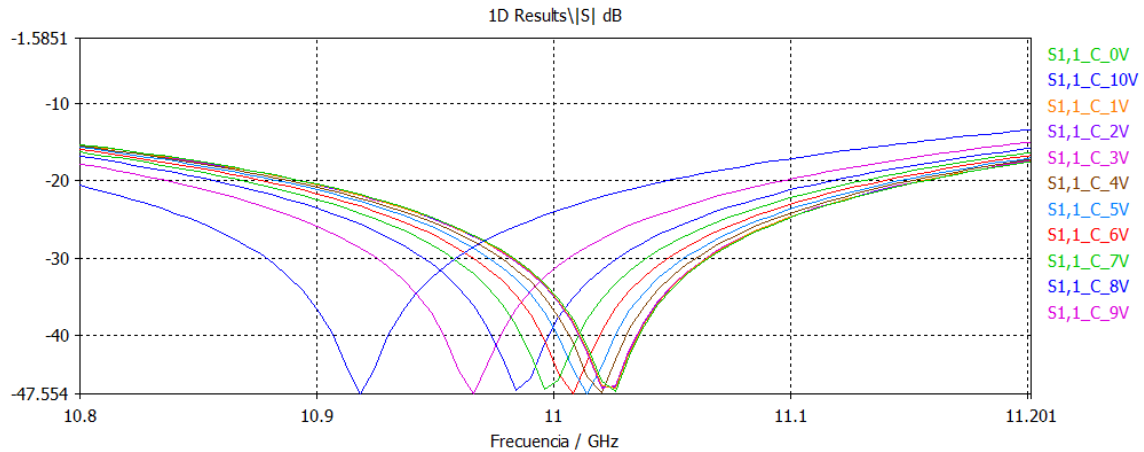


Figura 5.4.3 Parámetro $S_{1,1}$ de la SSF con capacitores variables insertados y polarizados de 0 – 10 V.

Figura 5.4.4 muestra la gráfica de los coeficientes de reflexión de la Superficie Selectiva de Frecuencia con los capacitores variables insertados, con una polarización de 0 V y 11 V, como lo que se muestra el máximo movimiento de la frecuencia de resonancia que presenta la estructura y que es alrededor de 600 MHz.

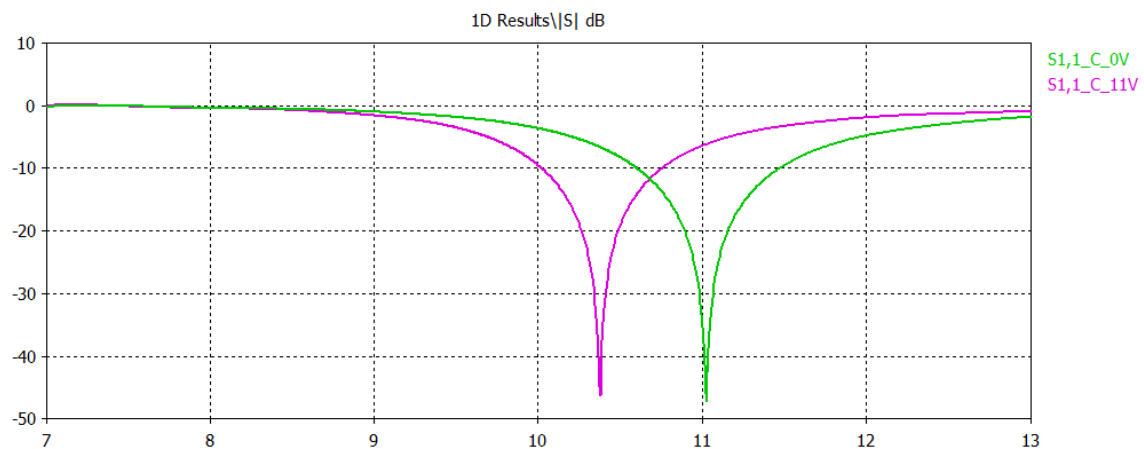


Figura 5.4.3 Parámetros S de la SSF con capacitores variables insertados y polarizados con 0V y 11V.

5.5 CONCLUSIONES.

En este capítulo se presentaron las técnicas y las tecnologías empleadas en la fabricación del capacitor variable RF MEMS analizado en el presente trabajo. Se mostró las características más importantes de la tecnología flexible de circuito impreso. De igual forma se expuso las características del proceso de fabricación, describiendo paso a paso la construcción del capacitor. Por lo que se puede concluir en primer término que el proceso de fabricación se puede efectuar en la UNAM (centro UNAMems), utilizando tecnología existente en la misma, debido a la relativa sencillez del proceso de fabricación y a la simplicidad del diseño del capacitor variable.

También se mostró la respuesta de la estructura resonante, con lo que se puede concluir que los valores dentro del intervalo de variación del capacitor analizado, son bajos (aproximadamente de 10.92 GHz a 11.02 GHz) para poder obtener una desvío de la frecuencia de resonancia de la Superficie Selectiva de Frecuencia dentro de la banda de operación considerable, sin embargo dicho capacitor se podría utilizar en conjunto con otro de la misma estructura, pero con dimensiones físicas mayores (para así tener un valor en la capacitancia mayor), como un dispositivo de ajuste fino en la frecuencia de resonancia de la estructura la cual representa un filtro electromagnético.

Bibliografía.

[1] Mendoza Rosales, Domingo, “*Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso*”, Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2007.

[2] www.rogerscorporation.com

[3] www.azresist.com

[4] www.cyclotene.com

Conclusiones Generales

En el presente trabajo se presenta el diseño, análisis, simulación y una propuesta de fabricación de un capacitor variable RF MEMS para la banda X, utilizando el proceso de fabricación conocido como Proceso Flexible de Circuito Impreso. Esta tecnología es ampliamente utilizada para la fabricación de MEMS para frecuencias de microondas, debido principalmente a que la tecnología basada en silicio representa altas pérdidas de dispersión en las frecuencias de RF y microondas.

La versión presentada del capacitor variable fue el resultado de revisar diferentes estructuras, además de que el diseño presentado se adaptó para que el capacitor sea parte de una Superficie Selectiva de Frecuencia con aperturas anulares. El capacitor diseñado es de placas paralelas con actuación electroestática, debido a que este tipo de capacitores tiene una relativa sencillez de fabricación además de su alto factor de calidad Q (100 - 200).

El diseño, análisis y simulación del mismo se basó principalmente en satisfacer la figura de mérito que es importante en este tipo de capacitores en la parte mecánica, que es el voltaje de jale - empuje (pull - in), el cual se obtuvo de 10 volts. Dicho voltaje de jale - empuje es muy satisfactorio ya que simplifica el diseño del dispositivo de control de ajuste de dicho capacitor, además de que el consumo de energía de este dispositivo es bajo comparándolo con otros dispositivos conmutables RF MEMS, que llegan a tener un voltaje de jale - empuje de hasta 100 volts; este voltaje de jale - empuje se obtuvo gracias a la constante

de rigidez k de la membrana móvil del capacitor, donde se obtuvo un valor de $0.225[N/m]$.

El análisis dinámico está fuertemente influido por la rigidez y la masa de la membrana móvil, la fuerza electroestática y por la atmósfera presente debajo de la membrana móvil (amortiguamiento). Tomando estos factores presentes, se obtuvo un tiempo de conmutación de 1.5 ms, el cual es un valor pobre para dispositivos conmutables RF MEMS.

En la parte electrodinámica obtuvimos un factor de calidad Q del capacitor variable que cambia de 31 a 41 con respecto a la frecuencia de operación, dado que estamos trabajando con un capacitor de placas paralelas y con actuación electroestática el factor de calidad obtenido es pobre. El intervalo ajuste de capacitancia que se obtuvo fue de poco más del 100% (aproximadamente de $15[fF]$ a $32[fF]$), el cual es un porcentaje muy alentador para este dispositivo.

El proceso de fabricación propuesto beneficia en gran manera el desempeño en alta frecuencia del capacitor, debido principalmente a dos factores: un sustrato dieléctrico de alta resistividad, diseñado especialmente para frecuencias de microondas; y a las membranas y postes de cobre del capacitor, el cual favorece, con su conductividad, a que se presenten bajas pérdidas y con ello que el factor de calidad del capacitor disminuya. Gracias a este proceso, es posible obtener un muy buen desempeño del dispositivo insertado en la Superficie Selectiva de Frecuencia, sin embargo trabajando en conjunto, el intervalo de frecuencia que se ve modificada en la respuesta de la Superficie Selectiva de Frecuencia es bajo (aproximadamente 100 MHz), esto debido a los valores bajos en capacitancia que se obtuvieron en el intervalo de ajuste del capacitor, pero, dicho intervalo de capacitancia puede modificar de una manera más significativas en dispositivos que trabajen en frecuencias más altas (30 – 50 GHz). Sin embargo, se pueden hacer modificaciones al diseño presentado a fin de optimizarlo.

Bibliografía General

Artículos

- David, E.; Zlotnikov, T.; Gal, L.; Lavie, O.; Nemirovsky, Y., “*High tuning range MEMS capacitor for microwave applications*”, *Microwaves, Communications, Antennas and Electronics systems*, 2009. COMCAS 2009. IEEE Conference on, pp. 1-4, 9-11 Noviembre 2009.
- Zahirovic, N.; Mansour, R.R.; Ming Yu, “*A Three-Step High-Q Variable MEMS Capacitor with Low Actuation Voltage*,” *Microwave Conference*, 2009. EuMC. European, pp. 1136 – 1139, 29 Septiembre 2009 – 1 Octubre 2009.
- Grichener, Alex; Lakshminarayanan, Balaji; Rebeiz, Gabriel M., “*High-Q RF MEMS Capacitor with Digital/Analog Tuning Capabilities*”, *Microwave Symposium Digest*, 2008 IEEE MTT-s International, pp. 1283 – 1286, 15 – 20 Junio 2008.
- Zhu, Y.; Yuce, M.R.; Moheimani, S., “*A low-loss MEMS tunable capacitor with movable dielectric*”, *Sensors*, 2009 IEEE, pp. 651 – 654, 25 – 28 Octubre 2009.
- Bayatpur, F.; Sarabandi, K.; “*A Tunable Metamaterial Frequency-Selective Surface With Variable Modes of Operation*”, *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, Volume: 57, Publication Year: 2009, pp. 1433 – 1438.

- Zendejas, J. M; Gianvittori, J. P.; Rahmat-Samii, Y.; Judy, J. W.; “*Magnetic MEMS reconfigurable frequency-selective surfaces*”, *Microelectromechanical Systems, Journal of*, Volume: 15, 2006, pp. 613 – 623.
- A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, and N. A. Martynyuk, “*Spiraphase type reflectarrays based on loaded ring slot resonators*”, *IEEE trans. Antennas Propagat.* Vol. 52, no.1, Enero 2004, pp. 142-153.
- A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, and N. A. Martynyuk, “*Active frequency selective surfaces based on loaded ring slot resonators*”, *Electron. Lett.* 6th January 2005, vol.41, no.1.
- Abadi, M.S.H.; Shafai, C.; Shafai, L.; “*A Reconfigurable Frequency Selective Surface Using Switched Slots in the Ground Plane*”, *Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM)*, 2010, pp. 1 – 4.
- Coutts, G. M.; Mansour, R. R.; Chaudhuri, S. K.; “*Microelectromechanical Systems Tunable Frequency-Selective Surface and Electromagnetic-Bandgap Structures on Rigid-Flex Substrates*”; *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume: 56, Publication Year: 2008, pp. 1737 – 1746.
- Saha, S. C.; Hanke, U; Jensen, G. U.; Saether, T; “*Modeling of Spring Constant and Pull-down Voltage of Non Uniform RF MEMS Cantilever*”, *Behavioral Modeling and Simulation Workshop, Proceedings of the 2006 IEEE international*, p.p. 56-60, 2006.
- Xun.jun He; Qun Wu; Ming-xin Song; Jing-hua Yin, “*Effects of Structure Parameters and Stress For Capacitive Switches MEMS Bridge on Time Response*”, *Antennas, Propagation & EM Tehory, International Symposium*, p.p. 1-3, 2006.

Libros

- Varadan, Vinoy y José, “RF MEMS and their applications”, 1a Edición, Wiley & Sons Inglaterra, 2003.
- J. C. Vardaxoglou, Frequency Selective Surfaces – Analysis and Desing. Reserch Studies Press, LTD, Tauton, Somerset, Inglaterra 1997.
- B. A. Munk, Frequency Selective Surfaces – Theory and design. Wiley-Interscience, New York, 2000.
- G. M. Rebeiz, “*RF MEMS Theory, Design and Technology*”, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.
- J. M. Gere, “*Mecánica de Materiales*”, 5ª edición, Thompson Learning, 2002.
- Ki Bang, Lee, “*Principles of Microelectromechanical Systems*”, A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2011.
- E. da Silva. “*High Frequency and Microwave Engineering*”, Butterwoth & Heinemann, Oxford, 2001.

Tesis

- Martínez López, Rosalba, “*Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables basadas en microsistemas electromecánicos (MEMS)*”, Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2007.
- Mendoza Rosales, Domingo, “*Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso*”, Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2007.

Páginas electrónicas

- Coventor Inc., www.coventor.com
- www.rogerscorporation.com
- www.azresist.com
- www.cyclotene.com