



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

DESARROLLO DE INTERRUPTORES MEMS PARA LA BANDA DE SÚPER
ALTA FRECUENCIA CON APLICACIONES EN DESPLAZADORES DE FASE

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
DOCTOR EN INGENIERÍA

PRESENTA:
MENDOZA ROSALES DOMINGO TEODORO

TUTOR PRINCIPAL
DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS, FACULTAD DE INGENIERÍA

MÉXICO, D. F. NOVIEMBRE 2013



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar

Secretario: Dr. Mario Peña Cabrera

Vocal: Dr. Jorge Rodríguez Cuevas

1er. Suplente: Dr. Oleksandr Martynyuk

2do. Suplente: Dr. José Ismael Martínez López

Lugar donde se realizó la tesis:

CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D. F.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Jorge Rodríguez Cuevas

Agradecimientos

A mi madre Avelina Delfina Rosales Bravo, por todo lo que has hecho por nosotros todo este tiempo. ¡Gracias mamá!

A mis hermanos José Antonio, David, Jonathan y Oscar, por su apoyo incondicional, compañía y amistad.

A mis amadas Elizabeth y Sofía, por el apoyo, comprensión, cariño y amor que me han dado. No hay palabras para expresar lo que siento por ustedes. ¡Simplemente gracias!

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas, por su orientación, enseñanza y guía durante mis estudios. Pero principalmente por su amistad y por permitirme ser parte de su familia. ¡Gracias a usted Doctor y a su familia!

Al Dr. Oleksandr Martynyuk, por su paciencia, ayuda, orientación y enseñanza en estos años. Gracias por permitirme trabajar con un científico como usted y por brindarme su amistad. No hay palabras para agradecer eso. Como científico es usted extraordinario y como persona es aún mejor.

A cada uno de los integrantes del jurado: Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar, Dr. Mario Peña Cabrera, Dr. Jorge Rodríguez Cuevas, Dr. Oleksandr Martynyuk y Dr. José Ismael Martínez López, por sus comentarios y observaciones en la revisión de este trabajo. ¡Mil gracias!

A la UNAM, por todo lo que me ha dado. Siempre estaré agradecido.

A la CEP, por la beca recibida durante estos años.

A la DGAPA, por el apoyo económico recibido por a través de los proyectos PAPIIT IN103709, IN114911, IN116112 e IN114213.

Al CONACYT, por el apoyo recibido por medio del proyecto 166106.

Resumen

Se presenta la investigación sobre el desarrollo de interruptores RF MEMS basados en un proceso de micromaquinado superficial propio de circuito impreso flexible, para la banda de súper alta frecuencia.

Se realizó el análisis electrodinámico de un interruptor RF MEMS diseñado para satisfacer los requerimientos de un desplazador de fase. Este análisis permitió determinar las características de reflexión y transmisión del interruptor en la banda de interés. Asimismo, definimos la dependencia de la respuesta en frecuencia con respecto a los parámetros de la línea de transmisión (impedancia característica) y del puente metálico (longitud, ancho, espesor, espaciado, geometría) del interruptor.

Además, se hizo el análisis elástico del puente del interruptor para definir su influencia en el voltaje de actuación. Se verificó por medio de simulaciones computacionales que el interruptor tiene muy baja constante de resorte ($\sim 0.8 \text{ N/m}$), muy bajo voltaje de actuación ($\sim 5 \text{ V}$) y bajas pérdidas de inserción ($\sim 0.177 \text{ dB @ } 10 \text{ GHz}$).

Se fabricó una superficie selectiva de frecuencia (SSF) con capacitores monolíticamente integrados, para verificar experimentalmente el potencial de dicho proceso de fabricación. Se lograron fabricar capacitores MDM del orden de 14-118 fF, los cuales funcionaron como carga de una SSF con frecuencia de resonancia de 11.74 GHz. Se logró con esos capacitores reconfigurar dicha frecuencia de resonancia en toda la banda X.

Índice general

Introducción	viii
1. Estado del arte de la tecnología de los interruptores RF MEMS	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Interruptores RF MEMS	4
1.2.1. Tipos de interruptores	6
1.2.2. Interruptor serie	9
1.2.3. Interruptor paralelo	10
1.3. Conclusiones	11
1.4. Referencias	15
2. Análisis electrodinámico y electromecánico de interruptores RF MEMS	19
2.1. Guía de onda coplanar (CPW)	20
2.1.1. Impedancia característica (Z_0)	21
2.1.2. Discontinuidades y circuitos en una CPW	26
2.1.3. Puentes de aire como interruptores RF MEMS capacitivos	33

2.2. Análisis electromagnético de interruptores RF MEMS	33
2.2.1. Principio de operación	34
2.2.2. Modelo eléctrico de un interruptor RF MEMS capacitivo	35
2.2.3. Capacitancias en estado ALTO y BAJO	37
2.2.4. Características de reflexión y transmisión	37
2.2.5. Factor de calidad de conmutación (CQF)	43
2.3. Análisis electromecánico de interruptores RF MEMS	44
2.3.1. Actuación electrostática	44
2.3.2. Modelo mecánico del puente de aire	50
2.3.3. Constante de resorte para un puente simplemente apoyado	59
2.3.4. Constante de resorte para un puente en forma de H	61
2.3.5. Constante de resorte para un puente de <i>cangrejo</i>	63
2.4. Conclusiones	73
2.5. Referencias	74
3. Proceso de fabricación de dispositivos MEMS sobre sustratos de microondas	80
3.1. Introducción	80
3.1.1. Circuitos integrados de microondas	81
3.1.2. Materiales RF MEMS	83
3.1.3. Antecedentes del proceso de fabricación	86
3.2. Fabricación del interruptor RF MEMS	87
3.3. Conclusiones	97
3.4. Referencias	101

4. Verificación experimental del proceso de fabricación	108
4.1. Interruptor RF MEMS	109
4.1.1. Principio de operación	109
4.1.2. Tecnología de fabricación	112
4.1.3. Resultados experimentales	113
4.2. Superficie selectiva de frecuencia (SSF) con capacitores monolíticamente integrados	114
4.2.1. Principio de operación	114
4.2.2. Capacitores monolíticos	116
4.2.3. Resultados experimentales	117
4.3. Conclusiones	121
4.4. Referencias	122
Conclusiones generales	124

Introducción

Un interruptor es un dispositivo que simplemente abre o cierra un circuito eléctrico. Estos dispositivos han sido utilizados ampliamente en aplicaciones de radio frecuencia (RF) y microondas (MW) tales como sistemas de radar, antenas reconfigurables, arreglos de fase, filtros sintonizables, etc. Tradicionalmente, los interruptores han sido implementados con diodos PIN o transistores FET. Sin embargo, la aparición de la tecnología MEMS ha revitalizado la industria electrónica y de microondas.

Se han realizado investigaciones que indican que los interruptores basados en esta tecnología, tienen el potencial para desplazar a los interruptores de estado sólido en los actuales sistemas de comunicaciones. Como consecuencia, se han desarrollado nuevos componentes y sistemas basados en interruptores RF MEMS.

Las antenas reconfigurables representan uno de esos sistemas. Puede decirse que uno de los retos actuales más importantes de la tecnología RF MEMS es implementar antenas reconfigurables que tengan mejor desempeño que los arreglos de fase tradicionales en cuanto a pérdidas, tamaño y costo. Las antenas reconfigurables tradicionales son implementadas usando componentes producidos separadamente. Como resultado, se necesita una conexión híbrida entre estos componentes. Esto incrementa no sólo el tamaño del arreglo y su costo, sino también introduce efectos parásitos, costos de empaquetamiento y pérdidas. Para contrarrestar estas desventajas, existe la idea de integrar todos estos componentes en el mismo proceso de fabricación, formando una antena reconfigurable monolítica. La tecnología RF MEMS tiene el potencial para formar parte de dicho sistema.

El desafío principal radica en desarrollar una nueva tecnología de circuitos integrados para microondas que sea compatible y adecuada tanto para la tecnología RF MEMS como para la tecnología de antenas reconfigurables.

Objetivo

Investigar y desarrollar interruptores RF MEMS utilizando un proceso de fabricación propio de circuito impreso flexible, con aplicaciones en desplazadores de fase MEMS para la banda de súper alta frecuencia.

Estructura

El presente trabajo está dividido en cuatro partes:

La primera consiste de un estudio y análisis de algunos de los interruptores RF MEMS más representativos reportados en los últimos 5 años.

La segunda parte consiste de un análisis del interruptor en el dominio de la frecuencia. Se exponen sus principales parámetros tales como impedancia característica de la línea de transmisión, pérdidas de inserción, aislamiento y capacitancias. Además, se realiza un análisis electromecánico para determinar la rigidez de la estructura.

En la tercera parte se presenta el proceso que se desarrolló para la fabricación del interruptor. También se presenta la fabricación de los dispositivos que sirvieron para verificar experimentalmente dicho proceso.

Por último, se presentan las conclusiones de la investigación y las publicaciones originadas de la misma.

Capítulo 1. Estado del arte de la tecnología de los interruptores RF MEMS

1.1. Antecedentes

La rápida saturación de las bandas C, S, X, Ku y K es resultado del incremento en la cantidad de información que se manejan en los sistemas de telecomunicaciones actuales. La exploración de la banda de extremadamente alta frecuencia (EHF) permite obtener un aumento en las capacidades de dichos sistemas y solucionar los problemas de saturación. Sin embargo, el aumento de la frecuencia conlleva varias dificultades que imposibilitan aplicar los métodos y tecnologías existentes en otras bandas. Entre tales dificultades podemos mencionar la atenuación por lluvia, el aumento de pérdidas en los sustratos, dieléctricos y metales y disminución de la longitud de onda. Por ello, es necesario desarrollar soluciones propias para la utilización exitosa de la banda EHF.

En los últimos años, estas necesidades han provocado un desarrollo tecnológico muy acelerado. Una de las áreas de más interés es la de antenas reconfigurables ya que representa una solución a los problemas de los sistemas de telecomunicaciones antes mencionados [1-7]. Permite además, abrir nuevas posibilidades de diseño y desarrollo de sistemas electrónicos en la banda EHF. Por ejemplo, en las comunicaciones satelitales la atenuación por lluvia se puede contrarrestar concentrando la potencia radiada en un haz estrecho reconfigurable; en las comunicaciones móviles, las antenas reconfigurables permiten seguir la señal de un satélite de comunicaciones; etc.

Actualmente, las investigaciones en antenas reconfigurables se concentran en tres tipos:

- Arreglos de fase
- Arreglos reflectivos
- Arreglos transmitivos

Los arreglos de fase son un conjunto de antenas individuales alimentadas coherentemente, en el que la fase de cada antena es modificada de tal manera que, el patrón de radiación del arreglo se reconfigura para reforzarlo en una dirección deseada y suprimirlo en otras. El sistema que se utiliza para alimentar el arreglo representa, tal vez, el mayor problema de diseño. Un sistema de alimentación típico puede tener pérdidas de varias decenas de decibeles por centímetro. Además, los desplazadores de fase utilizados introducen pérdidas adicionales de entre 2.5 y 7 dB [8]. El uso de amplificadores para compensar estas pérdidas es común, sin embargo también encarecen el arreglo haciéndolo incosteable para su uso comercial.

Los arreglos reflectivos son un conjunto de elementos radiadores impresos sobre un metal, arreglados periódicamente formando una superficie reflectora. Este reflector es iluminado por una corneta de forma similar a como se ilumina una antena parabólica clásica. Cada elemento radiador recibe y redirige la energía electromagnética proveniente del alimentador. Cada reflector introduce un desplazamiento de fase apropiado con el fin de reconfigurar el patrón de radiación. Este arreglo no presenta el problema del sistema de alimentación de las antenas en arreglo de fase. Sin embargo, la ganancia del arreglo disminuye y los lóbulos laterales presentan un aumento considerable [9-14].

A diferencia de los arreglos reflectivos, que reflejan la onda electromagnética en la superficie, los arreglos transmitivos o lentes la transmiten a través de la superficie. La corneta en este caso se coloca detrás de la superficie. Hay dos tipos principales de lentes: RADANT y Fox [15-17]. La primera es una lente reconfigurable, en la que el índice de refracción puede ser artificialmente modificado cuando se carga con elementos conmutadores (por ejemplo, con diodos pin). Como consecuencia, es posible reconfigurar el patrón de radiación de la lente para obtener diferentes ángulos de escaneo. El segundo tipo de lente consiste de un conjunto de elementos radiadores, también impresos sobre un metal y arreglados de forma periódica, para formar una superficie selectiva de frecuencia (SSF). Varias SSF se usan para formar una SSF multicapa. Las múltiples capas introducen un desplazamiento de fase adecuado para modificar y reconfigurar la lente [16].

Como puede observarse, el desplazador de fase es el elemento principal en las antenas reconfigurables. Este elemento permite explorar el espacio circundante y

dota a la antena de dinamismo. Esta capacidad de adaptación se logra cuando los elementos que forman el desplazador de fase pueden ser controlados electrónicamente por medio de conmutadores, por ejemplo diodos pin o interruptores FET. Otras características deseables en un desplazador de fase son: muy baja potencia requerida por los elementos de control, bajas pérdidas de inserción, alta linealidad y rango dinámico, capacidad de manejar grandes potencias, tamaño pequeño, bajo costo y alta sintonización.

Actualmente, los elementos conmutadores en los desplazadores de fase están basados en materiales como ferrita y semiconductores. Y hasta ahora han sido una buena solución para los sistemas de arreglos de fase. Sin embargo, el uso de semiconductores representa altas pérdidas en frecuencias de microondas y afectan seriamente el desempeño del sistema. Por lo cual, no son una opción si se requiere un desplazador de fase de bajas pérdidas y bajo costo en dichas frecuencias [18-22].

En la última década, la tecnología RF MEMS ha surgido como una potencial alternativa a los dispositivos semiconductores, ofreciendo resolver muchos de los problemas relacionados con su contraparte. Como consecuencia, se han desarrollado nuevos componentes y sistemas basados en RF MEMS, particularmente para aplicaciones en microondas. Los RF MEMS posibilitan la realización de componentes tales como interruptores con bajas pérdidas de inserción, bajo consumo de potencia, alta linealidad y excelente comportamiento en ondas milimétricas. Sin embargo, uno de los retos vigentes más importantes de la tecnología RF MEMS es implementar desplazadores de fase para aplicaciones en antenas reconfigurables, con mejor desempeño que las antenas con desplazadores de fase tradicionales en términos de pérdidas, tamaño y costo.

Las antenas reconfigurables tradicionales son implementadas usando componentes producidos separadamente (tales como la red de alimentación, elementos conmutadores, desplazadores de fase, etc.). Como resultado, se necesita una conexión híbrida entre estos componentes. Esto incrementa no sólo el tamaño del arreglo y su costo, sino también introduce efectos parásitos, costos de empaquetamiento y pérdidas. Para contrarrestar estas desventajas, existe la idea de integrar todos estos componentes en el mismo proceso de fabricación, formando una antena reconfigurable monolítica. La tecnología RF MEMS tiene el potencial para formar parte de dicho sistema debido a las ventajas antes mencionadas, a su desempeño en frecuencia y a su compatibilidad con la tecnología planar. El desafío principal radica en este último punto. Es decir, hay que desarrollar una nueva tecnología de circuitos integrados para microondas que sea compatible y adecuada tanto para la tecnología RF MEMS como para la tecnología de antenas reconfigurables.

Por lo tanto, podemos enumerar los retos que tiene la tecnología de antenas reconfigurables para su desarrollo actual. Entre estos podemos mencionar los siguientes:

- Desarrollo de nuevas geometrías para los elementos radiadores de los arreglos con el fin de facilitar su reconfiguración electrónica.
- Diseñar circuitos de polarización para elementos conmutadores que no afecten a la antena.
- Desarrollar interruptores RF MEMS que sean compatibles con la tecnología de fabricación de las antenas.
- Desarrollar una nueva tecnología de fabricación de circuitos integrados para microondas, con el fin de integrar completamente todos los elementos que conforman una antena reconfigurable electrónicamente.

1.2. Interruptores RF MEMS

Como se menciona anteriormente, la tecnología RF MEMS tiene el potencial para fabricar sistemas de comunicaciones tales como antenas reconfigurables. Debido a este enorme potencial, desde hace más de una década se ha realizado una extensa investigación en dispositivos RF MEMS. Entre estos podemos mencionar inductores, capacitores variables, resonadores, filtros e interruptores.

En particular, el interruptor RF MEMS ha tenido mucha atención y posiblemente es el dispositivo MEMS más investigado. La razón principal de este interés es el hecho de que un elemento conmutador es el dispositivo básico para muchas aplicaciones de microondas, entre las cuales podemos mencionar redes conmutables y de acoplamiento, interruptores de un polo N-tiros, filtros sintonizables, SSFs, desplazadores de fase y antenas.

Un interruptor RF MEMS típico, consiste de tres elementos principales:

- Línea de transmisión
- Estructura mecánica
- Actuador

Como todo dispositivo de microondas, un interruptor debe tener una línea de transmisión. Las dos más utilizadas son la línea microcinta (MSL) y la guía de onda coplanar (CPW). La MSL consiste de una cinta conductora de ancho W impresa sobre un sustrato aterrizado de espesor h y permitividad relativa ϵ_r . La figura 1.1a muestra las líneas de campo electromagnético. La CPW consiste de una cinta conductora W y dos cintas conductoras de ancho infinito colocadas a cada lado de la primera cinta una distancia S . Los tres conductores se imprimen

sobre un sustrato de espesor h y permitividad relativa ϵ_r . La figura 1.1b ilustra esta línea de transmisión.

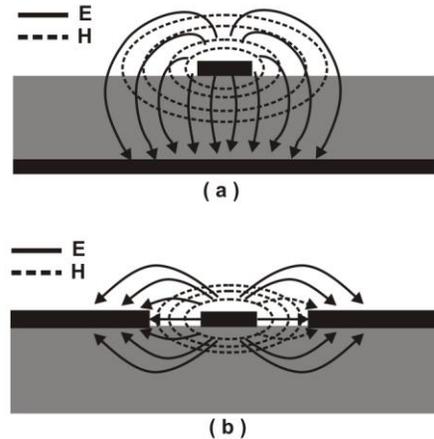


Figura 1.1. Líneas de transmisión más comúnmente usadas en interruptores RF MEMS.

La estructura mecánica es una discontinuidad que se introduce en la línea de transmisión con el fin de modificar sus características de transmisión y reflexión. El puente de aire y la viga voladiza (*airbridge* y *cantilever* respectivamente) son las estructuras mecánicas típicas en un interruptor RF MEMS. El puente de aire es un elemento muy conocido en el diseño de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC). En estos dispositivos son indispensables para asegurar la polarización de áreas activas en el circuito integrado (CI); para mantener el potencial de tierra a través de la oblea; para conectar elementos en acopladores interdigitales e inductores espirales planares; para conectar líneas ranuradas acopladas; etc. El puente de aire es un elemento cuyas características dependen de la frecuencia causando pérdidas y desplazamiento de fase. Estos efectos dependen del tamaño físico y de la localización del puente dentro del circuito, y se hacen mucho más evidentes mientras el número de puentes sea mayor. Típicamente, la altura del puente es de 3-5 μm , su ancho de 50-250 μm y longitud de 300-1000 μm [23]. El *cantilever*, por su parte, es un elemento relativamente nuevo y de uso casi exclusivo en la tecnología MEMS. Generalmente se encuentra acompañado de una pequeña abertura (*gap* en inglés) en el conductor de una MSL o en el conductor central de una CPW, figura 1.4a. El *cantiléver* tiene un extremo anclado al sustrato y el otro *volando* justo sobre el *gap* formado en la línea de transmisión. El *cantiléver* modifica las características

electrodinámicas del *gap*, transformando los parámetros de dispersión de la línea de transmisión.

El actuador es la parte que proporciona movimiento a la estructura mecánica. Puede diseñarse como parte integral del circuito de RF, o bien como un circuito aparte. En un puente de aire o en un *cantilever*, el actuador provoca que estas estructuras colapsen sobre la línea de transmisión. Como resultado, las características electrodinámicas de la discontinuidad y de la línea de transmisión se ven modificadas. Usualmente, un puente de aire se transforma en un capacitor metal-dieléctrico-metal (MDM) y un *cantilever* cierra el *gap* presente en la línea de transmisión mediante un contacto metal-metal. El colapso se logra introduciendo una fuerza (que puede ser electrostática, magnetostática, térmica, piezoeléctrica o una combinación) que actúe en sentido opuesto a como lo hace la fuerza elástica de la estructura mecánica. Debido a las características de fabricación por micromaquinado superficial, la actuación electrostática es la más popular entre los RF MEMS. Otra ventaja de este tipo de actuación es la simplicidad de su diseño, su rápida respuesta, su muy bajo consumo de potencia y no requiere de materiales y procesamientos especializados.

1.2.1. Tipos de interruptores

Las investigaciones de interruptores RF MEMS han establecido dos tipos principales de interruptor:

- Serie
- Paralelo

Un interruptor RF MEMS normalmente presenta dos estados discretos: alto y bajo. El estado ALTO es cuando la estructura mecánica del interruptor se encuentra suspendida, figura 1.2a. Por el contrario, el estado BAJO se presenta cuando la estructura está colapsada, figura 1.2b. Cada estado del interruptor tiene un efecto diferente en la línea de transmisión, lo cual produce dos configuraciones: serie y paralelo. En la configuración en serie, el interruptor en estado BAJO establece idealmente un cortocircuito en la línea de transmisión, comúnmente haciendo contacto metal-metal (óhmico) con ella, figura 1.3a. El interruptor es modelado como una resistencia R_S en serie con la línea. Si el interruptor se encuentra en estado ALTO, la línea de transmisión está interrumpida (idealmente un circuito abierto) por lo cual no existe propagación de la señal entre los puertos. En este caso, el interruptor es modelado como un capacitor C_{UP} (también se le identifica como C_{OFF}). En esta configuración el interruptor está normalmente en estado ALTO.

En la configuración en paralelo, el interruptor permite la propagación de la señal entre los puertos de la línea de transmisión cuando está en estado ALTO. La estructura mecánica forma un capacitor metal-dieléctrico-aire-metal (MDAM) en la línea de transmisión, cuyo modelo es un capacitor C_{UP} en paralelo. En el estado BAJO, el interruptor forma un capacitor metal-dieléctrico-metal (MDM) C_{DOWN} , con la línea de transmisión estableciendo un cortocircuito virtual en frecuencias de microondas. La señal entonces es dirigida a tierra evitando la transmisión entre los puertos. En esta configuración el interruptor se encuentra normalmente ALTO. En la figura 1.3 se ilustran las configuraciones de un interruptor y sus circuitos equivalentes.

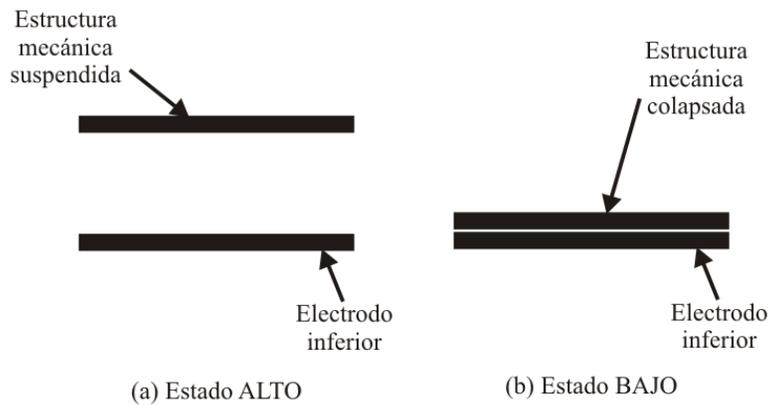


Figura 1.2. Ilustración de los dos estados discretos de un interruptor RF MEMS.

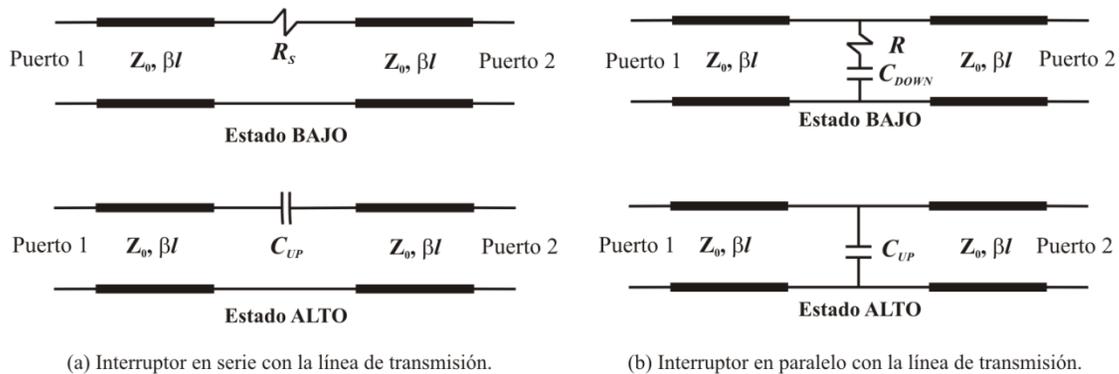


Figura 1.3. Configuraciones de un interruptor con respecto a la línea de transmisión: (a) en serie el interruptor se modela como una resistencia cuando se encuentra en estado BAJO, y como un capacitor cuando se encuentra en estado ALTO; (b) en paralelo el interruptor se modela como un circuito RC serie cuando el estado es BAJO, y como un capacitor cuando el estado es ALTO.

La figura 1.4a muestra la implementación típica de un interruptor serie. Como puede observarse, el electrodo de actuación está fuera de la línea de transmisión. Esto permite un área de actuación grande y un voltaje de actuación pequeño. Debe notarse que el mecanismo de actuación es independiente del circuito de RF. La figura 1.4b ilustra otra forma de implementar un interruptor serie usando una línea CPW. Puede verse como dos vigas voladizas unidas en el centro. En la figura 1.4c se enseña la implementación típica de un interruptor paralelo. En este caso, el mecanismo de actuación está integrado con la línea de transmisión. Existe menos espacio para suspensiones y menos área de actuación. Como consecuencia, la estructura mecánica es más rígida y su voltaje de actuación puede ser mayor que el de un interruptor serie. Por esta razón, se han implementado suspensiones muy flexibles tales como en forma de "L", pata de cangrejo o serpentinadas.

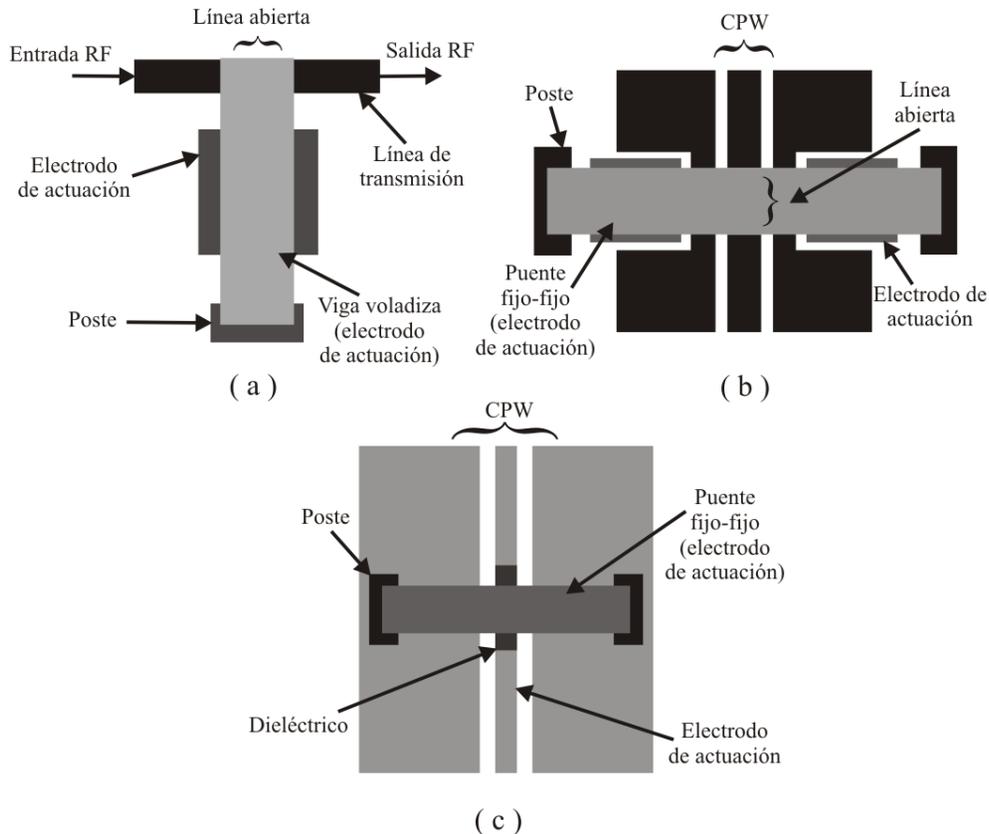


Figura 1.4. Implementaciones típicas de un interruptor. En serie: a) viga voladiza actuando como GATE, la entrada de RF como DRAIN y la salida de RF como SOURCE (en analogía a un FET); y b) puente de aire abriendo o cerrando el conductor central de una CPW. En paralelo: c) puente de aire en paralelo con una CPW.

1.2.2. Interruptor serie

Desde una perspectiva electromecánica, un interruptor se comporta como un sistema amortiguado de masa-resorte actuado por una fuerza electrostática. El movimiento del sistema sólo se presenta de manera vertical (eje z), por lo cual es un sistema con un único grado de libertad. El análisis electromecánico indica que el voltaje llamado de *pull-in*, está dado por la bien conocida expresión

$$V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\epsilon_0 A}} \quad (1.1)$$

Donde g_0 es la distancia entre los electrodos de actuación, k es la constante de resorte (variable que depende del tipo de material, método de fabricación y tipo de suspensión utilizada en la estructura mecánica), A es el área de actuación y ϵ_0 es la permitividad del vacío. Se ha señalado en [20] que k para una viga voladiza está dada por

$$k = 2Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \left[\frac{1 - \frac{x}{l}}{3 - 4\left(\frac{x}{l}\right)^3 + \left(\frac{x}{l}\right)^4} \right] \quad (1.2)$$

Y para un puente de aire por

$$k = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \left(\frac{27}{49}\right) + 8\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \left(\frac{3}{5}\right) \quad (1.3)$$

Donde w , t y l son las dimensiones de la estructura, E es el modulo de Young, ν es la razón de Poisson y σ es el esfuerzo residual del material. La variable x determina el empalme entre el extremo libre de la viga voladiza y la línea de transmisión, figura 1.4a. Para valores típicos del estado del arte ($k=10$ N/m, $A=10000 \mu\text{m}^2$ y $g_0=2.5 \mu\text{m}$), el voltaje de *pull-in* es 23 V. El voltaje de actuación es comúnmente tomado como 1.2 – 1.4 V_p .

Desde la perspectiva electromagnética, el interruptor se modela como un capacitor de placas paralelas en el estado ALTO. Por lo tanto, C_{UP} es igual a

$$C_{UP} = \frac{\epsilon_0 A}{g_0 + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \quad (1.4)$$

Donde t_d es el espesor del dieléctrico existente entre las placas. Esta capacitancia es aproximadamente 40 % más grande debido al campo de fuga [23]. Suele tener un valor de algunas decenas de fF. En el estado BAJO, tiene una resistencia R_s

dependiente del contacto. Típicamente esta resistencia tiene valor $\leq 1-2 \Omega$. El aislamiento de un interruptor serie está dado por [24]

$$|S_{21}|^2 = 4\omega^2 C_{UP}^2 Z_0^2 \quad (1.5)$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión y comúnmente se le asigna un valor de 50Ω . Las pérdidas de inserción están dadas por [24]

$$|S_{21}|^2 = 1 - \frac{R_S}{Z_0} \quad (1.6)$$

Con una C_{UP} de 2-4 fF y una R_S de 1Ω , el aislamiento resulta en $\sim 20-25 \text{ dB @ } 40 \text{ GHz}$ y las pérdidas de inserción en $\sim 0.15 \text{ dB @ } 40 \text{ GHz}$.

1.2.3. Interruptor paralelo

Electromecánicamente, un interruptor paralelo utiliza las mismas estructuras mecánicas que el interruptor serie. Por lo tanto, rigen las mismas ecuaciones mecánicas que aplican para un interruptor serie descritas anteriormente. Sin embargo, la implementación clásica de un interruptor paralelo es la de puente de aire, figura 1.4c. Los soportes están localizados sobre los planos de tierra de una CPW, de esta forma se aterriza el puente. También se puede utilizar una microcinta (MSL) como línea de transmisión, en este caso los soportes del puente se conectan a tierra de dos maneras: perforando el sustrato hasta el plano de tierra (*via holes*) o utilizando un pedazo de línea radial $\lambda/4$.

Desde la perspectiva electromagnética, este interruptor también se modela como un capacitor de placas paralelas en el estado ALTO, ecuación (1.4). En el estado BAJO, el contacto es capacitivo por lo cual existe una capacitancia C_{DOWN} igual a

$$C_D = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t_d} \quad (1.7)$$

Esta capacitancia es aproximadamente 35 % menor debido a la rugosidad de la superficie del dieléctrico. Su valor típico es de 1-20 pF. También existen una resistencia R_S dependiente del contacto, de las pérdidas del metal y de la línea; y una inductancia L dependiente de la geometría del puente. Por lo tanto, el aislamiento en un interruptor paralelo puede definirse como [24]

$$|S_{21}|^2 = \begin{cases} \frac{4}{\omega^2 C_D^2 Z_0^2} & f \ll f_0 \\ \frac{4R_S^2}{Z_0^2} & f = f_0 \\ \frac{4\omega^2 L^2}{Z_0^2} & f \gg f_0 \end{cases} \quad (1.8)$$

Donde f_0 es la frecuencia de resonancia del interruptor en estado BAJO, dada por

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_d}} \quad (1.9)$$

En el estado ALTO las pérdidas de inserción se definen como

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega C_{UP} Z_0}{2}\right)^2}} \quad (1.10)$$

1.3. Conclusiones

Los dos tipos de interruptores que se han mencionado son ampliamente utilizados. Sin embargo, en este trabajo de investigación hemos elegido un interruptor paralelo como base de nuestra investigación. La razón de esta elección es la facilidad de su diseño. Un interruptor serie es en general un sistema más complejo de diseñar que un interruptor paralelo. Además, un interruptor paralelo tiene las siguientes ventajas [24]:

- Mayor banda de operación (han sido implementados hasta 110 GHz)
- Facilidad para incorporar mecanismos de actuación
- Fabricación relativamente más sencilla
- Actuación electrostática de fácil implementación
- Permite el diseño de sistemas más complejos
- Consumo de potencia virtualmente cero
- Muy baja resistencia serie (0.1-0.2 Ω)
- Compatibilidad con la tecnología MIC.
- Una CPW permite a los elementos del circuito ser conectados en serie o en paralelo.

El interruptor paralelo capacitivo presenta tres desafíos de diseño:

- 1) lograr buen desempeño en frecuencia
- 2) ser compatible con aplicaciones más complejas, y

3) tener bajo voltaje de actuación

El primer objetivo depende en primer lugar de los materiales utilizados en su fabricación y de su fabricación misma. Por ejemplo, para obtener un interruptor de bajas pérdidas en frecuencias de microondas, se debe elegir un sustrato, un dieléctrico y metales apropiados. La tabla 1 presenta un resumen del estado del arte de interruptores RF MEMS. De dicha tabla, se puede deducir que existe un mejor comportamiento en aquellos interruptores que utilizan un sustrato de alta resistividad. Otro aspecto importante es cómo diseñar una CPW adecuada y qué tipo de puente se utilizará.

El segundo objetivo está enfocado en satisfacer las necesidades de una aplicación particular para el interruptor. Al ser dispositivos de microondas, deben ser capaces de interactuar con otros dispositivos y sistemas de microondas. Entonces, la integración y compatibilidad con la tecnología de microondas (MIC) es muy importante para estos elementos conmutadores. Por lo tanto, se debe ser capaz de diseñar un proceso de fabricación que tome en cuenta esta exigencia. Por último, los materiales y los procesos de fabricación y el diseño de los interruptores deben ser comprobados experimentalmente.

El tercer objetivo se consigue si la suspensión del puente es flexible. Para ello, es importante establecer cómo suspender el puente sin deteriorar sus demás características. La suspensión típica consiste en anclar los dos extremos del puente. Esta suspensión es rígida y presenta voltajes de actuación altos. En cambio, si la suspensión es de cuatro extremidades el voltaje es menor. Más aun, si la suspensión es de serpentinas entonces se consigue un voltaje de actuación extremadamente bajo. Otra idea muy popular es aumentar el área de actuación, lo cual se logra poniendo más electrodos de actuación a costa de aumentar la complejidad del diseño.

Como consecuencia de estos requerimientos, un interruptor paralelo debe tener las siguientes características extraídas del estado del arte (ver tabla 1):

- Configuración eléctrica: paralelo
- Tipo de contacto: capacitivo
- Línea de transmisión: CPW
- Sustrato: dieléctrico con bajas pérdidas
- Suspensión: flexible de cuatro *brazos*
- Estructura mecánica: tipo puente
- Desempeño en frecuencia: comparable al estado del arte (IL = 0.2 - 1-5 dB @ 8 - 50 GHz; aislamiento = 13 - 50 dB @ 8 - 50 GHz)
- Voltaje de actuación = 15 - 90 V
- Línea de transmisión = la más popular es la CPW

- Suspensión = puente de aire con algún tipo de geometría para reducir la rigidez
- Puente = metálico (Al, Au)
- Sustrato = se prefieren sustratos de alta resistividad recubiertos con una capa aislante, generalmente un óxido.
- Material de sacrificio = el más utilizado es la fotorresina (PR) debido a que simplifica la fabricación.
- Liberación = el procedimiento más común es el ataque de plasma de oxígeno y el secado súper crítico.

Con estas características como punto de partida, se puede proponer el siguiente diseño de un interruptor RF MEMS:

- Configuración eléctrica: paralelo
- Tipo de contacto: capacitivo
- Línea de transmisión: CPW
- Sustrato: dieléctrico con bajas pérdidas
- Suspensión: flexible de cuatro *brazos*
- Estructura mecánica: tipo puente
- Desempeño en frecuencia: comparable al estado del arte

Tabla 1.1. Estado del arte de los interruptores RF MEMS [25-35]

Interruptor	UPM-CEA-LETI	Toshiyoshi	Seul-Chonbuk	RADANT MEMS	NanoLab	CNR-UR-IMM-FBK	IMM-CNR	De Flaviis, UCI	IMBEC-KUL	Rebeiz, Limoges	LAAS-CNRS
Tipo	Serie-ohmico	Serie-ohmico	Serie-ohmico	Serie ohmico	Paralelo capacitivo	Paralelo capacitivo	Paralelo capacitivo	Paralelo-capacitivo	Paralelo-capacitivo	Serie-paralelo	Paralelo-capacitivo
Sustrato	Si-SiO	SOI	SiOG	-	Si-HR	Si-HR	GaAs	Cuarzo	Cuarzo	Si-HR	Si-BCB
Estructura mecánica	Puente (SIN)	-	Viga voladiza (Si)	-	Puente (Au-Ni-Au)	Puente (Au-Cr)	Puente (Au)	Puente (Au-PR)	Puente (Ni)	Viga voladiza	Puente (Au)
Dielectrico	-	-	-	-	AlN	SiO	TaO ₅	Si ₃ N ₄	-	SiCr	Si ₃ N ₄
Material de sacrificio	-	PR	-	-	Cu	SU-8	PR	PR, polyimide	Polyimide	PMMA PMGI	PR
Liberación	-	Wet etching	-	-	-	-	Super Critical Dryer	Wet etching, plasma O ₂	Plasma O ₂	Super Critical Dryer	Wet etching
Suspensión	Fijo-Fijo	-	Cangrejo	-	Serpentina	Fijo-fijo	-	Fijo-fijo	Cangrejo	-	Fijo-fijo 8 brazos
Gap [µm]	-	5	2.5	-	4.5	3	3	5	3	0.5	3
Voltaje de actuación [V]	50	90	15-30	90	22.5	20	15-20	28	50	60	30
T-Line	CPW	CPW	CPW	-	CPW	CPW	CPW	CPW	CPW	CPW	GCPW
IL [dB]	1.5 @ 8-12 GHz	0.56 @ 12 GHz	1.12 @ 50 GHz	0.4 @ 30 GHz	0.5 @ 25 GHz	0.5 @ 10 GHz	0.2 @ 20 GHz	0.4 @ 10 GHz	0.3 @ 2.5 GHz	0.9 @ 40 GHz	0.27 @ 20 GHz
Aislamiento [dB]	35 @ 8-12 GHz	51.4 @ 12 GHz	42.2 @ 50 GHz	13 @ 30 GHz	22 @ 25 GHz	25 @ 13 GHz	38 @ 23 GHz	20 @ 10 GHz	15 @ 2.5 GHz	20 @ 40 GHz	48 @ 20 GHz
C _{UP} [fF]	1	1.19	-	-	86-89	-	70	-	1700	4.8	80
C _{DOWN} [pF]	-	-	-	-	0.5	-	1.32	-	3.2	-	2.3
Resistencia serie [Ω]	2.15	0.207	-	-	1.12-1.77	-	0.39	-	-	7	0.1

1.4. Referencias

- [1] D. Peroulis, K. Sarabandi y L. P. B. Katehi, "Design of Reconfigurable Slot Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 2, pp. 645-654, 2005.
- [2] E. Brookner, "Never Ending Saga of Phased Array Breakthroughs", *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology 2010*, pp. 61-73, 2010.
- [3] E. Brookner, "Phased Arrays and Radars – Past, Present and Future", *Microwave Journal*, pp. 24-46, 2006.
- [4] B.A. Cetiner, H. Jafarkhani, J. Y. Qian, H. J. Yoo, A. Grau y F. De Flaviis, "Multifunctional Reconfigurable MEMS Integrated Antennas for Adaptive MIMO Systems", *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 42, No. 12, pp.62-70, 2004.
- [5] C. L. Goldsmith, D. I. Forehand, Z. Peng, J. C. M. Hwang y J. L. Ebel, "High-cycle life testing of RF MEMS switches", *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1805-1808, 2007.
- [6] J. R. De Luis y F. De Flaviis, "Frequency Agile Switched Beam Antenna Array System", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 10, pp. 3196-3204, 2010.
- [7] F. Yang y Y. Rahmat-Samii, "Patch Antennas with Switchable Slots (PASS) in Wireless Communications: Concepts, Design, and Applications", *IEEE Antennas and Propagations Magazine*, Vol. 47, No. 2, pp. 13-29, 2005.
- [8] G. M. Rebeiz, G. Tan y J. S. Hayden, "RF MEMS Phase Shifters: Design and Applications," *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 3, No. 2, pp. 72-81, 2002.
- [9] W. Hu, R. Cahill, J. A. Encinar, R. Dickie, H. Gamble, V. Fusco y N. Grant N, "Design and measurement of reconfigurable millimeter wave reflectarray cells with nematic liquid crystal", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 10, pp. 3112 - 3117, 2008.
- [10] S. V. Hum, M. Okoniewski y R. J. Davies, "Modeling and design of electronically tunable reflectarrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 8, pp. 2200 - 2210, 2007.

- [11] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi y T. Kuki, "60-GHz electrically reconfigurable reflectarray using p-i-n diode", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest MTT '09, pp. 1177-1180, 2009.
- [12] S. Montori, L. Marcaccioli, R. V. Gatti y R. Sorrentino, "Constant-phase dual polarization MEMS-based elementary cell for electronic steerable reflectarrays", European Microwave Conference EuMC 2009, pp. 33 - 36, 2009.
- [13] O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, S. Demir, T. Akin, "Beam switching reflectarray using RF MEMS Technology", The Second European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2007, pp. 1-6, 2007.
- [14] E. Carrasco, M. Barba y J. A. Encinar, "Electronically switchable-beam reflectarray antenna", The Fourth European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2010, pp. 12 - 16, 2010.
- [15] C. Chekroun, D. Heric, Y. Michel, R. Pauchard y P. Vidal, "RADANT: new method of electronic scanning", Microwave Journal., Vol. 24, pp. 45-53, 1981.
- [16] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, N. A. Martynyuk, "Multilayered Antenna Arrays Based on Loaded Ring Slot Resonators", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2002, Vol.4, pp. 236-239, 2002.
- [17] M. Euler y V. F. Fusco, "Frequency Selective Surface Using Nested Split Ring Slot Elements as a Lens With Mechanically Reconfigurable Beam Steering Capability," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 58, No. 10, pp. 3417-3421, 2010.
- [18] J. Lampen, S. Majumder, C. Ji y J. Maciel, "Low-Loss, MEMS Based, Broadband Phase Shifters", 2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (ARRAY), pp. 219-224, 2010.
- [19] B. Pillans, L. Coryell, A. Malczewski, C. Moody, F. Morris y A. Brown, "Advances in RF MEMS Phase Shifters from 15 GHz to 35 GHz", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT 2012), pp. 1-3, 2012.
- [20] K. Van Caekenberghe, "Modeling RF MEMS Devices", IEEE Microwave Magazine, Vol. 13, No. 1, pp. 83-110, 2012.
- [21] D. J. Chung, R. G. Polcawich, J. S. Pulskamp y J. Papapolymerou, "Reduced-Size Low-Voltage RF MEMS X-Band Phase Shifter Integrated on Multilayer Organic Package", IEEE Transaction on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 2, No. 10, pp. 1617-1622, 2012.

- [22] K. Topalli, O. A. Civi, S. Demir, S. Koc y T. Akin, "A Monolithic Phased Array Using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, No. 2, pp. 270-277, 2008.
- [23] G.M. Rebeiz, "RF MEMS: Theory, Design, and Technology", 1a. Ed. John Wiley and Sons, 2003.
- [24] G. M. Rebeiz y J. B. Muldavin, "RF MEMS Switches and Switch Circuits", *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 2, No. 4, pp. 59-71, 2001.
- [25] E. Carrasco, M. Barba, B. Reig, C. Dieppedale y J. A. Encinar, "Characterization of a Reflectarray Gathered Element With Electronic Control Using Ohmic RF MEMS and Patches Aperture-Coupled to a Delay Line", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 9, pp. 4190-4201, 2012.
- [26] D. Yamane, W. Sun, H. Seita, S. Kawasaki, H. Fujita y H. Toshiyoshi, "A Ku-band Dual-SPDT RF-MEMS Switch by Double-Side SOI Bulk Micromachining", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 20, No. 5, pp. 555-558, 2011.
- [27] Y. Lee, Y. Jang, J. Kim y Y. Kim, "A 50-110 GHz Ohmic Contact RF MEMS Silicon Switch with High Isolation", *IEEE 23rd International Conference on MEMS*, pp. 759-762, 2010.
- [28] J. Maciel, S. Majumder, J. Lampen y C. Guthy, "Rugged and Reliable Ohmic MEMS Switches", *IEEE International Microwave Symposium Digest MTT-S 2012*, pp. 1-3, 2012.
- [29] M. Fernandez-Bolaños, E. Buitrago y A. M. Ionescu, "RF MEMS Shunt Capacitive Switches Using AlN Compared to Si₃N₄ Dielectric", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 21, No. 5, pp. 1229-1240, 2012.
- [30] A. Lucibello, E. Proietti, F. Giacomozzi, R. Marcelli, G. Bartolucci y G. De Angelis, "RF MEMS Switches Fabrication by using SU-8 Technology", *Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP 2012)*, pp. 234-239, 2012.
- [31] A. Persano, A. Cola, G. De Angelis, A. Taurino, P. Siciliano y F. Quaranta, "Capacitive RF MEMS Switches With Tantalum-Based Materials", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 20, No. 2, pp. 365-370, 2011.
- [32] M. Lee, Y. Zhang, C. Jung, M. Bachman, F. De Flaviis, G. P. Li, "A Novel Membrane Process for RF MEMS switches", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 19, No. 3, pp. 715-717., 2010.

- [33] P. Ekkels, X. Rottenberg, P. Czarnecki, R. Puers y H. A. C. Tilmans, “Simple and Robust Air Gap-Based MEMS Switch Technology for RF-Applications”, IEEE 22nd International Conference on MEMS, pp. 856-859, 2009.
- [34] R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy y G. M. Rebeiz, “Miniature MEMS Switches for RF Applications”, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 20, No. 6, pp. 1324-1335, 2011.
- [35] V. Puyal, D. Dragomirescu, C. Villeneuve, J. Ruan, P. Pons y R. Plana, “Frequency Scalable Model for MEMS Capacitive shunt Switches at Millimeter-Wave Frequencies”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, No. 11, pp. 2824-2833, 2009.

Capítulo 2. Análisis electrodinámico y electromecánico de interruptores RF MEMS

Introducción

Los interruptores eléctricos clásicos han sido dispositivos ampliamente usados en circuitos integrados para microondas (MICs), tales como redes acopladoras de impedancias, amplificadores, filtros sintonizables, antenas, aplicaciones de radar, superficies selectivas de frecuencia (SSF), desplazadores de fase, entre otras [1-8]. Estos interruptores están basados en la tecnología de estado sólido. Sin embargo, dichos dispositivos tienen pérdidas de inserción grandes y aislamiento pobre en frecuencias de ondas milimétricas. Por esta razón, los interruptores RF MEMS son considerados como una alternativa muy prometedora para reemplazar a los dispositivos de estado sólido en sistemas de comunicaciones.

Un interruptor MEMS para aplicaciones en radio frecuencia (RF) y microondas (conocido como *RF MEMS switch*) es un dispositivo que, básicamente, permite o bloquea una onda electromagnética a través de su paso por una línea de transmisión, puede ser fabricado por medio de la tecnología de micromaquinado y conmuta entre sus estados por medio del movimiento libre, inducido por un actuador, de una estructura mecánica. En este capítulo se documenta el análisis, diseño y simulación de interruptores RF MEMS capacitivos.

2.1. Guía de onda coplanar (CPW)

Las líneas de transmisión son los elementos por los cuales se transfiere la energía electromagnética de un punto a otro en el espacio. Existen varios tipos de líneas de transmisión entre las cuales podemos mencionar las guías de ondas, los cables coaxiales y las líneas planares. Las líneas cinta, microcinta, ranurada, guía de onda coplanar son ejemplos de líneas de transmisión planares. Tales líneas son compactas, de bajo costo y pueden ser utilizadas en circuitos integrados de microondas con facilidad y versatilidad.

Una guía de onda coplanar (CPW) típica consiste de una cinta conductora central (de ancho W) y un plano de tierra semi-infinito a cada lado (de espesor t), y separado de la línea central una distancia G , figura 2.1, impresos sobre un sustrato de espesor h y permitividad relativa ϵ_r . Esta línea tiene un modo de propagación cuasi-TEM, figura 2.2. Las ventajas de una CPW son, entre otras, fabricación sencilla, fácil montaje superficial de dispositivos activos y pasivos, eliminación de hoyos para la conexión a tierra y reducción de las pérdidas por radiación [1-6]. Estas características permiten construir circuitos y componentes de microondas de banda ancha. Los interruptores RF MEMS basados en este tipo de línea de transmisión presentan, entre sus principales características, buenas características de transmisión y reflexión, excelente linealidad y bajo consumo de potencia [7]. Por ello, se eligió esta línea de transmisión como base para el desarrollo de un interruptor RF MEMS.

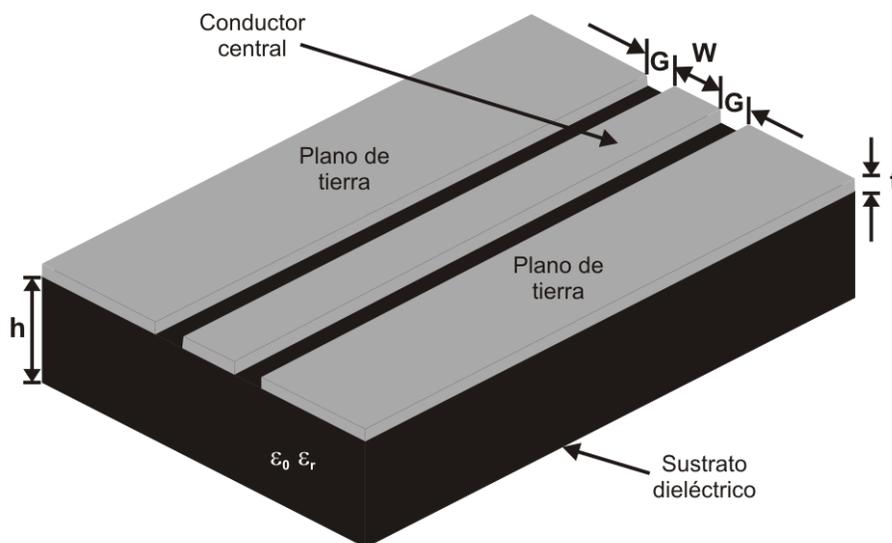


Figura 2.1. Esquema de una guía de onda coplanar (CPW) sobre un sustrato dieléctrico.

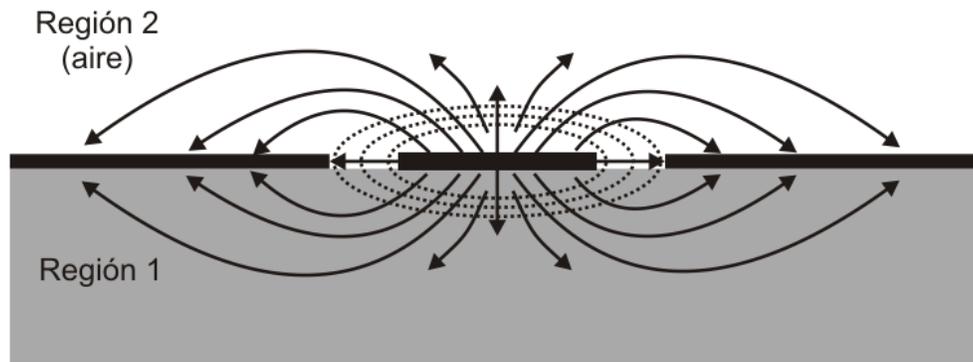


Figura 2.2. Distribución de los campos eléctrico (líneas continuas) y magnético (líneas punteadas).

El sustrato dieléctrico complica el comportamiento y análisis de la CPW debido a que sólo está presente debajo de la metalización. Esta situación genera dos regiones en las cuales se propaga el campo electromagnético como una superposición de los modos TE y TM. La propagación de ondas TEM no es posible debido a que su velocidad de fase en la región del dieléctrico es diferente a su velocidad de fase en la región de aire. Como resultado, un acoplamiento de la fase en la interface dieléctrico-aire es imposible de conseguir para este tipo de ondas electromagnéticas. Sin embargo, en aplicaciones prácticas, el sustrato dieléctrico es eléctricamente muy delgado ($h \ll \lambda$) haciendo posible una onda cuasi-TEM. Con esta consideración se pueden obtener soluciones, con muy buen grado de aproximación [8-12].

2.1.1. Impedancia característica (Z_0)

Para poder derivar ecuaciones que determinen la impedancia característica de una CPW y su constante dieléctrica efectiva, es común utilizar el método de mapeo conformal [13-16]. Esta aproximación utiliza dos consideraciones: *i*) el espesor del conductor es infinitamente delgado y *ii*) a todo lo largo de la frontera del dieléctrico se extienden paredes magnéticas, incluyendo las ranuras de la CPW. Además, se supone que los conductores son perfectos y que el dieléctrico es isotrópico. La CPW es entonces dividida en regiones parciales y se considera que el campo eléctrico solo existe sucesivamente en cada región parcial. De esta forma, la capacitancia de cada región se determina separadamente. La

capacitancia total será la suma de las capacitancias parciales. Por lo tanto, la capacitancia total C_{CPW} puede expresarse como [13]

$$C_{CPW} = C_1 + C_{air} \quad (2.1)$$

Con C_1 dada por

$$C_1 = 2\varepsilon_0(\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \quad (2.2)$$

Donde K es la integral elíptica completa de primer tipo cuyos módulos están dados por

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi W}{4h}\right)}{\sinh\left[\frac{\pi(W + 2G)}{4h}\right]} \quad (2.3)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.4)$$

Y C_{air} expresada como

$$C_{air} = 4\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k_0')} \quad (2.5)$$

Donde

$$k_0 = \frac{W}{W + 2G} \quad (2.6)$$

$$k_0' = \sqrt{1 - k_0^2} \quad (2.7)$$

Bajo la aproximación cuasi-estática, la constante dieléctrica efectiva ε_{eff} está definida como [13, 14]

$$\varepsilon_{eff} = \frac{C_{CPW}}{C_{air}} = 1 + \frac{\varepsilon_{r1} - 1}{2} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \frac{K(k_0')}{K(k_0)} \quad (2.8)$$

Y la impedancia característica Z_0 está dada por [14]

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_0')}{K(k_0)} \quad (2.9)$$

En las figuras 2.3, 2.4 y 2.5, la impedancia característica de la CPW es graficada como función del ancho del conductor central, del *gap* y del espesor del sustrato

respectivamente manteniendo fijos los demás parámetros. También se incluyen las impedancias características para sustratos con constantes dieléctricas diferentes. Como podría esperarse, las propiedades del sustrato tienen un efecto significativo en el desempeño de la CPW. Por ejemplo, para las mismas dimensiones, la línea con constante dieléctrica menor tiene una impedancia característica mayor. En la figura 2.3, si W crece Z_0 disminuye, este efecto es mayor para valores pequeños de W ($< 250 \mu\text{m}$). Si la CPW tiene dimensiones $G/W/G$ de $100/80/100 \mu\text{m}$ y $\epsilon_r = 4$, entonces $Z_0 = 83 \Omega$. Y si, por otro lado, tiene $G/W/G$ de $100/280/100 \mu\text{m}$ y $\epsilon_r = 4$, entonces $Z_0 = 54.3 \Omega$. En la figura 2.4, la impedancia característica de la línea aumenta de forma casi lineal cuando el *gap* aumenta. De hecho la pendiente es muy baja por lo que no es muy grande este efecto. Para $G/W/G$ de $100/280/100 \mu\text{m}$ y $\epsilon_r = 4$, establecimos que $Z_0 = 54.3 \Omega$. Y si ahora aumentamos el *gap* a $200 \mu\text{m}$, Z_0 será de 56.6Ω . Finalmente, la figura 2.5 ilustra el impacto que tiene en la impedancia característica el espesor del sustrato. Este efecto es mayor para valores pequeños de h ($< 200 \mu\text{m}$).

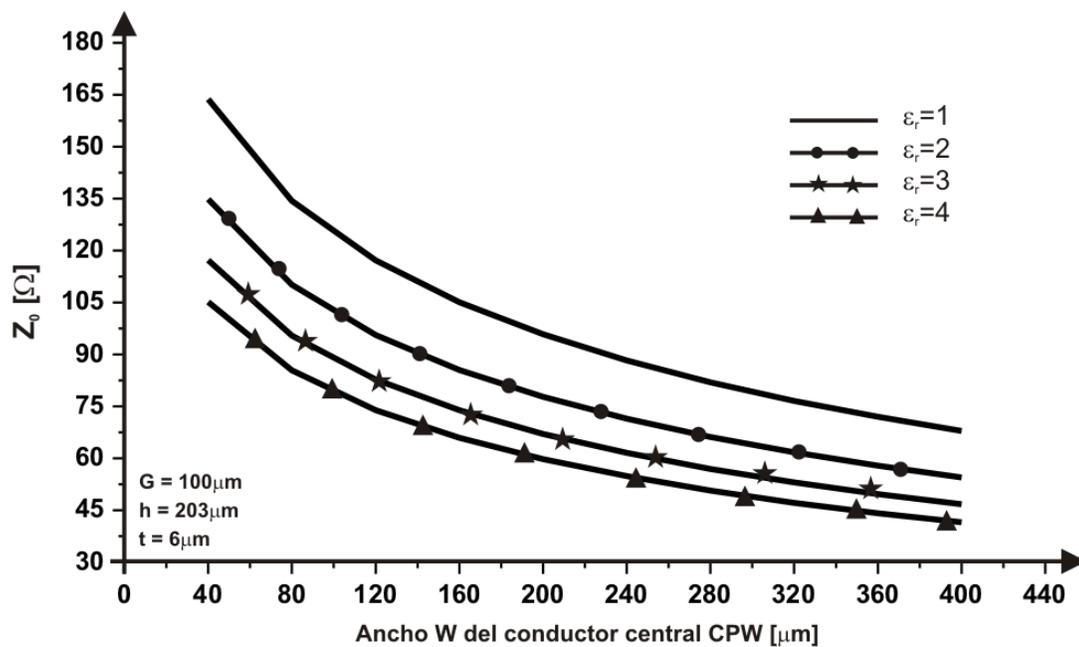


Figura 2.3. Impedancia característica de la CPW como función de W .

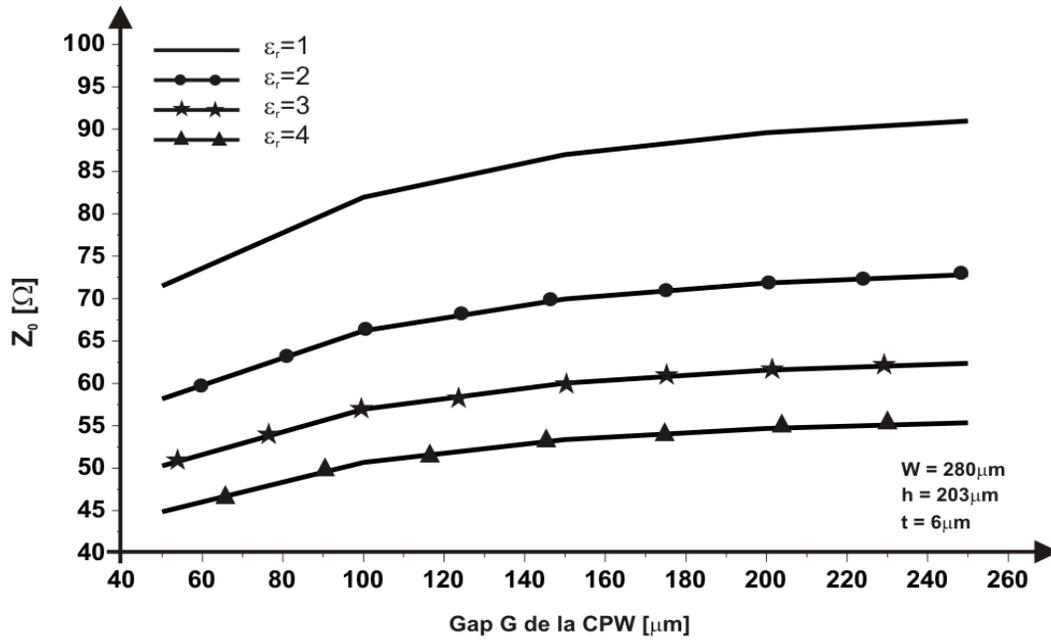


Figura 2.4. Impedancia característica de la CPW como función del gap G .

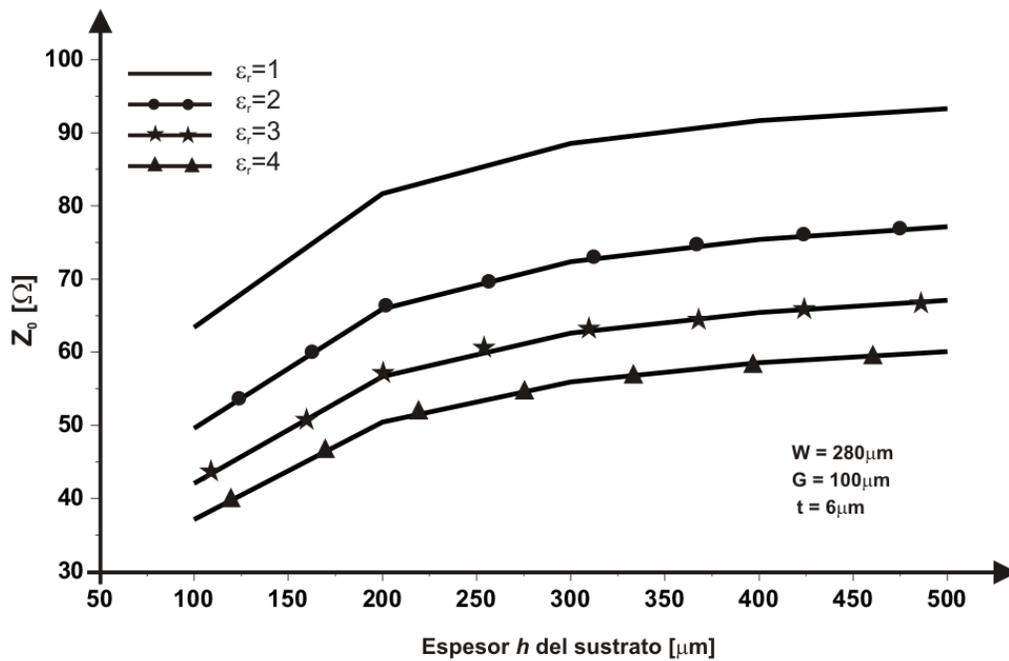


Figura 2.5. Impedancia característica de la CPW como función del espesor (h) del sustrato.

Las figuras 2.6 y 2.7 muestran las características típicas de reflexión y transmisión de una CPW. Puede observarse que prácticamente no hay reflexión de la onda electromagnética y, por el contrario, el coeficiente de transmisión es casi 1. La impedancia característica de esta CPW ($G/W/G = 100/280/100 \mu m$) es igual a $Z_0 = 54.3 \Omega$.

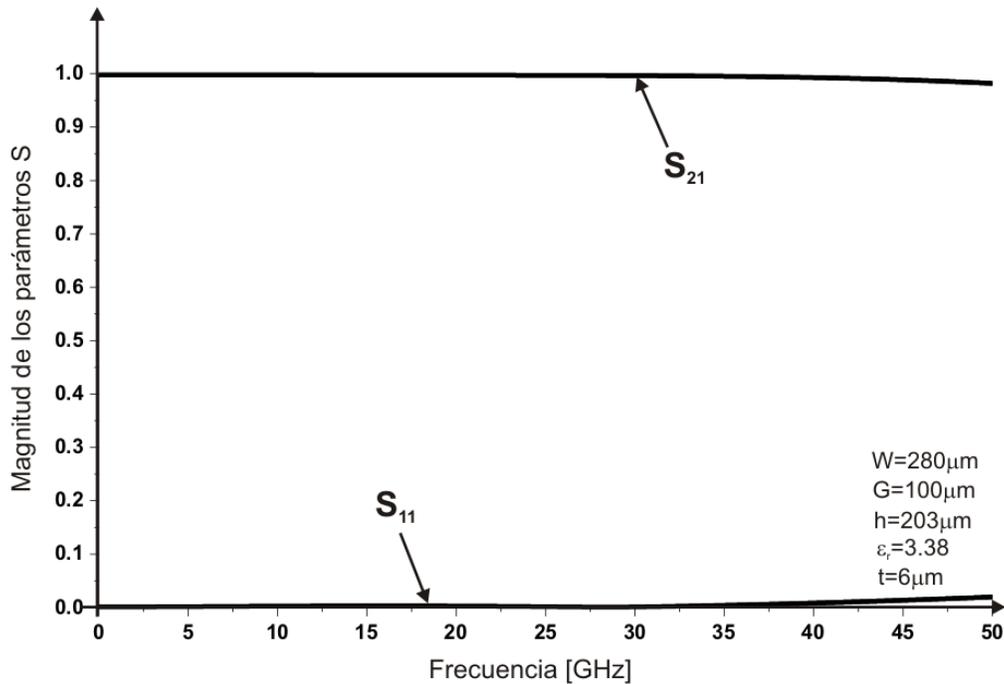


Figura 2.6. Características de reflexión y transmisión de una CPW con dimensiones $G / W / G = 100/280/100 \mu m$.

Como se mencionó anteriormente, las propiedades de los materiales tienen un efecto significativo en las características electrodinámicas de una CPW. Es bien conocido el hecho de que una CPW con sustrato de silicio de baja resistividad (aproximadamente $20 \Omega/cm$.) tiene pérdidas de inserción más grandes en comparación con silicio de alta resistividad ($4000 \Omega/cm$.). Y también que el espesor de la capa metálica afecta. Las pérdidas aumentan rápidamente cuando el espesor del metal es menor que dos o tres veces la profundidad de penetración [13]. Por lo tanto, se requiere un sustrato de alta resistividad y una capa metálica gruesa para minimizar las pérdidas en la CPW.

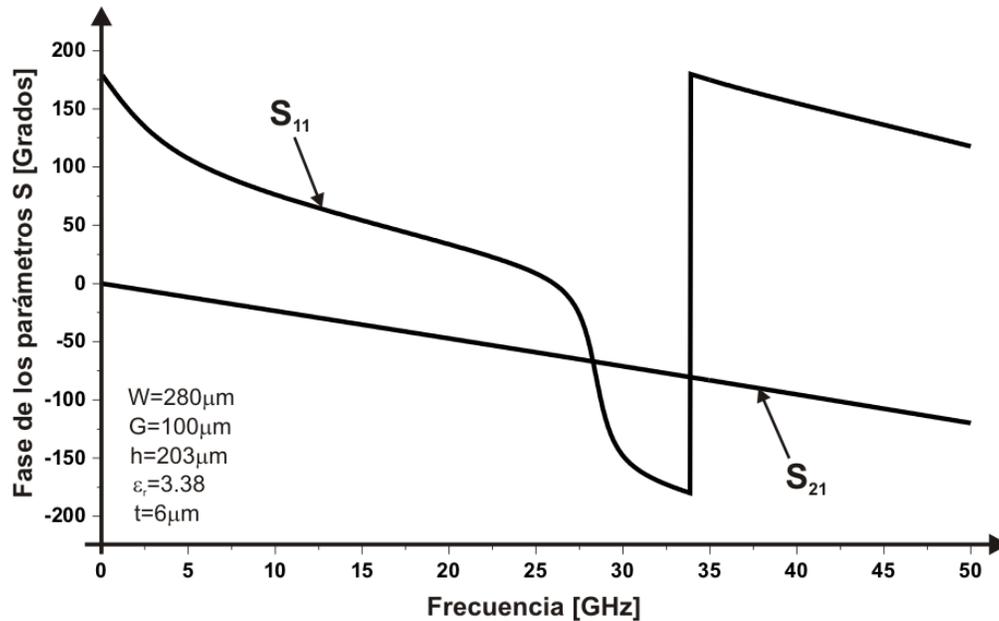


Figura 2.7. Fase de una CPW con dimensiones $G / W / G = 100/280/100 \mu\text{m}$.

2.1.2. Discontinuidades y circuitos en una CPW

Hay discontinuidades de uso tan frecuente en circuitos con CPW que se consideran como parte integral de su análisis. Entre tales discontinuidades encontramos CPW terminada en circuito abierto y cortocircuito, cambios en el ancho del conductor central, dobleces en ángulo recto, trozos de línea en serie y paralelo. Además, se emplean elementos tan importantes como puentes de aire, inductores, capacitores interdigitales y uniones “T” en circuitos con CPW.

Circuito abierto

Una CPW terminada en circuito abierto se ilustra en la figura 2.8a. Una capacitancia se genera a partir del campo eléctrico existente entre el extremo del conductor central y el plano de tierra que lo rodea. Dicha capacitancia da lugar a una reactancia, la cual es vista en el plano A-A' justo donde termina el conductor central. Como consecuencia, el circuito abierto aparenta estar una distancia l_{OC} más allá del extremo del conductor central. La capacitancia de circuito abierto C_{OC} es función de dicha distancia l_{OC} , de la ranura G y de la distancia g_1 . La capacitancia C_{OC} esta dada por [17]

$$C_{OC} = \frac{\tan(\beta l_{OC})}{\omega Z_0} \quad (2.10)$$

Donde β es la constante de fase dada por

$$\beta = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.11)$$

En [18, 19] se determina que l_{OC} esta dada por

$$l_{OC} = \frac{W + 2G}{4}, \quad \begin{cases} g_1 \geq W + 2G \\ 0.2 \leq \frac{W}{W + 2G} \leq 0.8 \end{cases} \quad (2.12)$$

Cortocircuito

En la figura 2.8b se muestra una CPW terminada en cortocircuito. En el extremo de las ranuras fluye una corriente provocando un almacenamiento de energía magnética detrás de la terminación. Esta energía da lugar a una reactancia inductiva localizada en el plano A-A'. Al igual que en la CPW terminada en circuito abierto, el cortocircuito aparenta estar más allá de la terminación física de las ranuras, dando lugar a una longitud denotada como l_{SC} . Dicha distancia es independiente de la frecuencia cuando la dispersión es pequeña. En [18], esta longitud es determinada como sigue

$$l_{SC} = \frac{W + 2G}{8}, \quad t < \frac{G}{3} \quad (2.13)$$

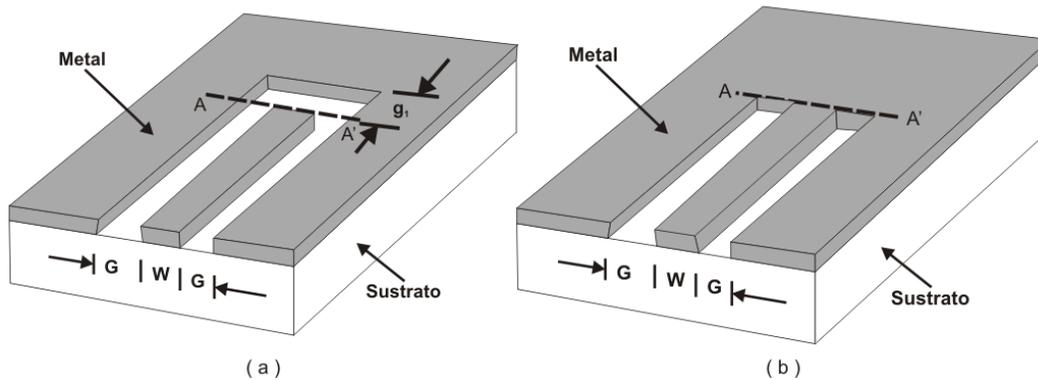


Figura 2.8. Discontinuidades en CPW: (a) CPW terminada en circuito abierto, (b) CPW terminada en cortocircuito.

En [20], la inductancia L_{SC} está definida como

$$L_{SC} = \frac{2Z_0^2}{\pi} \varepsilon_0 \varepsilon_r (a + b) \left[1 - \frac{1}{\cosh\left(\frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\right)} \right] \quad (2.14)$$

Donde

$$a = \frac{W}{2} \quad (2.15)$$

$$b = \frac{W}{2} + G \quad (2.16)$$

Las características de reflexión para una CPW terminada en circuito abierto y cortocircuito se pueden observar en las figuras 2.10 y 2.11. Idealmente, la onda incidente en una CPW terminada en circuito abierto se refleja totalmente. Es decir, el coeficiente de reflexión es igual a 1. En la realidad, parte de la onda es transmitida al espacio abierto detrás de la discontinuidad. Como consecuencia, se presenta un campo eléctrico adicional en el extremo de la CPW y radiación al espacio libre.

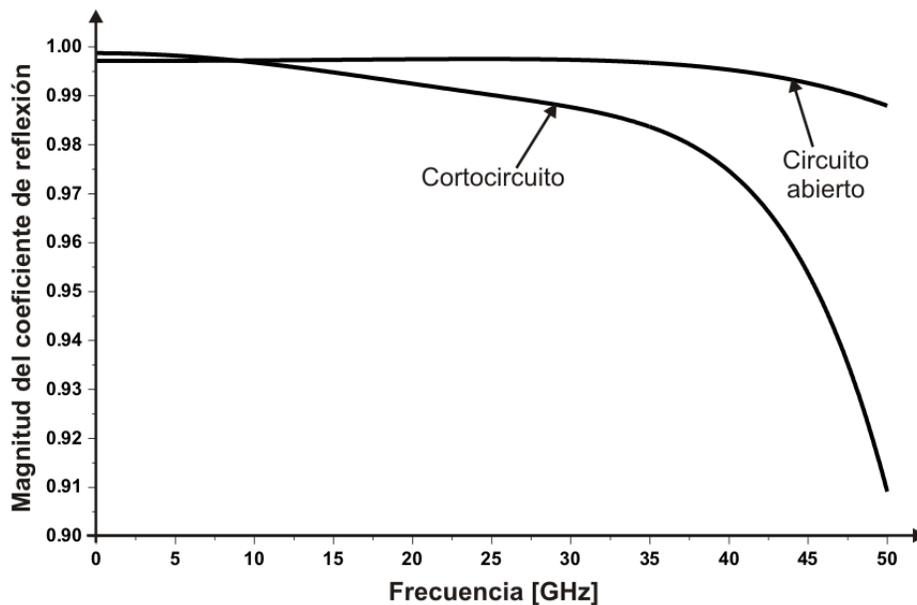


Figura 2.9. Magnitud del coeficiente de reflexión para una CPW (100/280/100) terminada en circuito abierto y en cortocircuito.

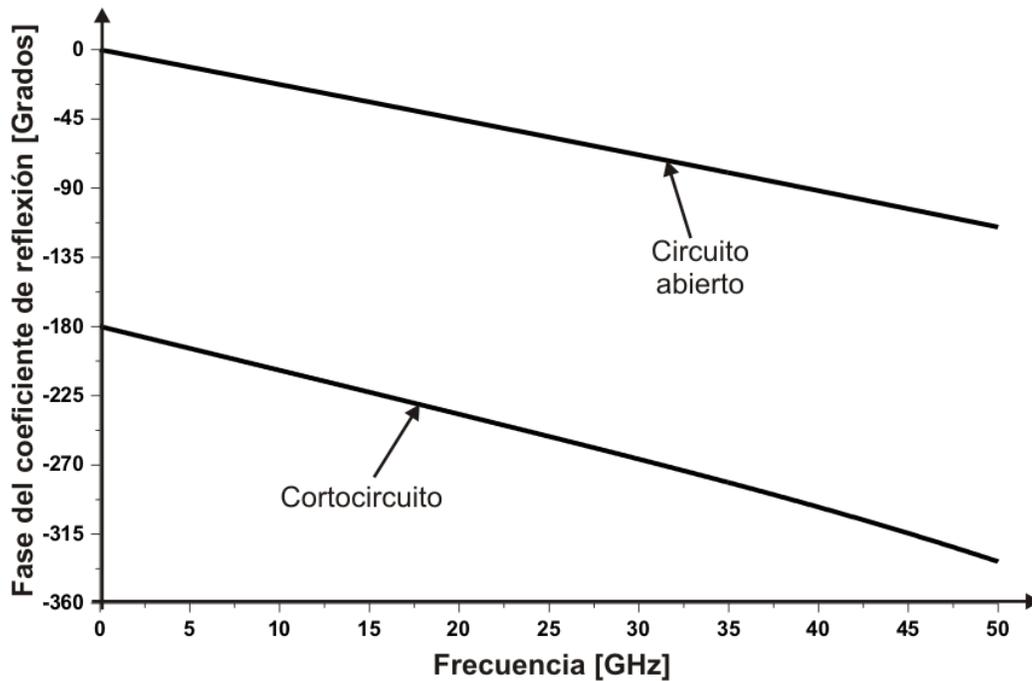


Figura 2.10. Fase del coeficiente de reflexión para una CPW (100/280/100) terminada en circuito abierto y en cortocircuito.

Puentes de aire

Dos tipos de puentes de aire en circuitos con CPW son los más investigados: 1) tipo A, en el cual el puente está formado por una cinta metálica (de longitud L , ancho w_{ab} , distancia sobre el conductor central (gap) g_0 y espesor t_{ab}) que conecta los planos de tierra, figura 2.11a; y 2) tipo B, el cual consiste de una cinta metálica (de longitud L , ancho w_{ab} , distancia sobre el conductor que une los planos de tierra (gap) g_0 y espesor t_{ab}) cuya función es unir los conductores centrales de dos CPW terminadas en circuito abierto, figura 2.11b [21].

Los puentes de aire (*air bridges*) son elementos indispensables en la tecnología MIC. Se han usado para polarizar dispositivos activos y para mantener el potencial de tierra en todo el circuito. Son también elementos conectores en acopladores interdigitales, en inductores espirales planos; sirven además para conectar líneas ranuradas acopladas y CPW's con líneas ranuradas. Un puente de aire suprime la propagación de múltiples modos en las trayectorias de RF, los cuales se producen generalmente por las diferencias de potencial entre los planos de tierra. Como resultado, el puente de aire es muy útil dado que garantiza que sólo el modo fundamental se propague en el circuito.

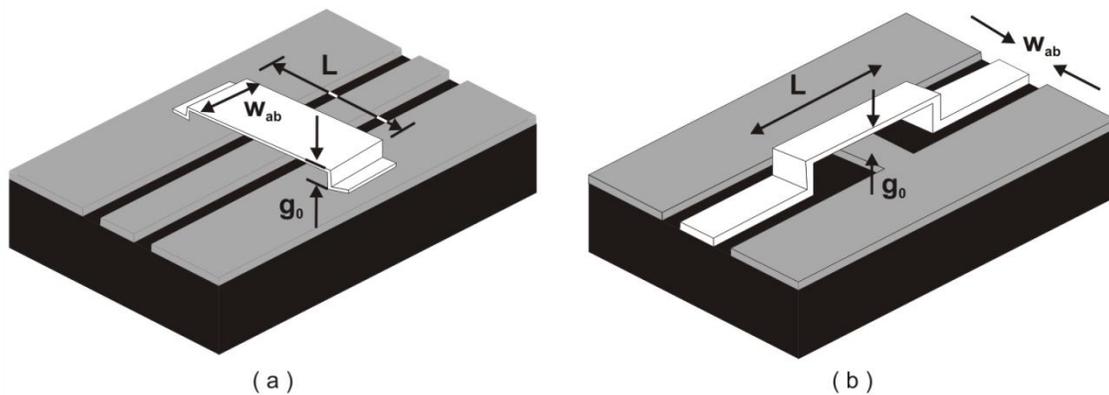
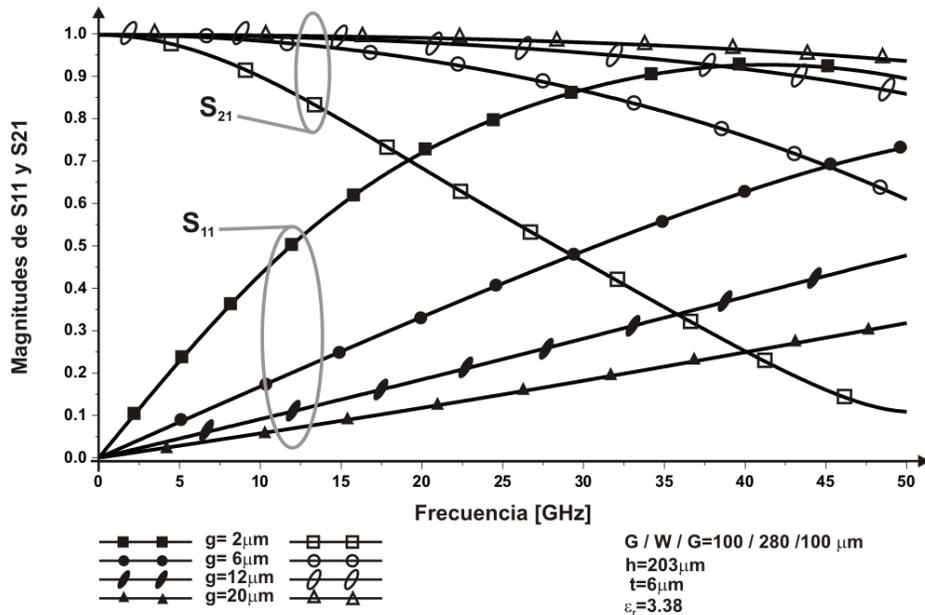
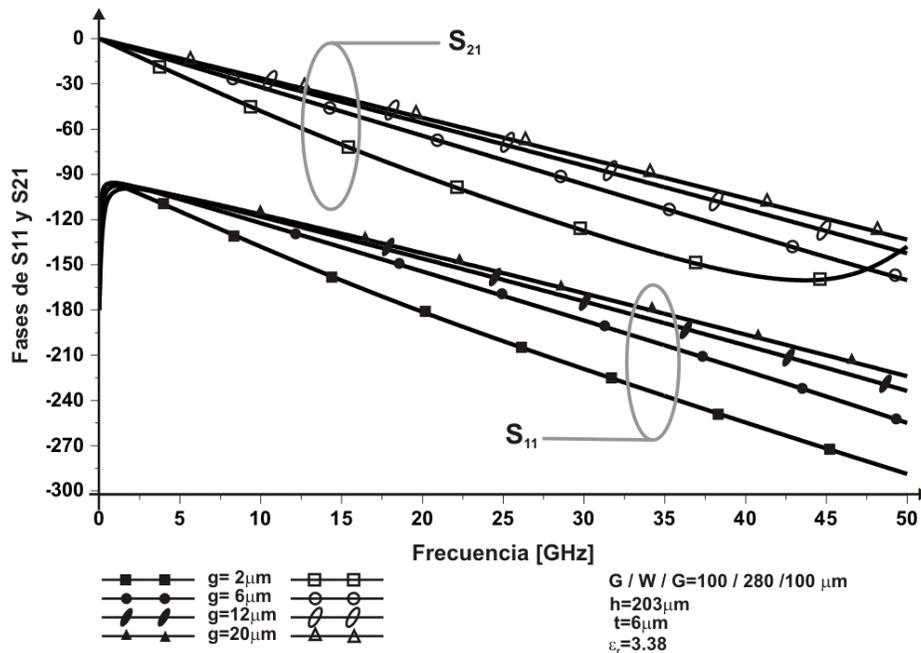


Figura 2.11. Puentes de aire en una CPW: (a) tipo A, (b) tipo B.

El puente de aire es una discontinuidad para la línea de transmisión que depende de la frecuencia, y causa pérdidas y desplazamiento de fase. Estos efectos dependen de la geometría y de la localización del puente en la línea y son de tal magnitud que no pueden ser despreciados. El desplazamiento en frecuencia es uno de los efectos interesantes que producen los puentes. Se ha investigado que un puente de tipo A representa una carga capacitiva en un resonador, lo cual provoca que su frecuencia de resonancia se desplace hacia frecuencias más bajas. Esto se debe a que el conductor central de la CPW y el puente de aire forman un capacitor de placas paralelas [21-25]. En las figuras 2.12 y 2.13 se muestran los efectos de variaciones geométricas del puente A en las características electromagnéticas de la CPW. Podemos observar en la figura 2.12a que un *gap* grande ($>10 \mu\text{m}$) no perturba de manera significativa a la CPW (comparar con figura 2.6). Por el contrario, si hacemos que el gap disminuya, notamos que el coeficiente de transmisión disminuye también. Esto significa que la frecuencia de resonancia del circuito disminuye ya que el efecto capacitivo del puente de aire es mayor. Si ahora observamos la figura 2.13a, notamos que se produce el mismo comportamiento si variamos el ancho del puente de aire. También en este caso se debe al aumento en la capacitancia del puente. En contraste, la longitud y el espesor del puente no modifican el comportamiento de las características de reflexión y transmisión ya que la capacitancia del puente no depende de estos parámetros.

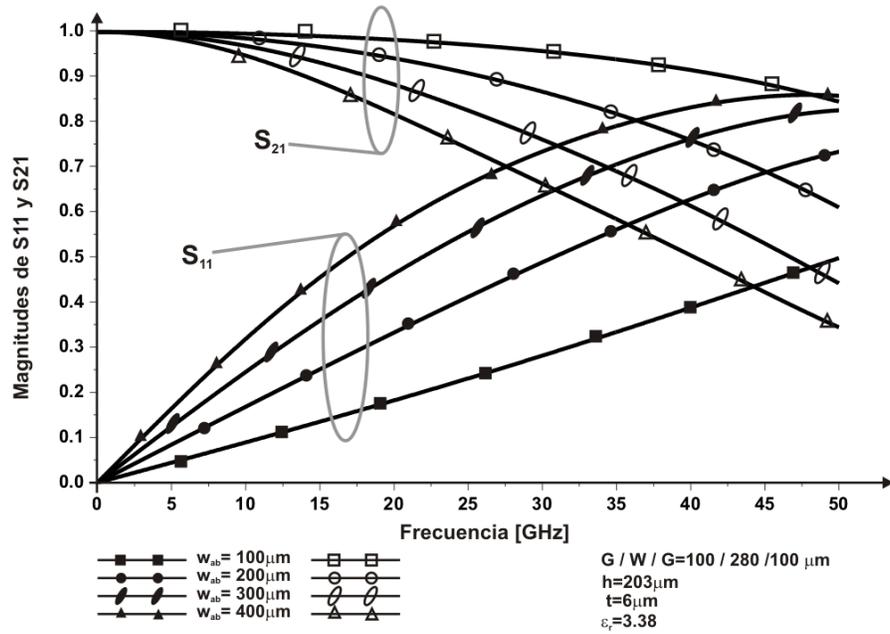


(a)

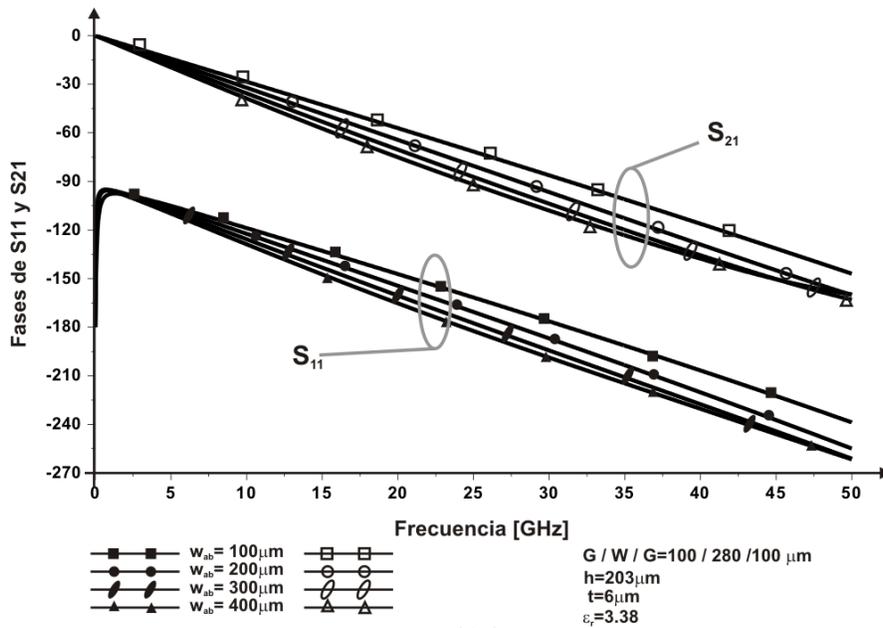


(b)

Figura 2.12. Características de reflexión y transmisión de una CPW (100/280/100) con puente tipo A de longitud $L = 1100\mu\text{m}$, ancho $w_{ab} = 200\mu\text{m}$ y espesor $t_{ab} = 0.5\mu\text{m}$, para un gap g_0 variable.



(a)



(b)

Figura 2.13. Características de reflexión y transmisión de una CPW (100/280/100) con puente tipo A de gap $g_0 = 6 \mu\text{m}$, ancho $L = 1.1 \text{mm}$ y espesor $t_{ab} = 0.5 \mu\text{m}$, para un ancho de puente w_{ab} variable.

2.1.3. Puentes de aire como interruptores RF MEMS capacitivos

En la última década han surgido muchas aplicaciones de las CPW gracias a la evolución de las técnicas de microfabricación y al desarrollo de nuevas tecnologías. Entre éstas se puede mencionar el elevado interés que se tiene por el caso de los microsistemas (MEMS) en el desarrollo de dispositivos de microondas basados en CPW. Las aplicaciones de este tipo incluyen inductores, capacitores, varactores, resonadores, filtros sintonizables e interruptores entre otras. Estos elementos han sido incorporados, con frecuencia cada vez mayor, a sistemas de microondas tales como: arreglos de fase, desplazadores de fase, superficies selectivas de frecuencia, polarizadores, lentes, redes de conmutación, filtros, etc. En este desarrollo, el interruptor RF MEMS ha desempeñado un papel protagónico debido a que es un elemento clave para muchos sistemas como los antes mencionados.

En esencia, un interruptor RF MEMS es un puente de aire colocado, en paralelo o en serie, sobre una línea de transmisión. Este puente tiene la libertad de moverse. Como consecuencia, al aplicar un voltaje de control se puede variar la distancia que separa el puente de la línea de transmisión. Esta característica convierte al puente de aire en un dispositivo RF MEMS. Otra consecuencia de esta movilidad es la modificación en la respuesta electrodinámica de la CPW, como lo vimos anteriormente, la cual convierte este dispositivo en un interruptor.

2.2. Análisis electromagnético de interruptores RF MEMS

Existen muchos tipos de interruptores RF MEMS para aplicaciones MIC. Sin embargo, existen dos que son ampliamente utilizados: el interruptor serie y el interruptor paralelo. El primero se encuentra en serie con la línea de transmisión abriéndola o cerrándola, dependiendo de si el interruptor está abierto o cerrado. En el segundo tipo, el interruptor es colocado en paralelo a la línea de transmisión, estableciendo un circuito abierto o un cortocircuito en ella, figura 2.14. Habitualmente, el interruptor serie tiene un contacto metálico uniendo la línea de transmisión; y el interruptor paralelo un contacto capacitivo.

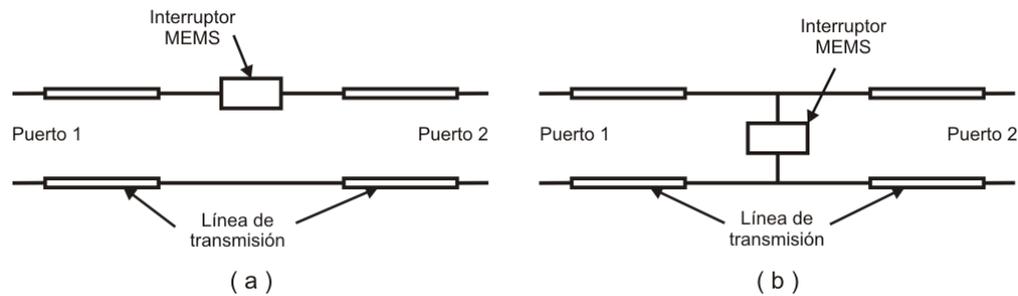


Figura 2.14. Interruptores MEMS en relación con la línea de transmisión: (a) serie, (b) paralelo.

2.2.1. Principio de operación

Un interruptor RF MEMS capacitivo basado en CPW se ilustra en la figura 2.15. Este dispositivo consiste de un puente de aire tipo A (en MEMS también se le llama membrana). El puente se ancla a los planos de tierra de la CPW por medio de postes metálicos en sus extremos. En esta estructura, el puente y el conductor central de la CPW se comportan como un capacitor variable de placas paralelas, dado que el puente puede moverse. Este movimiento puede lograrse si se aplica un voltaje de control entre el puente (electrodo superior) y el conductor central (electrodo inferior). El potencial establece una fuerza electrostática de atracción que jala el puente hacia el conductor central. De éste modo, la distancia entre las placas se reduce mientras que la capacitancia aumenta. Si la fuerza electrostática es lo suficientemente grande, el puente colapsará sobre el conductor central. Una capa dieléctrica sobre el conductor central evita un cortocircuito, además de impedir que los electrodos se queden pegados cuando las superficies entre en contacto.

Como se estableció anteriormente, la configuración en paralelo de un interruptor RF MEMS permite la propagación de la señal entre los puertos de la línea de transmisión cuando el puente se encuentra en estado ALTO, es decir cuando no se aplica voltaje. En este estado, el puente forma un capacitor metal-dieléctrico-aire-metal (MDAM). El estado BAJO se establece cuando se aplica un potencial que colapse el puente. Cuando esto sucede, el interruptor forma un capacitor metal-dieléctrico-metal (MDM) con la línea de transmisión, estableciendo un cortocircuito virtual en frecuencias de microondas. La señal entonces es dirigida a tierra evitando la transmisión entre los puertos.

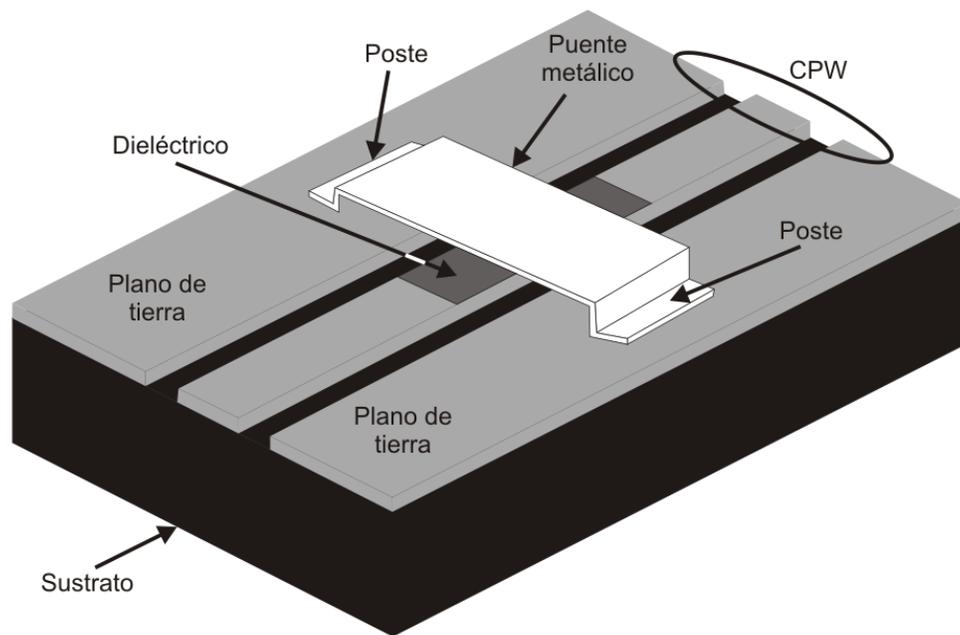


Figura 2.15. Esquema de un interruptor RF MEMS, capacitivo, paralelo y basado en CPW.

2.2.2. Modelo eléctrico de un interruptor RF MEMS capacitivo

Un interruptor RF MEMS, capacitivo, paralelo puede modelarse electrodinámicamente por dos secciones de una línea de transmisión y una impedancia en paralelo. La impedancia, modelada como un circuito resistor, inductor, capacitor (RLC), representa el puente de aire, figura 2.16c. Como resultado, la impedancia del interruptor está definida como sigue

$$Z_{INT} = R_{INT} + j \left(\omega L_{INT} - \frac{1}{\omega C_{INT}} \right) \quad (2.17)$$

En este circuito, C_{INT} representa la capacitancia variable del puente. Su valor depende del estado en el que se encuentre; R_{INT} representa las pérdidas del interruptor y L_{INT} su efecto inductivo.

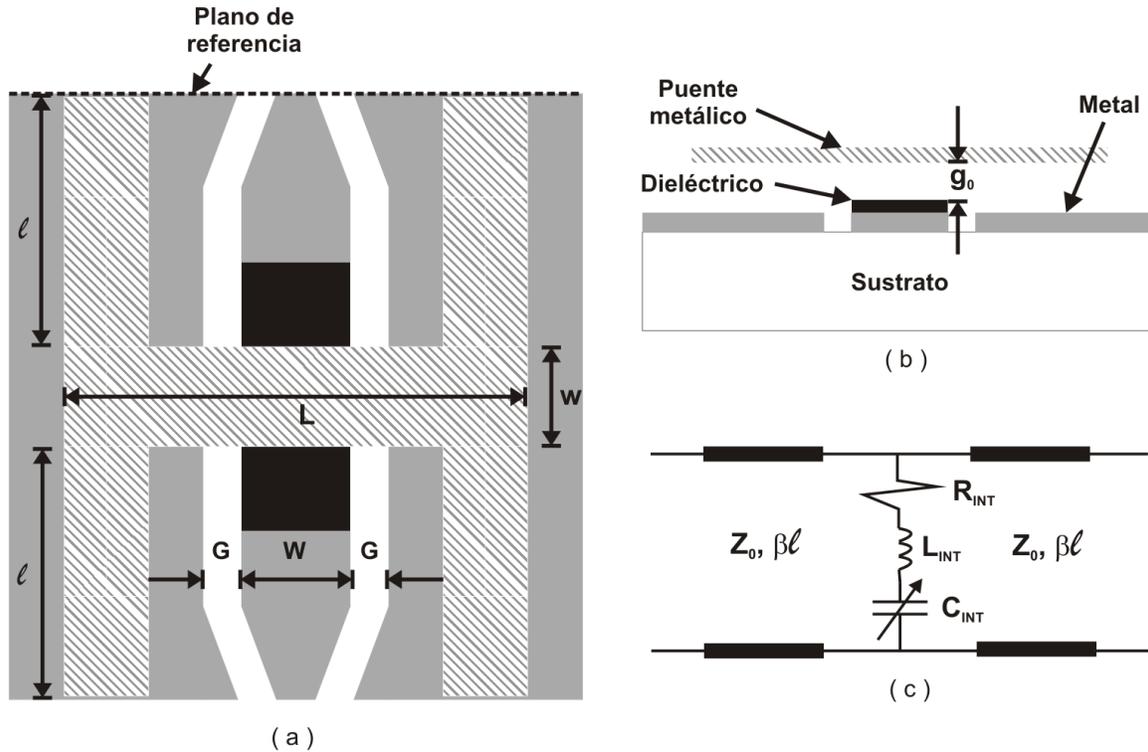


Figura 2.16. Interruptor RF MEMS capacitivo paralelo; (a) vista superior; (b) sección transversal; (c) circuito eléctrico equivalente.

El interruptor tiene una frecuencia de resonancia f_0 expresada como

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{INT}C_{INT}}} \quad (2.18)$$

Por lo cual, la impedancia del interruptor puede aproximarse según los siguientes casos

$$Z_{INT} = \begin{cases} \frac{1}{j\omega C_{INT}} & \text{para } f \ll f_0 \\ R_{INT} & \text{para } f = f_0 \\ j\omega L_{INT} & \text{para } f \gg f_0 \end{cases} \quad (2.19)$$

2.2.3. Capacitancias en estado ALTO y BAJO

La capacitancia formada por el puente, cuando se encuentra en estado alto, y por el conductor central de la CPW puede calcularse usando la expresión para la capacitancia de placas paralelas. Dicha capacitancia, C_{PP} , es

$$C_{PP} = \frac{\epsilon_0 w W}{g_0 + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \quad (2.20)$$

Donde t_d es el espesor del dieléctrico y ϵ_r su constante dieléctrica. La ecuación anterior no toma en cuenta la fuga del campo electrostático en los bordes de las placas. Se han realizado muchas investigaciones para determinar que tan grande puede ser este efecto, encontrando que su valor esta aproximadamente entre 20-60% del valor de la capacitancia de placas paralelas [26]. Por lo cual no puede despreciarse. Es común calcularlo usando programas computacionales electromagnéticos tales como IE3D, Sonnet, HFSS, CST entre otros. En [26] se incluye una tabla con capacitancias calculadas con métodos computacionales. Los resultados indican que la capacitancia de efecto de fuga es más significativa cuando la distancia entre las placas aumenta y cuando el área entre ellas disminuye. Por lo tanto, un valor aceptable para la capacitancia de efecto de fuga C_{ff} es 30% de C_{PP} . Por lo cual, la capacitancia en estado alto se establece como sigue

$$C_U = 1.3C_{PP} \quad (2.21)$$

Cuando el interruptor se encuentra en estado bajo, su capacitancia C_D puede calcularse con la ecuación del capacitor de placas paralelas con distancia entre placas igual al espesor del dieléctrico, es decir

$$C_D = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r w W}{t_d} \quad (2.22)$$

La fuga del campo electrostático en los bordes puede despreciarse en este caso, debido a que el espesor del dieléctrico es pequeño.

2.2.4. Características de reflexión y transmisión

Los parámetros S se definen de forma matricial como

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (2.23)$$

Donde V^- y V^+ son los voltajes reflejados e incidentes respectivamente y las S representan los coeficientes de reflexión y transmisión. Un elemento de la matriz esta determinado como

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0}, \quad k \neq j \quad (2.23a)$$

El interruptor puede ser modelado como un dispositivo de dos puertos como se muestra en la figura 2.17. Este bipuerto se compone de un generador G con impedancia Z_0 , dos líneas de transmisión con impedancia característica Z_0 , constante de fase β y longitud l , y una impedancia Z_{INT} representando la impedancia del interruptor. En este caso, el parámetro S_{21} representa tanto al aislamiento como a las pérdidas de inserción dependiendo del estado del interruptor.

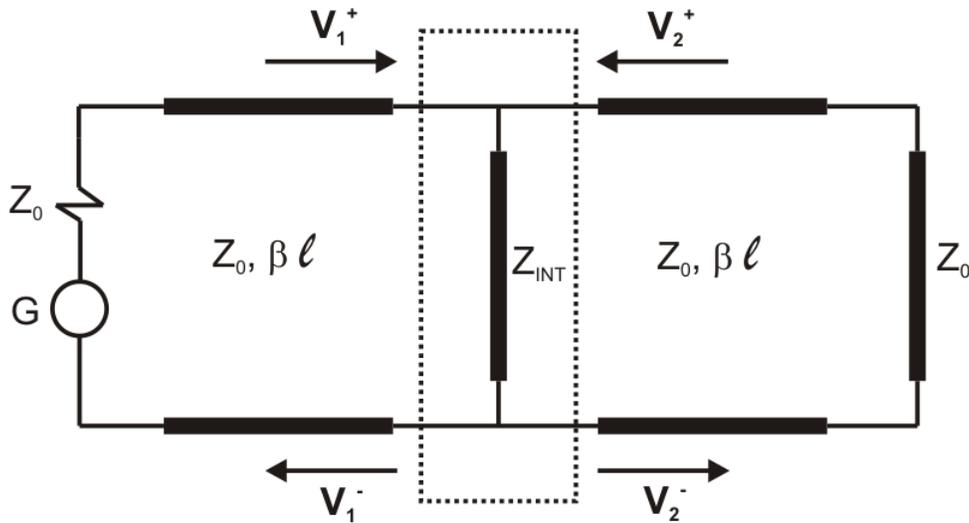


Figura 2.17. Circuito para el cálculo de los parámetros de dispersión en un bipuerto.

Según (2.23a), el parámetro S_{11} esta dado por

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = \Gamma_{11} \quad (2.24)$$

De la teoría de líneas de transmisión sabemos que el coeficiente de reflexión está dado por

$$\Gamma_{11} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.24a)$$

Dado que la línea esta acoplada, entonces la impedancia de carga Z_L está definida como

$$Z_L = Z_{INT} \parallel Z_0 = \frac{Z_{INT} Z_0}{Z_{INT} + Z_0} \quad (2.24b)$$

Por lo tanto, (2.24) queda como

$$S_{11} = -\frac{Z_0}{2 Z_{INT} + Z_0} \quad (2.24c)$$

Por otro lado, el parámetro S_{21} se puede calcular como

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = T_{21} \quad (2.25)$$

Dado que la línea de transmisión esta acoplada en el puerto 2 ($V_2^+ = 0$), y recordando que el voltaje total es la suma de los voltajes incidente y reflejado, entonces podemos escribir que V_2^- es igual a

$$V_2^- = V_1 = V_1^+ \left(1 + \frac{V_1^-}{V_1^+} \right) \quad (2.25a)$$

Entonces (2.25) queda como

$$T_{21} = 1 + \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (2.25b)$$

Ahora podemos utilizar el resultado de (2.24b) para obtener

$$S_{21} = 1 - \frac{Z_0}{2 Z_{INT} + Z_0} = \frac{2 Z_{INT}}{Z_0 + 2 Z_{INT}} \quad (2.25c)$$

En el estado alto, el puente se encuentra a una distancia g_0 sobre el conductor central de la CPW con lo cual la capacitancia es pequeña. Como consecuencia, la frecuencia de resonancia se localiza a frecuencias muy altas. Por lo tanto, el modelo del interruptor MEMS puede simplificarse. Los efectos inductivo y resistivo pueden ser despreciados. Entonces el único efecto presente es el capacitivo, es decir

$$Z_U = \frac{1}{j\omega C_U} \quad (2.26)$$

Consecuentemente, el modelo eléctrico es un capacitor en paralelo con la línea de transmisión. Utilizando (2.24b) y (2.25c), las características de reflexión y transmisión quedan como

$$S_{11}|_U = \frac{-j\omega C_U Z_0}{2 + j\omega C_U Z_0} \quad (2.27)$$

$$\Rightarrow |S_{11}|_U = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2}{\omega C_U Z_0}\right)^2}} \quad (2.27a)$$

$$S_{21}|_U = \frac{2}{2 + j\omega C_U Z_0} \quad (2.28)$$

$$\Rightarrow |S_{21}|_U = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega C_U Z_0}{2}\right)^2}} \quad (2.28a)$$

En el estado bajo, la frecuencia de resonancia del interruptor se encuentra típicamente por debajo de los 60 GHz. Por lo cual, el interruptor debe ser modelado como un circuito RLC en paralelo a la línea de transmisión. La inductancia es muy difícil modelarla debido a la distribución de la corriente en la CPW, la cual se concentra en las superficies de los conductores. Sin embargo, se sabe que la inductancia esta principalmente determinada por la porción del puente que se localiza sobre las ranuras de la CPW. Esta dificultad hace que se utilicen programas computacionales y numéricos (HFSS, Sonnet, CST) para modelar el interruptor en estado bajo. Para ello, se ajusta un modelo RLC con las mediciones de los parámetros de dispersión teniendo en cuenta que la impedancia del interruptor en estado bajo es

$$Z_D = R_D + j\left(\omega L_D - \frac{1}{\omega C_D}\right) \quad (2.29)$$

Donde el subíndice “D” denota el estado bajo. A pesar de las limitaciones mencionadas, se puede hacer una simplificación del modelo si la frecuencia de resonancia del interruptor es mayor a 25 GHz y su banda de operación se encuentra en la banda de 8-12 GHz. En este caso, la inductancia y resistencia del modelo RLC podrían despreciarse ya que su efecto en la respuesta electrodinámica es mínimo [26]. Con estas consideraciones, el aislamiento está dado por

$$S_{21} = \frac{2}{2 + j\omega C_D Z_0} \quad (2.30)$$

$$\Rightarrow |S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega C_D Z_0}{2}\right)^2}} \quad (2.30a)$$

Y el coeficiente de reflexión es

$$S_{11} = \frac{-j\omega C_D Z_0}{2 + j\omega C_D Z_0} \quad (2.31)$$

$$\Rightarrow |S_{11}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2}{\omega C_D Z_0}\right)^2}} \quad (2.31a)$$

Un aspecto muy interesante puede observarse en la frecuencia de resonancia del interruptor en el estado bajo. En esta frecuencia, el interruptor presenta su máximo aislamiento. Este valor está dado por

$$S_{21}|_{m\acute{a}x} = \frac{2 R_D}{Z_0 + 2 R_D} \quad (2.31)$$

La frecuencia de resonancia puede ser movida, dentro de un rango de frecuencias deseable variando, ya sea la capacitancia C_D o la inductancia L_D . Por ejemplo, en [27] se diseñó un interruptor de alto aislamiento agregando trozos de línea a la línea de transmisión. En [28, 29] otros interruptores de alto aislamiento han sido diseñados integrando secciones inductivas en sus puentes.

La figura 2.18 muestra las características de transmisión del interruptor ilustrado en la figura 2.16. La simulación se realizó con los siguientes parámetros: CPW con dimensiones de 100/280/100 μm y espesor t de 6 μm ; puente con longitud $L = 1.1 \text{ mm}$, ancho w de 200 μm , longitud de brazo l de 500 μm y espesor de 0.5 μm . El puente se suspende 5 μm sobre la capa dieléctrica cuyo ancho, largo y espesor son 280 μm , 400 μm y 1 μm respectivamente. La CPW es impresa en cobre sobre un sustrato dieléctrico con $\epsilon_r = 3.55$, $\delta = 0.0027$ y $h = 203 \mu\text{m}$. El puente es hecho de aluminio y la capa dieléctrica de BCB con $\epsilon_r = 2.65$ y $\delta = 0.0008$.

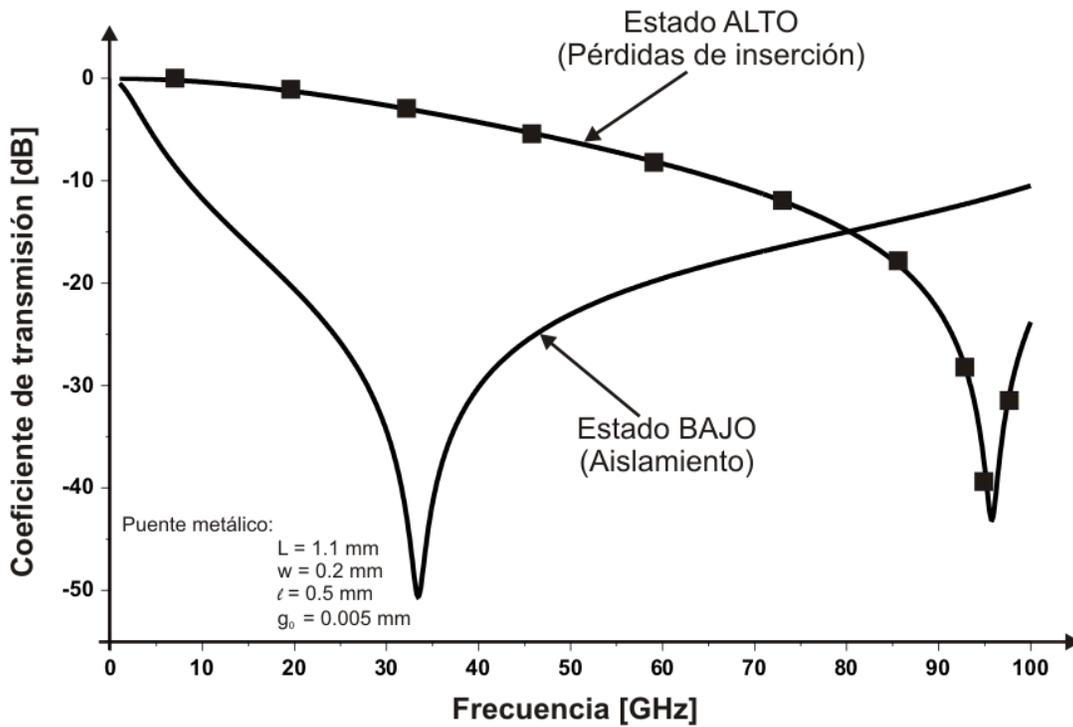


Figura 2.18. Características de transmisión de un interruptor RF MEMS con CPW 100/280/100 y $Z_0 = 71.5 \Omega$.

En el estado ALTO, $S_{21}|_U$ tiene una frecuencia de resonancia igual a 95.7 GHz y un valor de -43.08 dB, como se ve en la figura 2.18. Si extraemos los parámetros C_U , L_U y R_U con $Z_0 = 71.5 \Omega$, y $S_{21} = 0.96 @ 10 \text{ GHz}$, entonces tenemos

$$C_U = 129.8 \text{ fF}$$

$$L_U = 21.3 \text{ pH}$$

$$R_U = 858 \Omega$$

También podemos extraer los parámetros correspondientes al estado BAJO si tomamos $S_{21} = 0.258 @ 10 \text{ GHz}$, y $S_{21}(f_0) = -50.62 \text{ dB} @ 33.4 \text{ GHz}$ con $Z_0 = 71.5 \Omega$

$$C_D = 1.7 \text{ pF}$$

$$L_D = 13.6 \text{ pH}$$

$$R_D = 106 \text{ m}\Omega$$

Si evaluamos las ecuaciones (2.21) y (2.22) utilizando los mismos parámetros que para la simulación electromagnética, obtenemos

$$C_U = 119.9 \text{ fF}$$

$$C_D = 1.3 \text{ pF}$$

Como podemos notar, los resultados teóricos y simulados son muy cercanos entre sí. Por lo tanto, la figura 2.18 nos muestra una buena aproximación del comportamiento electrodinámico del interruptor.

2.2.5. Factor de calidad de conmutación (CQF)

El factor de calidad de conmutación (CQF) es una figura de merito para dispositivos conmutables. Puede ser usado para optimizar circuitos conmutables tales como desplazadores de fase. Las ventajas más significativas del CQF son las siguientes: no depende de la naturaleza física del dispositivo y permite minimizar las pérdidas de inserción de los sistemas de microondas donde se emplee el dispositivo conmutable. Un dispositivo conmutable de dos estados puede caracterizarse por su impedancia en cada uno de ellos, es decir

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (2.36a)$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2 \quad (2.36b)$$

En [30] se define el CQF, K , de un dispositivo conmutable como

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \quad (2.37)$$

Como ejemplo, considere el diodo PIN. Este dispositivo tiene tres parámetros que lo describen: una resistencia r_{ON} para el estado encendido, cuando el diodo es polarizado en directa; una resistencia r_{OFF} y una capacitancia C_{OFF} en serie para el estado apagado (polarización cero). Sustituyendo estos parámetros en la ecuación (2.37) se obtiene el CQF de un diodo PIN

$$K = \frac{1}{(\omega C_{ON})^2 r_{ON} r_{OFF}}, \quad r_{ON} \cong r_{OFF} \quad (2.38)$$

Para un diodo PIN con los siguientes parámetros: $C_{OFF} = 0.3 \text{ pF}$, $r_{OFF} = r_{ON} = 0.7 \Omega$, se obtiene un CQF de 5000 a 10 GHz [30]. Con los parámetros extraídos del interruptor RF MEMS,

$$Z_1 = R_U + jX_U = [858 - j121.3] \Omega$$

$$Z_2 = R_D + jX_D = [0.1 - j8.7] \Omega$$

Podemos calcular que el CQF tiene un valor de

$$K \approx \frac{R_U}{R_D} + \frac{R_D}{R_U} + \frac{(X_D - X_U)^2}{R_U R_D} = \frac{858}{0.1} + \frac{0.1}{858} + \frac{(-8.7 + 121.3)^2}{(0.1)(858)}$$

$$K \approx 8268$$

Este valor indica que tiene un excelente desempeño como dispositivo conmutable y que puede ser utilizado para minimizar las pérdidas de inserción en sistemas más complejos de mejor forma que el diodo pin.

2.3. Análisis electromecánico de interruptores RF MEMS

La conmutación entre los estados ALTO y BAJO se obtiene al mover o desplazar un mecanismo, como por ejemplo un puente metálico. Este desplazamiento mecánico se realiza con un actuador, el cual induce fuerzas, sean estas electrostáticas, electrotérmicas, magnetostáticas o piezoeléctricas, en la estructura para obtener el movimiento requerido. Por lo tanto, hay dos aspectos electromecánicos a considerar en el diseño de un interruptor MEMS: el mecanismo de actuación y la flexibilidad de la estructura mecánica.

2.3.1. Actuación electrostática

Se le llama actuación a la producción de un movimiento mecánico y transferirlo a su entorno en respuesta a la aplicación de un voltaje o corriente de polarización, o a un cambio en algún parámetro. Existe una amplia variedad de mecanismos de actuación tales como el electrostático, magnetostático, electrotérmico y piezoeléctrico [31-44]. De estos, el mecanismo de actuación electrostático es el más utilizado en dispositivos MEMS, debido a que es compatible con el proceso de fabricación de circuitos integrados, es relativamente simple su diseño, tiene rápida respuesta, es capaz de provocar movimiento rotatorio y consume muy baja potencia [45-47]. En cambio, otros mecanismos de actuación requieren materiales y procesos especializados que no son parte de la fabricación de circuitos integrados estándar. Por ejemplo, un actuador magnético requiere un devanado de varias vueltas; y un actuador piezoeléctrico requiere el procesamiento de material piezoeléctrico tal como zirconato titanato de plomo (PZT). Por ello, en este trabajo se eligió la actuación electrostática como mecanismo de actuación.

Capacitor de placas paralelas

Consideremos un capacitor de placas paralelas como el de la figura 2.19. Este capacitor tiene área de placas A , distancia entre placas g , masa de placa superior m , amortiguamiento b y constante de resorte k . Cuando cargamos el capacitor, una carga $+Q$ se induce en una placa y una carga $-Q$ en la otra produciendo una fuerza de atracción entre ellas. Como resultado, se tiene un equilibrio de fuerzas: por un lado la fuerza mecánica y por el otro la fuerza de atracción electrostática.

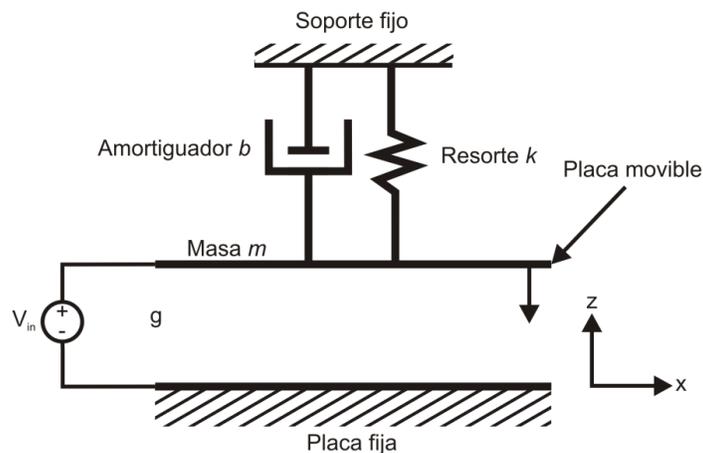


Figura 2.19. Modelo de un actuador electrostático MEMS.

Energía almacenada en el capacitor

Supongamos que el capacitor tiene una distancia fija entre las placas. Por lo tanto, si despreciamos el efecto de borde, la capacitancia está dada por

$$C = \frac{\epsilon A}{g} \quad (2.39)$$

La energía almacenada por este capacitor fijo es

$$W_e(Q) = \int_0^Q \frac{Q}{C} dQ \quad (2.40)$$

Lo cual resulta en

$$W_e(Q) = \frac{Q^2}{2C} = \frac{Q^2 g}{2\epsilon A} \quad (2.41)$$

Ahora supongamos que transferimos una carga $+Q$ de la placa inferior a la superior y que la distancia que las separa es cero. Como consecuencia, la placa inferior tendrá ahora una carga $-Q$. Consecuentemente, la fuerza entre las placas dependerá del campo eléctrico establecido por las cargas. Por consiguiente, éste campo eléctrico está dado por (2.42) y la fuerza de atracción por (2.43)

$$E = \frac{Q}{\varepsilon A} \quad (2.42)$$

$$F_e = \left(\frac{Q}{2}\right)E = \frac{Q^2}{2\varepsilon A} \quad (2.43)$$

Si llevamos la placa superior a una distancia g de la placa inferior, el trabajo realizado, y por lo tanto la energía potencial almacenada, será

$$W_m(g) = F_e g = \frac{Q^2 g}{2\varepsilon A} \quad (2.44)$$

Notemos que (2.41) y (2.44) son iguales, lo que significa que la energía almacenada es función de dos variables: Q (eléctrica) y g (mecánica). Es decir, el sistema convierte energía eléctrica en energía mecánica y viceversa. Como resultado, podemos definir la energía almacenada como

$$W(Q, g) = \frac{Q^2 g}{2\varepsilon A} \quad (2.45)$$

Además, la fuerza de atracción y el potencial son las derivadas parciales de (2.45), es decir

$$F_e = \frac{\partial W(Q, g)}{\partial g} = \frac{Q^2}{2\varepsilon A} \quad (2.46)$$

$$V = \frac{\partial W(Q, g)}{\partial Q} = \frac{Qg}{\varepsilon A} \quad (2.47)$$

Actuador electrostático

Para el caso estático, el modelo puede simplificarse como se muestra en la figura 2.20. La característica de pequeñas deflexiones en dispositivos RF MEMS, permite usar la ley de Hooke, por lo que la fuerza del resorte se define como sigue

$$F_k = kz \quad (2.48)$$

Donde k es la constante de resorte y z es el desplazamiento de la placa superior definido como

$$z = g_0 - g \quad (2.49)$$

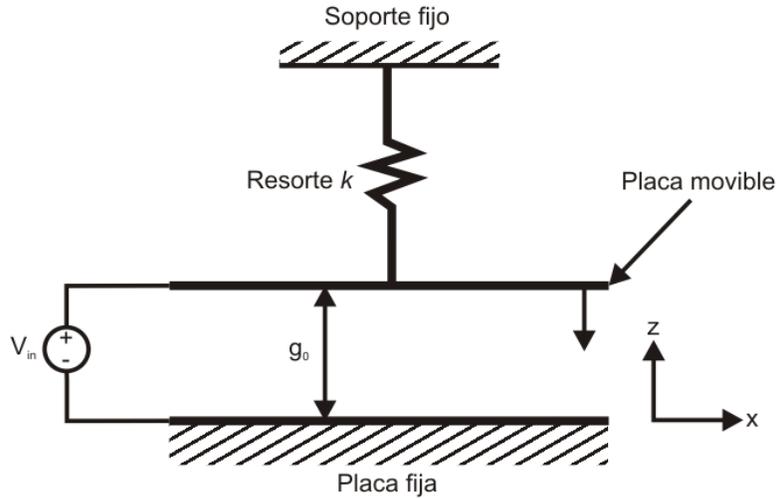


Figura 2.20. Modelo estático del actuador electrostático de placas paralelas.

Consideremos el equilibrio que debe existir entre la fuerza electrostática de atracción (la cual jala la placa superior hacia la inferior) y la fuerza elástica del resorte (la cual evita que la placa superior se colapse hacia la placa inferior) del sistema de la figura 2.20. La fuerza neta del sistema con voltaje V y distancia entre electrodos z puede escribirse como

$$F_{neta} = F_e + F_k = -\frac{Q^2}{2\epsilon A} + kz \quad (2.50)$$

En equilibrio, la fuerza neta es cero. Si reescribimos (2.50) como (2.51) y resolvemos para el voltaje obtenemos la ecuación (2.52)

$$F_{neta} = k(g_0 - g) - \frac{\epsilon AV^2}{2g^2} = 0 \quad (2.51)$$

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon A} g^2 (g_0 - g)} \quad (2.52)$$

Como se observa en (2.51), es evidente que habrá un punto en el cual la estabilidad se perderá. Concretamente habrá inestabilidad en el sistema cuando

la fuerza electrostática sea mayor que la fuerza elástica. Este punto se llama *pull-in*. Entonces podemos derivar (2.52) con respecto a g y obtener

$$\frac{\partial V}{\partial g} = \frac{\partial}{\partial g} \left[\sqrt{\frac{2k}{\varepsilon A} g^2 (g_0 - g)} \right] = 0 \quad (2.53)$$

Si resolvemos (2.53) obtenemos como resultado que la distancia de *pull-in* es

$$g_{PI} = \frac{2}{3} g_0 \quad (2.54)$$

Sustituyendo (2.54) en (2.52) obtenemos el voltaje de *pull-in*

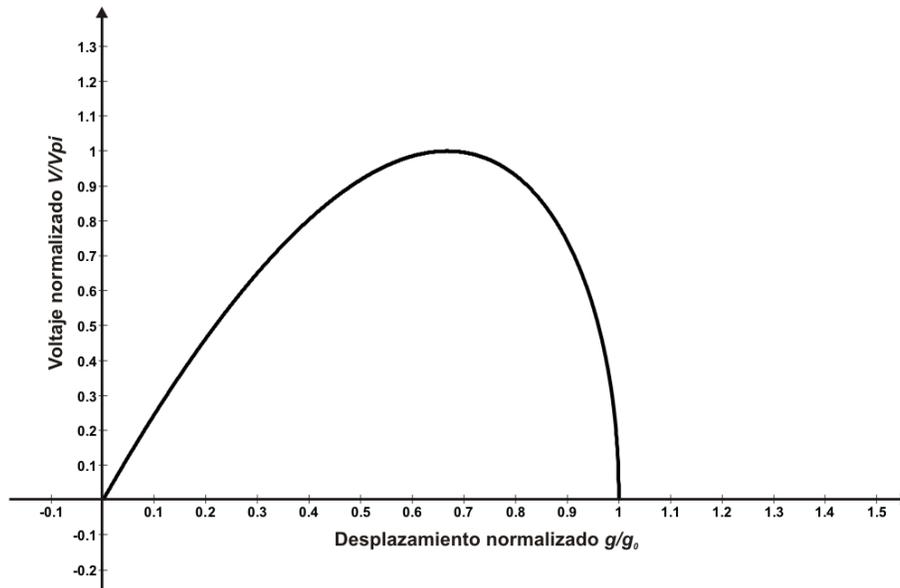
$$V_{PI} = \sqrt{\frac{8k g_0^3}{27 \varepsilon A}} \quad (2.55)$$

Si normalizamos el voltaje con respecto al voltaje de *pull-in*, obtenemos que

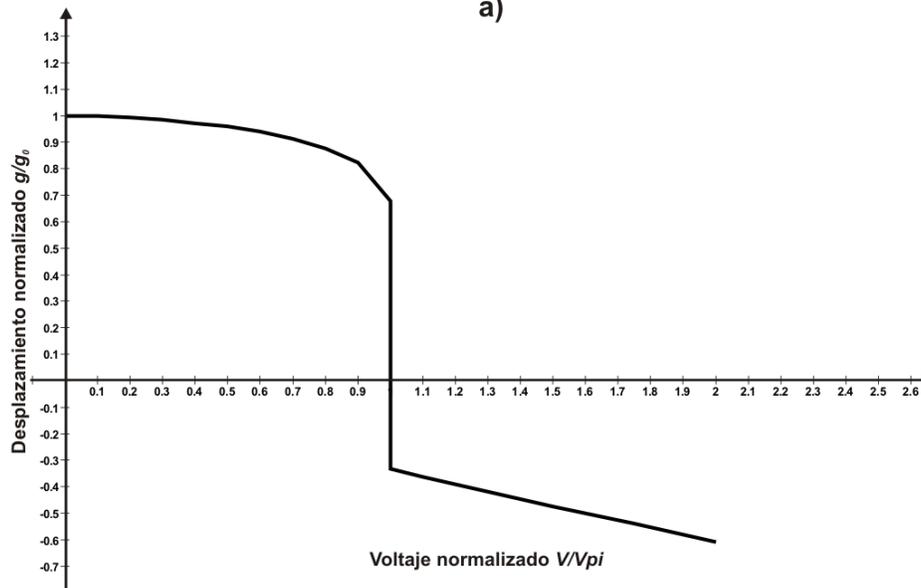
$$V_N = \frac{V}{V_{PI}} = \frac{\sqrt{\frac{2k}{\varepsilon A} g^2 (g_0 - g)}}{\sqrt{\frac{8k g_0^3}{27 \varepsilon A}}} = \sqrt{\frac{27}{4} g_N^2 (1 - g_N)} \quad (2.56)$$

$$g_N^3 - g_N^2 + \frac{4}{27} V_N^2 = 0 \quad (2.57)$$

Donde g_N es el desplazamiento normalizado de la placa movable con respecto a g_0 . La grafica de las ecuaciones (2.56) y (2.57) se pueden observar en la figura 2.21.



a)



b)

Figura 2.21. Graficas electromecánicas de un actuador capacitivo de placas paralelas; a) voltaje normalizado como función del desplazamiento normalizado; b) Desplazamiento normalizado como función del voltaje normalizado.

2.3.2. Modelo mecánico del puente de aire

Un interruptor MEMS se diseña electromecánicamente para obtener estructuras flexibles con baja constante de resorte, lo cual implica que se debe reducir las fuerzas elásticas necesarias con el fin de lograr una conmutación entre los estados del interruptor. Como consecuencia, un objetivo de diseño es tener un voltaje de actuación, en el caso electrostático, menor a 40 V.

Para cumplir con esta demanda, se diseñan estructuras mecánicas con geometrías diversas que permitan obtener bajas constantes de resorte (y como consecuencia bajos voltajes de actuación). Existen cinco geometrías para soportes de puentes de uso común en dispositivos MEMS: soporte fijo-fijo (figura 2.22a), soporte cuasi fijo-fijo (figura 2.22b), soporte tipo “pata de cangrejo” (figura 2.22c), soporte plegado (figura 2.22d) y soporte de serpentina (figura 2.22e).

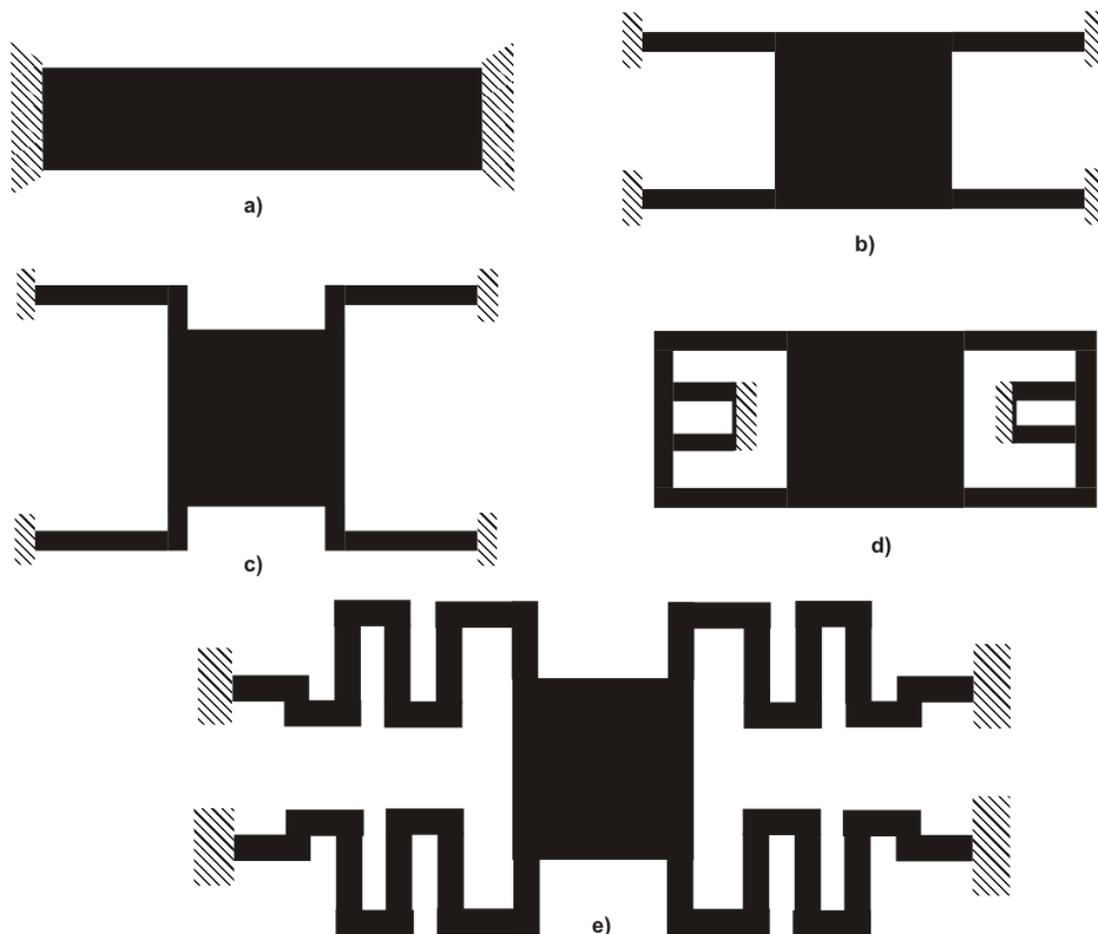


Figura 2.22. Soportes más comunes para dispositivos RF MEMS.

El soporte cuasi fijo-fijo tiene una constante de resorte muy rígida, debido al esfuerzo axial en el puente. El soporte de pata de cangrejo es una variante del soporte fijo-fijo y está diseñada para minimizar el esfuerzo en el soporte. El soporte plegado también reduce el esfuerzo en el puente porque cada extremo del soporte puede expandirse o contraerse en todas las direcciones liberando energía. El soporte de serpentina es muy popular en los dispositivos MEMS ya que puede ser tan complejo como se desee o necesite. El esfuerzo se libera en cada dobléz de la serpentina [48-55].

En este trabajo investigamos algunos de los soportes micromecánicos de la figura 2.22, utilizando el método de energía, para obtener su constante de resorte k . Este método nos permite determinar el desplazamiento δ , provocado por una fuerza F aplicada en la dirección apropiada. Dado que usaremos la teoría de pequeñas deflexiones, la constante de elasticidad estará definida por la ley de Hooke.

Elasticidad

Se supone que un cuerpo está formado por moléculas entre las cuales actúan fuerzas, las cuales se oponen a cambios de forma del cuerpo cuando actúan fuerzas externas en él. Se establece que cuando un sistema de fuerzas externas es aplicado a un cuerpo, figura 2.23, sus moléculas se desplazan y estos desplazamientos mutuos continúan hasta que se establece un equilibrio entre las fuerzas externas e internas. A este estado se le conoce como de deformación. Durante la deformación, las fuerzas externas que se aplican al cuerpo realizan trabajo, el cual se transforma completa o parcialmente en energía potencial de deformación.

Si se retiran las fuerzas actuantes sobre un cuerpo, la deformación disminuye gradualmente y el cuerpo regresa a su forma original si es perfectamente elástico, en caso contrario se dice que es parcialmente elástico. La propiedad que tienen los cuerpos de recuperar su forma original al retirar las fuerzas externas que actúan en ellos se llama elasticidad. Durante este proceso inverso de deformación, la energía potencial acumulada en el cuerpo se recupera en forma de trabajo.

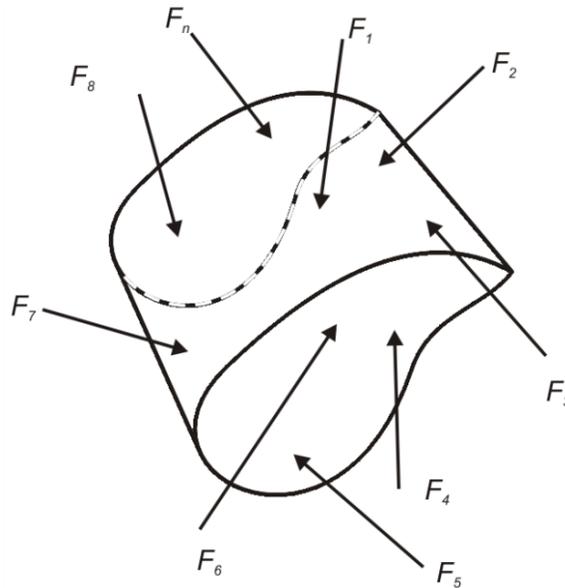


Figura 2.23. Cuerpo rígido sometido a la acción de n fuerzas externas.

Esfuerzo

Si en la figura 2.23 hiciéramos un corte transversal, observaríamos las fuerzas internas distribuidas reaccionando a las fuerzas externas para establecer equilibrio en el cuerpo, entonces podríamos decir que el cuerpo está sujeto a un esfuerzo. Para obtener la magnitud del esfuerzo actuante sobre un área pequeña dA , suponemos que las fuerzas actuantes a través de esta área pueden reducirse a una resultante dF . Si hacemos cada vez más pequeña el área dA , el valor límite nos da la magnitud del esfuerzo que actúa sobre la sección transversal en un punto determinado. Por lo tanto, el esfuerzo se define como

$$\sigma = \frac{\partial F}{\partial A} \quad (2.58)$$

Se llama esfuerzo normal al perpendicular a la superficie y esfuerzo cortante al localizado en el mismo plano que la superficie.

Deformación

Las fuerzas externas aplicadas al cuerpo de la figura 2.23 pueden deformarlo. Este alargamiento es llamado simplemente deformación y expresa el cambio en

longitud por unidad de longitud. Es decir, si un cuerpo de longitud $u(x)$ se deforma en dirección del eje x , entonces la deformación es

$$\epsilon_x = \frac{\partial u(x)}{\partial x} \quad (2.59)$$

Ley de Hooke

La relación entre el esfuerzo y la deformación ha sido establecida experimentalmente y se conoce como ley de Hooke. Para materiales isotrópicos, un esfuerzo normal en la dirección x esta linealmente relacionado a una deformación en esa misma dirección por medio de la ley de Hooke

$$\sigma_x = E\epsilon_x \quad (2.60)$$

Donde E es la constante de proporcionalidad llamada modulo de Young. Expresiones equivalentes pueden encontrarse para las otras direcciones. Cuando un cuerpo es deformado a causa de un esfuerzo normal, también está presente una contracción transversal. Ésta puede ser escrita en términos de las deformaciones como sigue

$$\epsilon_y = -\nu\epsilon_x \quad (2.61)$$

Donde ν es la razón de Poisson. Existe también una relación lineal entre el esfuerzo cortante τ y la deformación cortante γ producida por aquella. Esta relación se conoce como modulo cortante G , el cual está dado por

$$G = \frac{E}{2(1 + \nu)} \quad (2.62)$$

Por lo tanto, ahora se puede escribir la ley de Hooke generalizada como

$$\epsilon_x = \frac{[\sigma_x - \nu(\sigma_y + \sigma_z)]}{E} \quad (2.63)$$

$$\epsilon_y = \frac{[\sigma_y - \nu(\sigma_z + \sigma_x)]}{E} \quad (2.64)$$

$$\epsilon_z = \frac{[\sigma_z - \nu(\sigma_x + \sigma_y)]}{E} \quad (2.65)$$

$$\gamma_{xy} = \frac{\tau_{xy}}{G} \quad (2.66)$$

$$\gamma_{yz} = \frac{\tau_{yz}}{G} \quad (2.67)$$

$$\gamma_{zx} = \frac{\tau_{zx}}{G} \quad (2.68)$$

Momento de una fuerza con respecto a un punto

El momento de una fuerza \vec{F} con respecto a un punto O, como se ilustra en la figura 2.24, es la tendencia de la fuerza a hacer rotar el cuerpo rígido alrededor de un eje fijo dirigido a lo largo del momento. Se define como el producto vectorial del vector de posición \vec{r} y de la fuerza \vec{F} , es decir

$$\vec{M}_O = \vec{r} \times \vec{F} \quad (2.69)$$

Equilibrio de un cuerpo rígido

Las condiciones necesarias y suficientes para el equilibrio estático de un cuerpo rígido son las siguientes:

$$\sum \vec{F} = 0 \quad (2.70)$$

$$\sum \vec{M} = 0 \quad (2.71)$$

En forma escalar tenemos

$$\sum F_x = 0; \sum F_y = 0; \sum F_z = 0 \quad (2.72)$$

$$\sum M_x = 0; \sum M_y = 0; \sum M_z = 0 \quad (2.73)$$

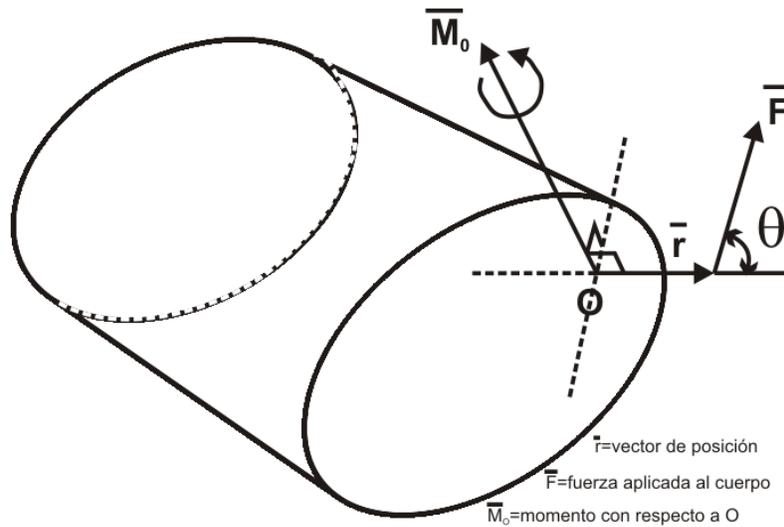


Figura 2.24. Momento de una fuerza con respecto a un punto.

Vigas, placas y membranas

Se conoce como viga a un elemento estructural cuya longitud es mucho mayor que sus otras dos dimensiones, y que está diseñado para soportar cargas que están aplicadas en varios puntos a lo largo del mismo. Una placa es elemento estructural cuya longitud y anchura son comparables en magnitud y mucho mayores que su espesor. Una membrana es también un elemento estructural con longitud y ancho comparables pero con espesor muy pequeño, casi cero.

Tipos de soportes

En microestructuras MEMS tenemos varios tipos de soporte, sin embargo cuatro son los de mayor uso: fijo, libre, de pasador y de rodillo, figura 2.25. En el soporte fijo la estructura no puede trasladarse ni rotar; en el soporte libre la estructura puede trasladarse y rotar; el soporte de pasador impide la traslación pero no su rotación; y el soporte de rodillo impide la traslación en dirección vertical, pero no en la dirección horizontal, y además puede rotar.

Tipos de fuerzas (o cargas)

En la mayoría de los casos, las cargas son perpendiculares al eje de la viga y únicamente provocaran cortantes y flexiones. Si las cargas no son perpendiculares, entonces producirán también fuerzas axiales. Una viga puede estar sujeta a cargas concentradas, cargas distribuidas o a ambas, figura 2.25. La carga concentrada puede ser aplicada en cualquier posición a lo largo de la viga sobre un área muy pequeña. Si una carga se reparte sobre el eje de la viga se dice que la carga es distribuida. Cuando una carga distribuida tiene valor constante sobre parte de la viga, se conoce como carga uniformemente distribuida a lo largo de esa parte de la viga. Otro tipo de carga es un par, ilustrado por el momento M_1 en la figura 2.25.

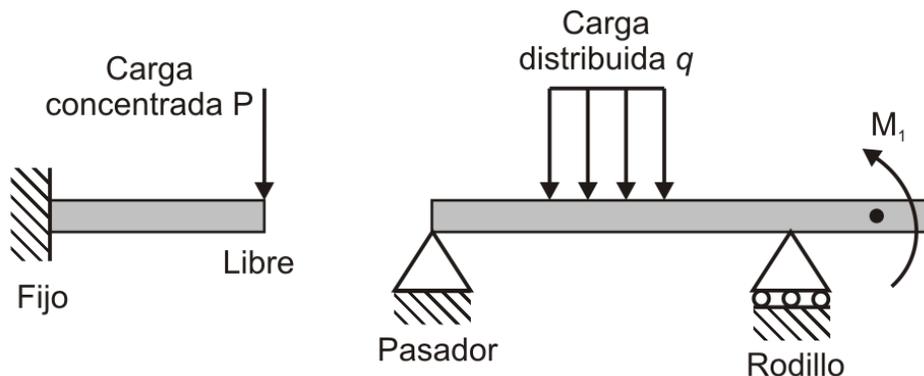


Figura 2.25. Soportes típicos en estructuras MEMS.

Fuerzas de reacción y momentos

Para que exista equilibrio estático en las vigas es necesario agregar fuerzas en los soportes que reaccionen a las fuerzas externas. Por lo general, la determinación de las reacciones es el primer paso en el análisis de una estructura mecánica. Si las reacciones se obtienen con un diagrama de cuerpo libre y ecuaciones de equilibrio, entonces la viga es estáticamente determinada o isostática, en caso contrario es una viga estáticamente indeterminada o hiperestática.

Energía de deformación de flexión

Como se mencionó anteriormente, este sistema mecánico es capaz de almacenar energía. Cuando la viga se deforma, en respuesta a la acción de una carga creciente, se realiza un trabajo el cual se transforma parcial o totalmente en energía potencial, y en este caso particular, se le denomina de deformación. Si la deformación tiene lugar dentro del límite elástico del material, el trabajo realizado por la carga externa se transforma completamente en energía potencial y se recupera al descargar gradualmente la viga. Por lo tanto, esta energía de deformación puede definirse como la energía absorbida por la viga durante el proceso de carga.

La figura 2.26b muestra la grafica típica de la carga M contra la deformación θ para una viga en la zona elástica. Un incremento dM_1 en la carga M_1 produce un incremento $d\theta_1$ en la deformación θ_1 . Como puede deducirse, el trabajo total realizado desde 0 hasta M está definido por el triángulo OAB, el cual representa la energía total almacenada U . Por consiguiente, en forma diferencial tenemos la siguiente ecuación

$$dU = \frac{1}{2} M d\theta = \frac{1}{2} M \left[\frac{dx}{\rho} \right] = \frac{1}{2} \frac{M^2}{EI} dx = \frac{1}{2} EI \left(\frac{d^2\delta}{dx^2} \right)^2 dx \quad (2.74)$$

donde ρ es el radio de curvatura de la viga deformada, x es la dimension longitudinal de la viga y δ es el desplazamiento vertical de la viga. Si integramos (2.74) obtenemos que la energía de deformación de flexión es

$$U = \int \frac{1}{2} \frac{M^2}{EI} dx \quad (2.75)$$

Análogamente, la energía de deformación de torsión es

$$U = \int \frac{1}{2} \frac{T^2}{GJ} dx \quad (2.76)$$

Donde T es la torsión, G es el modulo cortante y J es el momento de inercia de la torsión. Si sobre una viga actúan momentos flexionantes y torsiones, entonces la energía de deformación estará dada por

$$U = \int \left[\frac{1}{2} \frac{M^2}{EI} + \frac{1}{2} \frac{T^2}{GJ} \right] dx \quad (2.77)$$

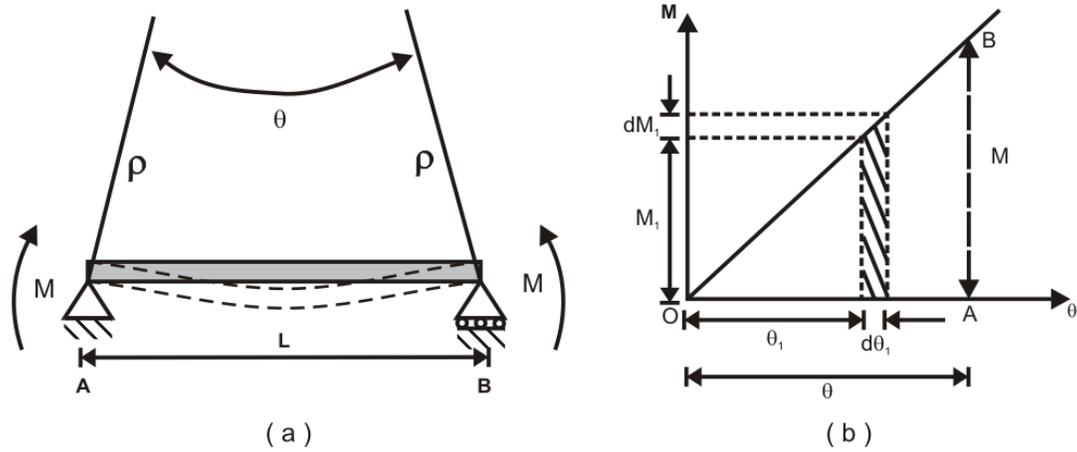


Figura 2.26. Viga deformada por la acción de un par.

Teoremas de Castigliano

Consideremos una viga sujeta a n cargas (P_1, \dots, P_n) con sus correspondientes n desplazamientos ($\delta_1, \dots, \delta_n$). En este caso, el trabajo realizado por las cargas en el proceso de deformación es igual a la energía de deformación almacenada por la viga. Por lo tanto, la energía de deformación dependerá de los desplazamientos.

$$W = U = U(\delta_i) \quad i = 1, \dots, n \quad (2.78)$$

Ahora supongamos que se producen incrementos en los desplazamientos como resultado de incrementos en sus correspondientes cargas, entonces el incremento en la energía de deformación se encuentra diferenciando la ecuación (2.78)

$$dU = \sum_{i=1}^n \frac{\partial U}{\partial \delta_i} d\delta_i \quad (2.79)$$

Y el trabajo realizado por las cargas está dado por

$$dW = \sum_{i=1}^n P_i d\delta_i \quad (2.80)$$

Al igualar las dos ecuaciones anteriores obtenemos que

$$\sum_{i=1}^n \frac{\partial U}{\partial \delta_i} d\delta_i = \sum_{i=1}^n P_i d\delta_i \quad \Rightarrow \quad \frac{\partial U}{\partial \delta_i} = P_i \quad i = 1, \dots, n \quad (2.81)$$

La ecuación (2.81) se conoce como el Primer Teorema de Castigliano. Ahora consideremos el otro caso, en el cual la energía de deformación depende de las cargas. Por lo cual, podemos expresar la energía de deformación como

$$W = U = U(P_i) \quad i = 1, \dots, n \quad (2.82)$$

Si se producen incrementos en las cargas, entonces la energía de deformación se transforma en

$$dU = \sum_{i=1}^n \frac{\partial U}{\partial P_i} dP_i \quad (2.83)$$

Puede demostrarse que la ecuación (2.80) también puede escribirse como

$$dW = \sum_{i=1}^n P_i d\delta_i = \sum_{i=1}^n \delta_i dP_i \quad (2.84)$$

Como consecuencia, obtenemos que

$$\begin{aligned} dU &= \sum_{i=1}^n \delta_i dP_i = \sum_{i=1}^n \frac{\partial U}{\partial P_i} dP_i \\ \Rightarrow \frac{\partial U}{\partial P_i} &= \delta_i \quad i = 1, \dots, n \end{aligned} \quad (2.85)$$

Este resultado se conoce como el Segundo Teorema de Castigliano. Análogamente, se pueden aplicar los dos teoremas de Castigliano para momentos y desplazamientos angulares como sigue

$$\frac{\partial U}{\partial M_i} = \theta_i \quad i = 1, \dots, n \quad (2.86)$$

$$\frac{\partial U}{\partial \theta_i} = M_i \quad i = 1, \dots, n \quad (2.87)$$

2.3.3. Constante de resorte para un puente simplemente apoyado

El primer caso considerado en esta investigación es una viga simplemente apoyada la cual soporta una carga concentrada P en el centro del claro. Si dividimos la viga en dos partes, como se ilustra en la figura 2.27, y aplicamos un momento virtual M_0 , entonces el momento flexionante es igual a

$$\sum F_{\delta} = V - P = 0$$

$$V = P$$

$$\sum M = M - M_0 + V\zeta = 0$$

$$\therefore M = M_0 - P\zeta \quad (2.88)$$

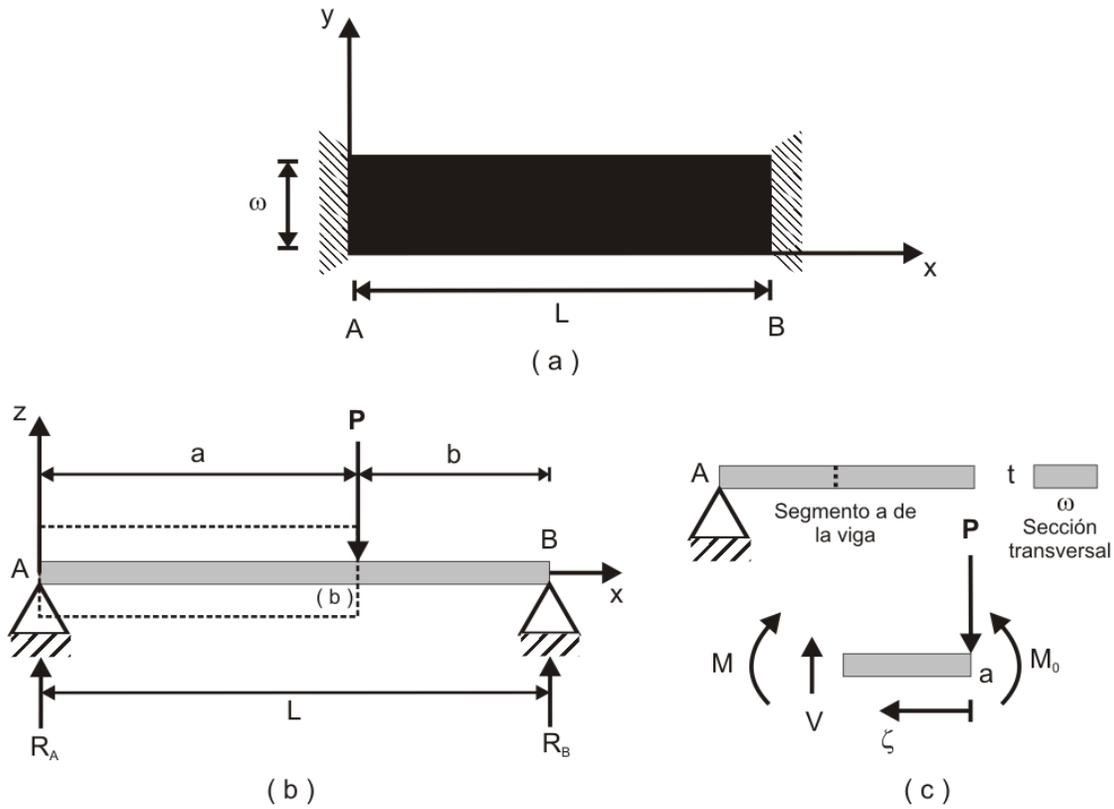


Figura 2.27. Viga simplemente apoyada con carga concentrada; (a) vista superior; (b) vista lateral; (c) segmento "a" de la viga.

Ahora aplicamos el segundo teorema de Castigliano para obtener la pendiente en los apoyos, lo que puede escribirse como sigue

$$\theta_0 = \frac{\partial U}{\partial M_0} = \frac{\partial}{\partial M_0} \int_0^a \frac{M^2}{2EI} d\zeta = 0$$

$$\theta_0 = \int_0^a (M_0 - P\zeta) d\zeta = 0$$

$$\Rightarrow M_0 = \frac{Pa}{2} \quad \therefore M = P\left(\frac{a}{2} - \zeta\right) \quad (2.89)$$

Aplicamos nuevamente el segundo teorema de Castigliano para obtener el desplazamiento

$$\delta_z = \frac{\partial U}{\partial P} = \frac{\partial}{\partial P} \int_x^a \frac{M^2}{2EI_y} d\zeta$$

$$\delta_z = \frac{1}{EI_y} \int_x^a P\left(\frac{a}{2} - \zeta\right)\left(\frac{a}{2} - \zeta\right) d\zeta$$

$$\delta_z = \frac{P}{12EI_y} (a^3 - 3a^2x + 6ax^2 - 4x^3), \quad 0 < x < a \quad (2.90)$$

Si la carga se aplica en el centro del claro, entonces se debe multiplicar por dos la ecuación del desplazamiento debido a la simetría de la viga. Por consiguiente, el desplazamiento en el centro de la viga y en el apoyo es

$$\delta_z(a = L/2; x = 0) = 2\left(\frac{Pa^3}{12EI_y}\right) = \frac{PL^3}{48EI_y} \quad (2.91)$$

$$\delta_z(a = L/2; x = L/2) = 0$$

Este resultado concuerda con el obtenido en la referencia [55]. Ahora podemos obtener la constante de resorte para esta viga usando (2.91) como sigue

$$k_z = \frac{P}{\delta_z} = \frac{48EI_y}{L^3} = \frac{4Ewt^3}{L^3} \quad (2.92)$$

Donde el momento de inercia es $I_y = \frac{wt^3}{12}$, w es el ancho de la viga y t su espesor.

2.3.4. Constante de resorte para un puente en forma de H

La siguiente estructura investigada en este trabajo es la que se muestra en la figura 2.28a. Aquí seguimos en el procedimiento mostrado en [56]. Considerando la simetría de la estructura, podemos separar un “brazo” del puente y analizarlo para obtener su constante de resorte. Luego se puede multiplicar por cuatro para

obtener la constante de resorte total de la estructura. El brazo tiene una longitud L_b , ancho ω_a y espesor t .

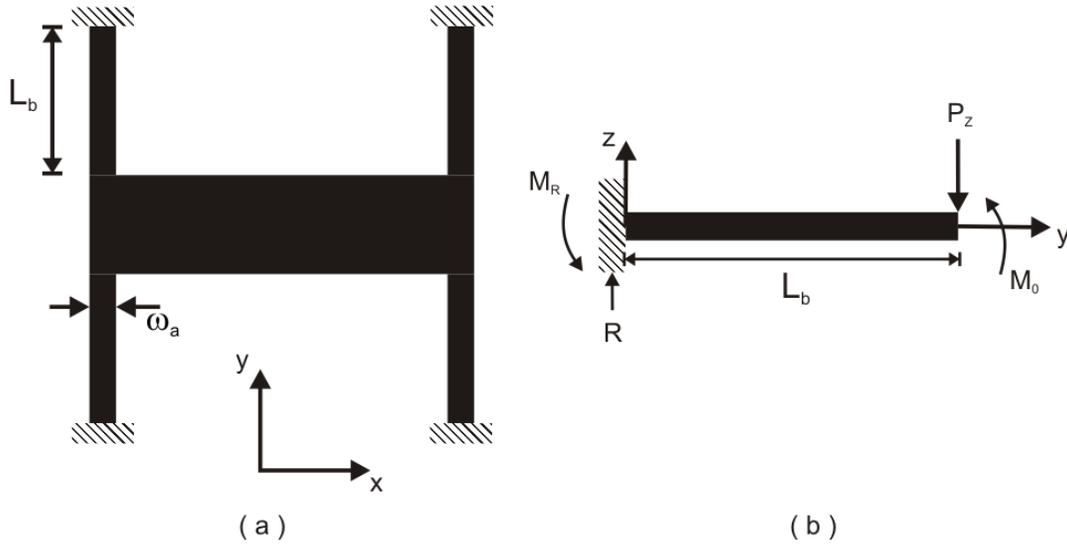


Figura 2.28. Puente en forma de “H”.

Según se puede deducir de la figura 2.28b, el momento flexionante está dado por

$$M = M_0 - P_Z y \quad (2.93)$$

Dado que el desplazamiento angular es cero en el soporte, entonces

$$\theta_0 = \frac{\partial U}{\partial M_0} = \int_0^{L_b} \frac{\partial}{\partial M_0} \left(\frac{M^2}{2EI_x} \right) dy = 0 \quad (2.94)$$

De lo cual se encuentra que

$$M_0 = \frac{P_Z L_b}{2}$$

$$\therefore M = P_Z \left(\frac{L_b}{2} - y \right) \quad (2.95)$$

El desplazamiento está definido por el segundo teorema de Castigliano, es decir

$$\delta_Z = \frac{\partial U}{\partial P_Z} = \int_0^{L_b} \frac{\partial}{\partial P_Z} \left(\frac{M^2}{2EI_x} \right) dy = \frac{P_Z}{EI_x} \int_0^{L_b} \left(\frac{L_b}{2} - y \right)^2 dy = \frac{P_Z L_b^3}{12EI_x} \quad (2.96)$$

Por lo tanto, la constante de resorte del brazo será

$$k_b = \frac{P_Z}{\delta_Z} = \frac{12EI_x}{L_b^3} \quad (2.97)$$

Y la constante de resorte total estará dada por

$$k_Z = 4 \left(\frac{12EI_x}{L^3} \right) = \frac{48EI_x}{L_b^3} = \frac{4E\omega_a t^3}{L_b^3} \quad (2.98)$$

2.3.5. Constante de resorte para un puente de *cangrejo* [56]

Si hacemos que el brazo de un puente “H” tenga forma de “L”, entonces produciremos un puente como el de la figura 2.29a. De nuevo hacemos uso de la simetría que tiene la estructura para simplificar el análisis, figura 2.29b. Por consiguiente, solo es necesario analizar la extremidad del puente para obtener la constante de resorte total.

De la sección “a”, figura 2.30a, se puede deducir que el momento M_a es

$$\begin{aligned} \sum M &= M_a - M_0 + V_a x = 0 \\ \Rightarrow M_a &= M_0 - P_Z x \quad (2.99) \end{aligned}$$

El torque T_a esta dado por

$$\begin{aligned} \sum T &= T_a - T_0 \\ \Rightarrow T_a &= T_0 \quad (2.100) \end{aligned}$$

Y el momento M en el extremo de la sección es

$$\begin{aligned} \sum M &= M - M_0 + P_Z L_a = 0 \\ \Rightarrow M &= M_0 - P_Z L_a \quad (2.101) \end{aligned}$$

De la sección “b”, figura 2.30b, se obtiene que el momento M_b está definido como

$$\begin{aligned} \sum M &= T_0 - M_b - P_Z y = 0 \\ \Rightarrow M_b &= T_0 - P_Z y \quad (2.102) \end{aligned}$$

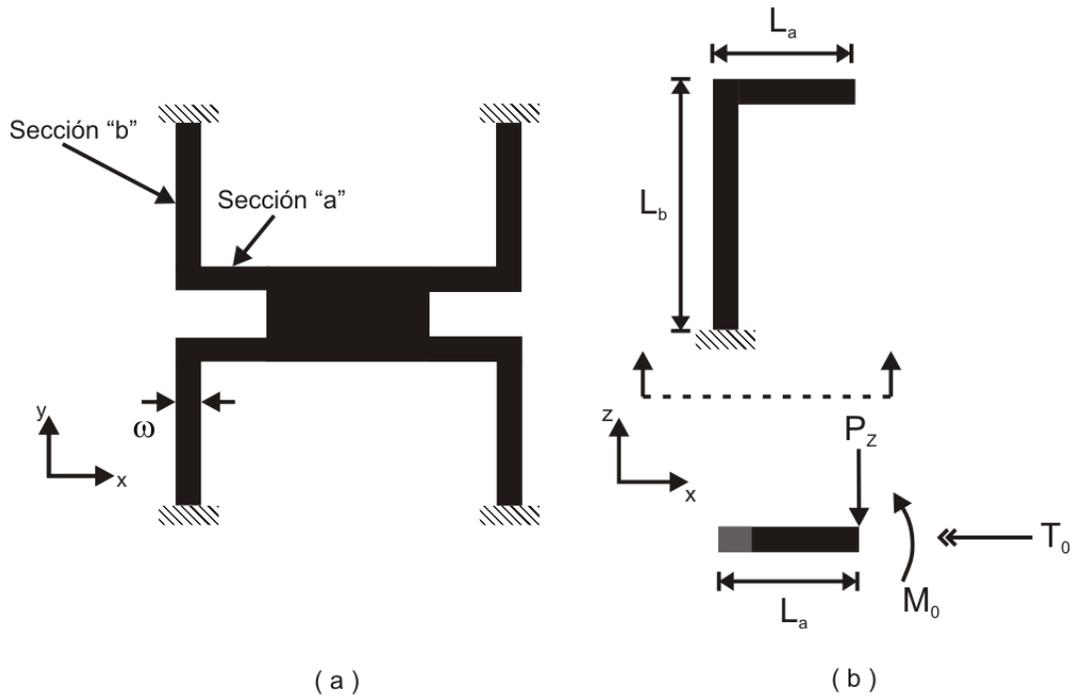


Figura 2.29. Diagrama de el puente de "cangrejo".

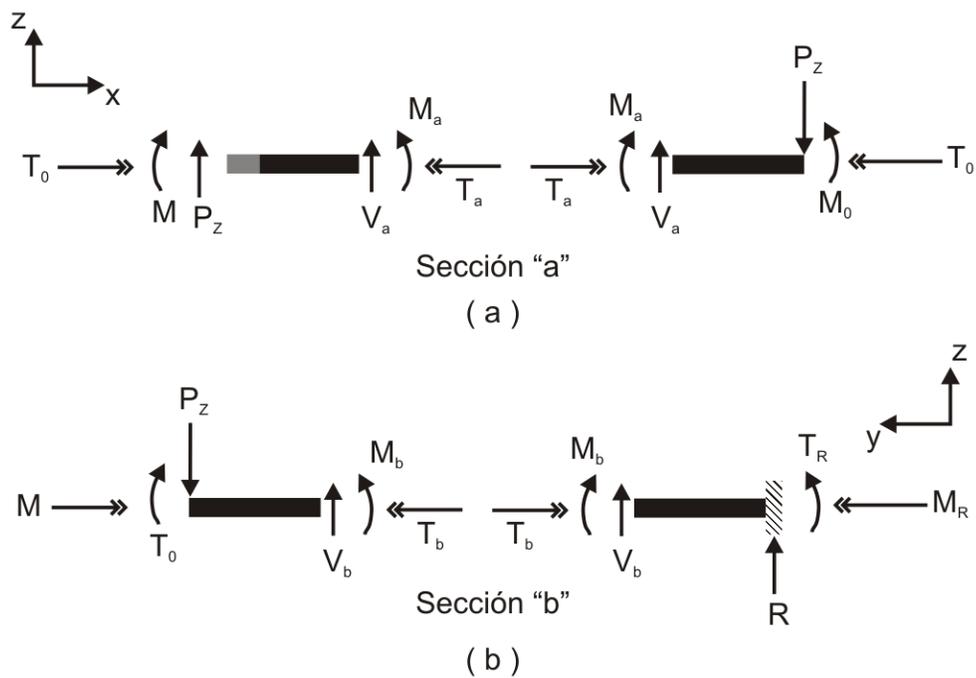


Figura 2.30. Diagrama de cuerpo libre de las secciones del puente de cangrejo.

Y el torque T_b es

$$\sum T = M - T_b = 0$$

$$\Rightarrow T_b = M_0 - P_Z L_a \quad (2.103)$$

Por otro lado, la energía de deformación del puente en este caso estará dada por la siguiente ecuación

$$U = \int_0^L \left(\frac{M^2}{2EI} + \frac{T^2}{2GJ} \right) d\xi \quad (2.104)$$

Donde G es el modulo de elasticidad de torsión y J es la constante torsión, los cuales están definidos como sigue para una sección transversal rectangular [57]

$$G = \frac{E}{2(1 + \nu)} \quad (2.105)$$

$$J = \frac{1}{3} t^3 \omega \left(1 - \frac{192t}{\pi^5 \omega} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i^5} \tanh \left[\frac{i\pi\omega}{2t} \right] \right), \quad t < \omega \quad (2.106)$$

Debido a las restricciones en los apoyos de la estructura, las siguientes igualdades deben cumplirse

$$\theta_0 = \frac{\partial U}{\partial M_0} = \frac{\partial}{\partial M_0} \left[\int_0^{L_a} \left(\frac{M_a^2}{2EI_{y,a}} + \frac{T_a^2}{2GJ_a} \right) d\xi + \int_0^{L_b} \left(\frac{M_b^2}{2EI_{x,b}} + \frac{T_b^2}{2GJ_b} \right) d\xi \right] = 0 \quad (2.107)$$

$$\phi_0 = \frac{\partial U}{\partial T_0} = \frac{\partial}{\partial T_0} \left[\int_0^{L_a} \left(\frac{M_a^2}{2EI_{y,a}} + \frac{T_a^2}{2GJ_a} \right) d\xi + \int_0^{L_b} \left(\frac{M_b^2}{2EI_{x,b}} + \frac{T_b^2}{2GJ_b} \right) d\xi \right] = 0 \quad (2.108)$$

Resolviendo estas ecuaciones obtenemos el siguiente resultado

$$M_0 = \frac{P_Z L_a}{2} \left(\frac{GJ_b L_a + 2EI_{y,a} L_b}{GJ_b L_a + EI_{y,a} L_b} \right) \quad (2.109)$$

$$T_0 = \frac{P_Z L_b}{2} \left(\frac{GJ_a L_b}{GJ_a L_b + EI_{x,b} L_a} \right) \quad (2.110)$$

Por lo tanto, podemos reescribir (2.99), (2.100), (2.102) y (2.103) como sigue

$$M_a = \frac{P_Z L_a}{2} \left(\frac{GJ_b L_a + 2EI_{y,a} L_b}{GJ_b L_a + EI_{y,a} L_b} \right) - P_Z x \quad (2.111)$$

$$T_a = \frac{P_Z L_b}{2} \left(\frac{GJ_a L_b}{GJ_a L_b + EI_{x,b} L_a} \right) \quad (2.112)$$

$$M_b = \frac{P_Z L_b}{2} \left(\frac{GJ_a L_b}{GJ_a L_b + EI_{x,b} L_a} \right) - P_Z y \quad (2.113)$$

$$T_b = \frac{P_Z L_a}{2} \left(\frac{GJ_b L_a + 2EI_{y,a} L_b}{GJ_b L_a + EI_{y,a} L_b} \right) - P_Z L_a \quad (2.114)$$

Aplicando el segundo teorema de Castigliano podemos obtener lo siguiente

$$\delta_Z = \frac{\partial U}{\partial P_Z} = \frac{\partial}{\partial P_Z} \left[\int_0^{L_a} \left(\frac{M_a^2}{2EI_{y,a}} + \frac{T_a^2}{2GJ_a} \right) d\xi + \int_0^{L_b} \left(\frac{M_b^2}{2EI_{x,b}} + \frac{T_b^2}{2GJ_b} \right) d\xi \right] \quad (2.115)$$

Sustituyendo (2.111), (2.112), (2.113) y (2.114) en (2.115) obtenemos las siguientes ecuaciones

$$\begin{aligned} \int_0^{L_a} \frac{\partial}{\partial P_Z} \left(\frac{M_a^2}{2EI_{y,a}} \right) d\xi \\ = \frac{P_Z L_a^3}{\Sigma_{EA}} \left[\frac{1}{4} \left(\frac{\Sigma_{GB} L_a + 2\Sigma_{EA} L_b}{\Sigma_{GB} L_a + \Sigma_{EA} L_b} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{\Sigma_{GB} L_a + 2\Sigma_{EA} L_b}{\Sigma_{GB} L_a + \Sigma_{EA} L_b} \right) + \frac{1}{3} \right] \end{aligned} \quad (2.115a)$$

$$\int_0^{L_a} \frac{\partial}{\partial P_Z} \left(\frac{T_a^2}{2GJ_a} \right) d\xi = \frac{P_Z L_b^2 L_a}{4\Sigma_{GA}} \left(\frac{\Sigma_{GA} L_b}{\Sigma_{GA} L_b + \Sigma_{EB} L_a} \right)^2 \quad (2.115b)$$

$$\int_0^{L_b} \frac{\partial}{\partial P_Z} \left(\frac{M_b^2}{2EI_{x,b}} \right) d\xi = \frac{P_Z L_b^3}{\Sigma_{EB}} \left[\frac{1}{4} \left(\frac{\Sigma_{GA} L_b}{\Sigma_{GA} L_b + \Sigma_{EB} L_a} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{\Sigma_{GA} L_b}{\Sigma_{GA} L_b + \Sigma_{EB} L_a} \right) + \frac{1}{3} \right] \quad (2.115c)$$

$$\int_0^{L_b} \frac{\partial}{\partial P_Z} \left(\frac{T_b^2}{2GJ_b} \right) d\xi = \frac{P_Z L_a^2 L_b}{\Sigma_{GB}} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Sigma_{GB} L_a + 2\Sigma_{EA} L_b}{\Sigma_{GB} L_a + \Sigma_{EA} L_b} \right) - 1 \right]^2 \quad (2.115d)$$

Donde $\Sigma_{GB} = GJ_b$, $\Sigma_{EA} = EI_{y,a}$, $\Sigma_{GA} = GJ_a$, $\Sigma_{EB} = EI_{x,b}$. Por lo tanto, el desplazamiento queda definido como sigue

$$\delta_z = \frac{P_Z L_a^3}{\Sigma_{EA}} \left[\frac{1}{4} \left(\frac{\Sigma_{GB} L_a + 2\Sigma_{EA} L_b}{\Sigma_{GB} L_a + \Sigma_{EA} L_b} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{\Sigma_{GB} L_a + 2\Sigma_{EA} L_b}{\Sigma_{GB} L_a + \Sigma_{EA} L_b} \right) + \frac{1}{3} \right] + \frac{P_Z L_b^2 L_a}{4\Sigma_{GA}} \left(\frac{\Sigma_{GA} L_b}{\Sigma_{GA} L_b + \Sigma_{EB} L_a} \right)^2$$

$$+ \frac{P_Z L_b^3}{\Sigma_{EB}} \left[\frac{1}{4} \left(\frac{\Sigma_{GA} L_b}{\Sigma_{GA} L_b + \Sigma_{EB} L_a} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{\Sigma_{GA} L_b}{\Sigma_{GA} L_b + \Sigma_{EB} L_a} \right) + \frac{1}{3} \right]$$

$$+ \frac{P_Z L_a^2 L_b}{\Sigma_{GB}} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Sigma_{GB} L_a + 2\Sigma_{EA} L_b}{\Sigma_{GB} L_a + \Sigma_{EA} L_b} \right) - 1 \right]^2$$

$$\delta_z = \frac{P_Z \left\{ \Sigma_{GA} \Sigma_{EB} \Sigma_{GB} L_a^3 + 3\Sigma_{EA} \Sigma_{GA} \Sigma_{EB} L_a^2 L_b \right\} + 3\Sigma_{EA} \Sigma_{EB} \Sigma_{GB} L_a L_b^2 + \Sigma_{EA} \Sigma_{GA} \Sigma_{GB} L_b^3}{12 \Sigma_{EA} \Sigma_{GA} \Sigma_{EB} \Sigma_{GB}} \quad (2.116)$$

La ecuación (2.116) puede simplificarse si realizamos algunas aproximaciones

$$\delta_z = \frac{P_Z L_a^3}{12\Sigma_{EA}} + \frac{P_Z L_b^2 L_a}{4\Sigma_{GA}} + \frac{P_Z L_b^3}{12\Sigma_{EB}} + \frac{P_Z L_a^2 L_b}{2\Sigma_{GB}}, \quad \left\{ \begin{array}{l} \Sigma_{GB} L_a + \Sigma_{EA} L_b \sim \Sigma_{GB} L_a + 2\Sigma_{EA} L_b \\ \Sigma_{EB} L_a \ll \Sigma_{GA} L_b \end{array} \right. \quad (2.116a)$$

O bien,

$$\delta_z = \frac{P_Z L_a^3}{12\Sigma_{EA}} + \frac{P_Z L_b^2 L_a}{16\Sigma_{GA}} + \frac{7P_Z L_b^3}{48\Sigma_{EB}} + \frac{P_Z L_a^2 L_b}{2\Sigma_{GB}}, \quad \left\{ \begin{array}{l} \Sigma_{GB} L_a + \Sigma_{EA} L_b \sim \Sigma_{GB} L_a + 2\Sigma_{EA} L_b \\ \Sigma_{EB} L_a \sim \Sigma_{GA} L_b \end{array} \right. \quad (2.116b)$$

Finalmente, utilizando la ecuación (2.116) la constante de resorte será

$$k_z = 4 \left[\frac{P_Z}{\delta_z} \right] = \frac{48 \Sigma_{EA} \Sigma_{GA} \Sigma_{EB} \Sigma_{GB}}{\left\{ \Sigma_{GA} \Sigma_{EB} \Sigma_{GB} L_a^3 + 3\Sigma_{EA} \Sigma_{GA} \Sigma_{EB} L_a^2 L_b \right\} + 3\Sigma_{EA} \Sigma_{EB} \Sigma_{GB} L_a L_b^2 + \Sigma_{EA} \Sigma_{GA} \Sigma_{GB} L_b^3} \quad (2.117)$$

Si sustituimos los momentos de inercia correspondientes, entonces (2.117) se escribe como sigue

$$k_z = \frac{4Ewt^3}{L_a^3} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{L_b}{L_a} \left[\left(\frac{L_b}{L_a} \right)^2 + \frac{3(1-\nu)}{2} \left(1 + \frac{L_b}{L_a} \right) \right]} \right\} \quad (2.118)$$

Resumen de constantes de resorte

En la figura 2.31 se muestra el comportamiento elástico de un puente fijo-fijo de $200\ \mu\text{m}$ de ancho, espesor de $0.5\ \mu\text{m}$, modulo de Young de $70\ \text{GPa}$ y razón de Poisson de 0.55 . Como puede apreciarse, el puente tiene una muy baja constante de resorte ($\approx 0.25\ \text{N/m}$) si la longitud del puente es mayor a $300\ \mu\text{m}$. Por el contrario, si el puente es corto ($< 150\ \mu\text{m}$) se vuelve muy rígido. Con cada micrómetro menos, la rigidez del puente crece de manera muy significativa. Por ejemplo, un puente de $150\ \mu\text{m}$ tiene una rigidez de $2\ \text{N/m}$. Si disminuimos la longitud a $100\ \mu\text{m}$, la rigidez aumenta a $7\ \text{N/m}$. Como es de suponer, la rigidez del puente tiende a cero conforme su longitud aumenta.

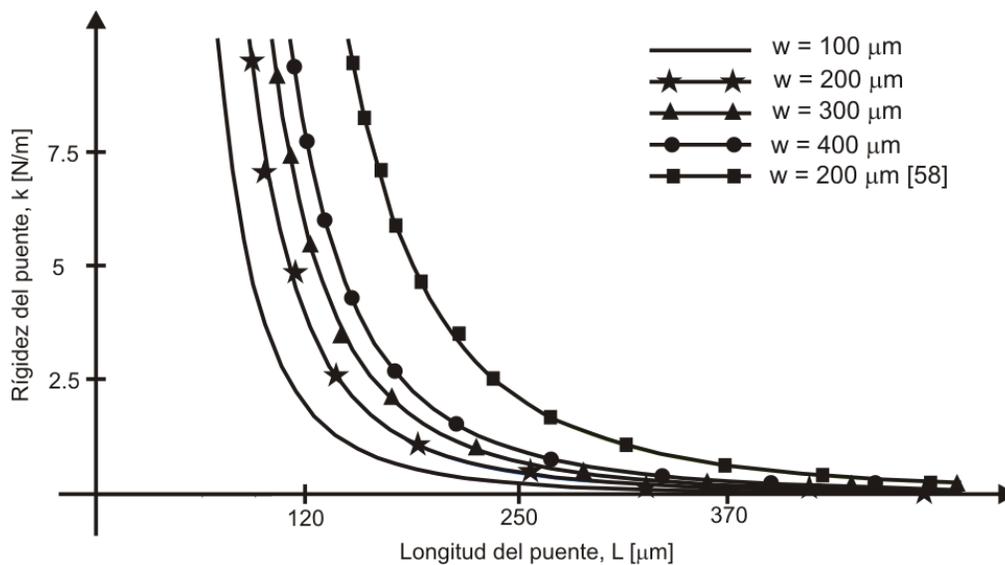


Figura 2.31. Constante de resorte para un puente fijo-fijo para varios anchos w .

La figura 2.32 muestra cómo varía la rigidez de un puente "H". Los parámetros del puente son los siguientes: longitud de $1\ \text{mm}$, ancho de $200\ \mu\text{m}$, espesor de $0.5\ \mu\text{m}$, longitud del brazo de $300\ \mu\text{m}$, ancho del brazo de $40\text{-}200\ \mu\text{m}$. Como se podría predecir, este tipo de puente tiene una rigidez menor que el puente fijo-fijo. Podemos notar que para un brazo largo ($>500\ \mu\text{m}$) la rigidez del puente se vuelve extremadamente baja (aproximadamente de $0.02\ \text{N/m}$). En cambio, la rigidez aumenta cuando dicha longitud es pequeña. En el límite cuando la longitud del brazo tiende a cero, el puente tiene la rigidez de un puente fijo-fijo. Asimismo, el ancho del brazo también determina la rigidez del puente. Un brazo ancho aumenta la rigidez, mientras que un brazo delgado la disminuye.

La figura 2.33 muestra el comportamiento del puente de cangrejo. Si el brazo "b" del puente es largo su rigidez disminuye y si es corto la rigidez aumenta. El mismo comportamiento se observa con el brazo "a". Otro aspecto interesante a notar es que si alguno de los brazos tiende a cero, la rigidez tiende a la de un puente H.

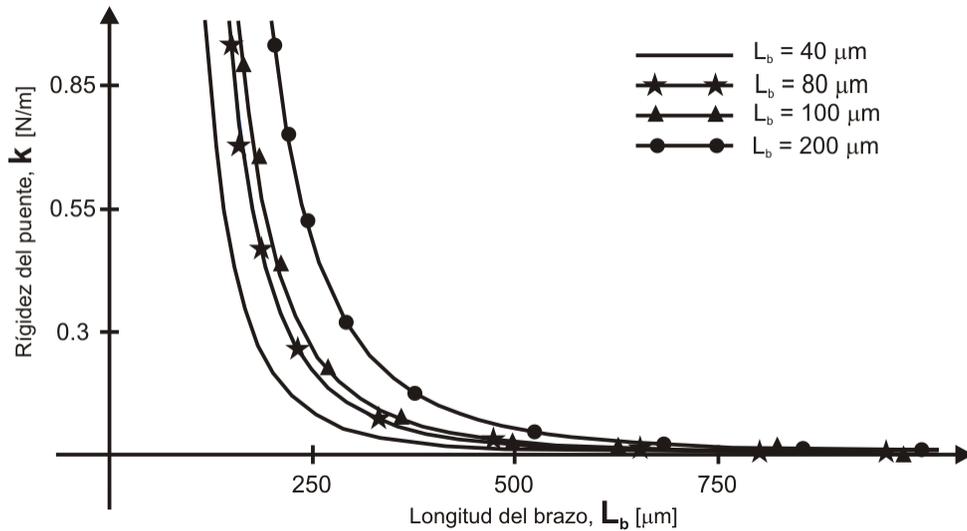


Figura 2.32. Característica elástica de un puente "H" para varios anchos de brazo, ecuación (2.98)

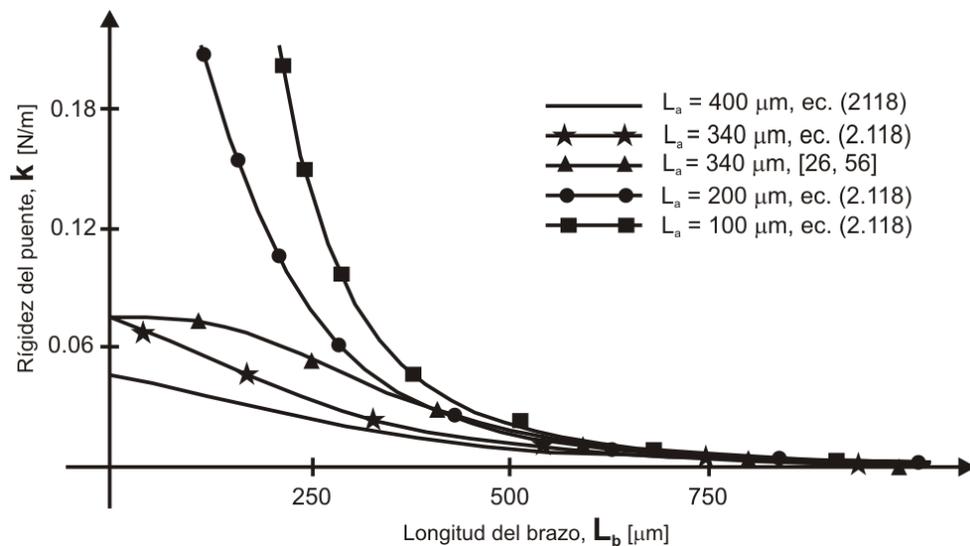


Figura 2.33. Comportamiento de un puente de cangrejo en función de la longitud de su brazo "b". Los parámetros del puente son: longitud 1 mm, ancho 200 μm , espesor 0.5 μm ; ancho brazo "a" y brazo "b" 80 μm .

Efecto del esfuerzo residual

La constante de resorte de los puentes de aire, como los estudiados en la sección anterior, tienen dos componentes principales: una de ellas depende de la rigidez del puente, que como vimos, toma en cuenta las propiedades elásticas del material (E , ν) y la geometría del puente (momento de inercia, dimensiones y forma); la otra componente se debe al proceso de fabricación (esfuerzo residual dentro del puente). En general, ésta última componente es la que domina la constante de resorte. La mejor forma de analizarla es mediante programas especializados ya que su análisis depende de particularidades del equipo de deposición de películas.

Simulación en CoventorWare

Se realizaron varias simulaciones computacionales en el programa especializado CoventorWare con el fin de minimizar el error en nuestros diseños para el interruptor RF MEMS. Las figuras 2.34 y 2.35 muestran el interruptor simulado y la figura 2.36 su respuesta electromecánica. Puede observarse de ésta última su gráfica de histéresis. Notamos también que, gracias a la geometría de cangrejo del puente, tiene un bajo voltaje de actuación (5 V). De dichos resultados podemos extraer la constante de resorte total del puente. Entonces, utilizando (2.55) obtenemos

$$k \approx 0.85 \text{ N/m}$$

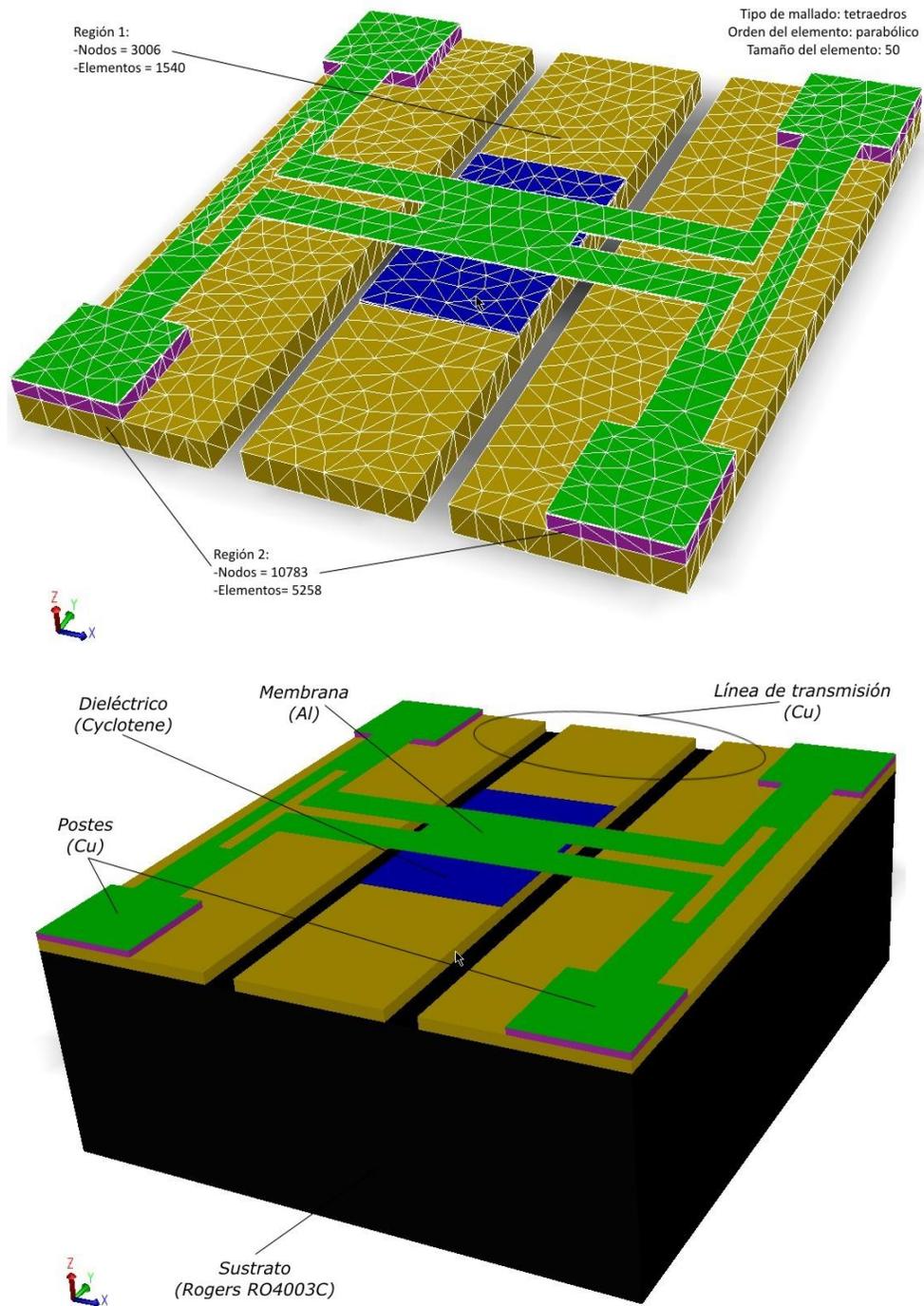


Figura 2.34. Interruptor simulado en CoventorWare.

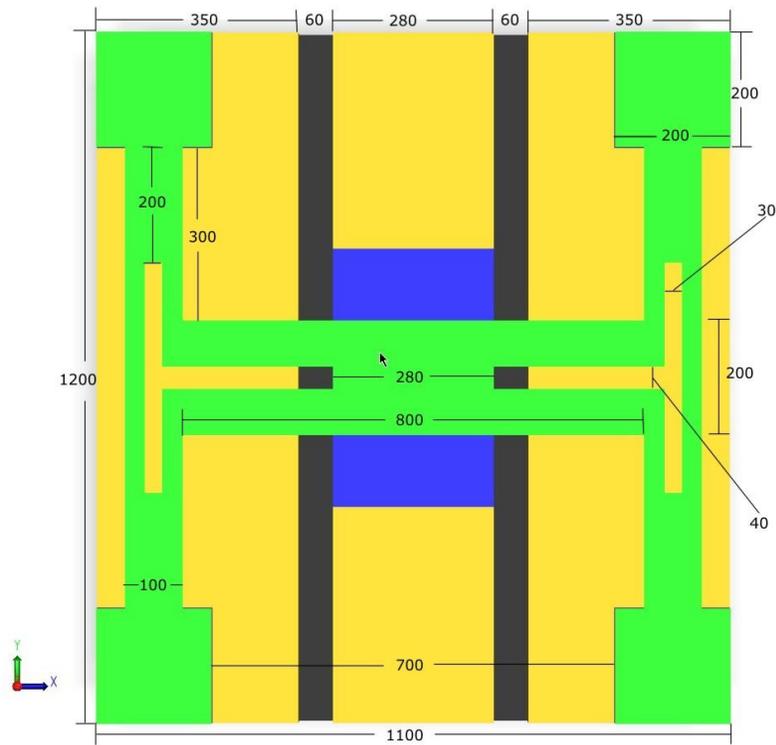


Figura 2.35. Dimensiones (en μm) del interruptor simulado en CoventorWare.

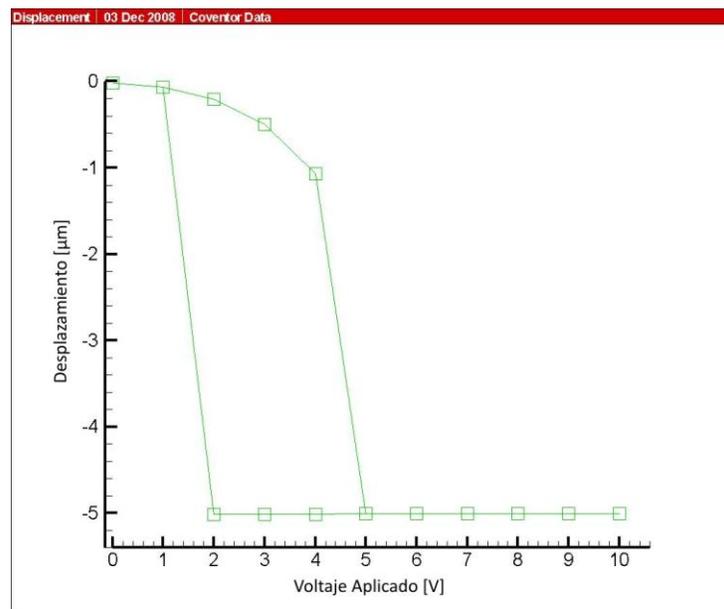


Figura 2.36. Gráfica de histéresis del interruptor simulado en CoventorWare.

2.4. Conclusiones

Desarrollamos la teoría necesaria para analizar un interruptor RF MEMS electromagnética y electromecánicamente. Establecimos el comportamiento de una línea coplanar y de cómo la discontinuidad de un puente de aire puede convertirse en un interruptor RF MEMS. Analizamos los parámetros de dispersión del interruptor y su comportamiento mecánico. Asimismo, obtuvimos resultados por medio de simulaciones computacionales. Estos resultados se resumen en la tabla 2.1.

El interruptor diseñado presenta:

- Voltaje de actuación de 5 V
- Pérdidas de inserción de 0.177 dB @ 10 GHz
- Aislamiento de 6 dB @ 10 GHz
- Constante de resorte de 0.85 N/m

Tabla 2.1. Resumen de los parámetros más importantes del interruptor extraídos de las simulaciones numéricas.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
IL @ 10 GHz	0.96	C_U	129.8 fF
		L_U	21.3 pH
		R_U	858 Ω
Aislamiento @ 10 GHz	0.258	C_D	1.7 pF
		L_D	13.6 pH
		R_D	0.1 Ω
Z_0 CPW	71.6 Ω	k	0.85 N/m
CQF	8268	V_{PI}	4 V

2.5. Referencias

- [1] J. Browne, "Broadband Amps Sport Coplanar Waveguide", *Microwaves RF*, Vol. 26, No. 2, pp. 131-134, 1987.
- [2] J. Browne, "Coplanar Waveguide Supports Integrated Multiplier Systems", *Microwaves RF*, Vol. 28, No. 3, pp. 137-138, 1989.
- [3] J. Browne, "Coplanar MIC Amplifier Bridges 0.5 To 18.0 GHz", *Microwaves RF*, Vol. 26, No. 6, pp. 194-195, 1987.
- [4] "Technology Close-Up", *Microwaves RF*, Vol. 27, No. 4, p. 79, 1988.
- [5] R. E. Stegens y D. N. Alliss, "Coplanar Microwave Integrated Circuit for Integrated Subsystems", *Microwave Systems News Com. Tech.*, Vol. 17, No. 11, pp. 84-96, 1987.
- [6] R. Majidi-Ahy, M. Riaziat, C. Nishimoto, M. Glenn, S. Silverman, S. Weng, Y. C. Pao, G. Zdasiuk, S. Bandy y Z. Tan, "5-100 GHz InP CPW MMIC 7-Section Distributed Amplifier", *IEEE Microwave Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest*, pp. 31-34, 1990.
- [7] C. L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman y D. Denniston, "Performance of Low-Loss RF MEMS Capacitive Switches", *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, Vol. 8, No. 8, pp. 269-271, 1998.
- [8] S. S. Gevorgian, T. Martinsson, A. Deleniv, E. Kollberg y I. Vendik, "Simple and Accurate Dispersion Expression for the Effective Dielectric Constant of Coplanar Waveguides", *IEEE Proceedings on Microwave Antennas and Propagation*, Vol. 144, No. 2, pp. 145-148, 1997.
- [9] T. Q. Deng, M. S. Leong y P. S. Kooi, "Accurate and Simple Closed-Form Formulas for Coplanar Waveguide Synthesis", *Electronics Letters*, Vol. 31, No. 23, pp. 2017-2019, 1995.
- [10] T. Deng, "CAD Model for Coplanar Waveguide Synthesis", *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, Vol. 44, No. 10, pp. 1733-1738, 1996.
- [11] T. Q. Deng, M. S. Leong, P. S. Kooi y T. S. Yeo, "Synthesis Formulas Simplify Coplanar-Waveguide Design", *Microwaves RF*, Vol. 36, No. 3, pp. 84-98, 1997.
- [12] R. N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems", 1a. Ed., John Wiley & Sons, 2001.

- [13] Ai-Qun Liu, "RF MEMS Switches and Integrated Switching Circuits", 1a. Ed. Springer Science-Business Media, 2010.
- [14] S. Gevorgian, L. J. P. Linnér y E. L. Kollberg, "CAD Models for Shielded Multilayered CPW", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 4, pp. 772-779, 1995.
- [15] A. Gopinath, "Losses in Coplanar Waveguides", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, No. 7, 1982.
- [16] B. C. Wadell, "Transmission Line Design Handbook", 1a Ed., Artech House, 1991.
- [17] R. N. Simons y G. E. Ponchak, "Modeling of Some Coplanar Waveguide Discontinuities", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, No. 12, pp. 1796-1803, 1988.
- [18] K. Beilenhoff, H. Klingbeil, W. Heinrich y H. L. Hartnagel, "Open and Short Circuits in Coplanar MMIC's", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, No. 9, pp. 1534-1537, 1993.
- [19] K. Beilenhoff, W. Heinrich y H. Hartnagel, "Finite-Difference Analysis of Open and Short Circuits in Coplanar MMIC's Including Finite Metallization Thickness and Mode Conversion", IEEE MTT -S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 103-106, 1992.
- [20] W. J. Getsinger, "End-Effects in Quasi-TEM Transmission Lines", IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, Vol. 41, No. 4, pp. 666-672, 1993.
- [21] N. H. L. Koster, S. Kosslowski, R. Bertenburg, S. Heinen y I. Wolff, "Investigations on Air Bridges Used for MMICs in CPW Technique", Proceedings on 19th European Microwave Conference Digest, pp. 666-671, 1989.
- [22] K. Beilenhoff, W. Heinrich y H. L. Hartnagel, "The Scattering Behavior of Air Bridges in Coplanar MMIC's", " Proceedings on 21st European Microwave Conference Digest, pp. 1131-1135, 1991.
- [23] H. Jin y R. Vahldieck, "Calculation of Frequency-Dependent S-Parameters of CPW Air-Bridges Considering Finite Metallization Thickness and Conductivity", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 207-210, 1992.
- [24] T. Becks y I. Wolff, "Full-Wave Analysis of Various Coplanar Bends and T-Junctions with Respect to Different Types of Air-Bridges", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 2, pp. 697-700, 1993.

- [25] I. Wolff, "Coplanar Microwave Integrated Circuits", 1a. Ed. John Wiley & Sons, 2006.
- [26] G. M. Rebeiz, "RF MEMS Theory, Design, and Technology", 1a. Ed. John Wiley & Sons, 2003.
- [27] J. B. Muldavin y G. M. Rebeiz, "High-Isolation CPW MEMS shunt switches-part 2: Design", Transactions on Microwave Theory Techniques, Vol. 48, pp. 1053-1056, 2000.
- [28] S. P. Pacheco, D. Peroulis y L. P. B. Katehi, "MEMS single-pole double-throw (SPDT) X and K-band switching circuits", Proceedings on IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 321-324, 2001.
- [29] R. Ramadoss, S. Lee, Y. C. Lee, V. M. Bright y K. C. Gupta, "Flexible polyimide film based high isolation RF-MEMS switches fabricated using printed circuit processing techniques", Proceedings on 18th IEEE International Conference Micro Electro Mechanical Systems (MEMS 2005), pp. 179-182, 2005.
- [30] I. B. Vendik, O. G. Vendik y E. L. Kollberg, "Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 5, pp. 802-808, 2000.
- [31] J. S. Pulskamp, D. C. Judy, R. G. Polcawich, R. Kaul, H. Chandrahali y S. A. Bhawe, "Monolithically Integrated PiezoMEMS SP2T Switch and Contour-Mode Filters", IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), pp. 900-903, 2009.
- [32] S. Chen, C. Lee y E. S. Kim, "Integration of Tunable Capacitors and Bonded-Wires for Contactless RF Switch and Tunable Filter", IEEE International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, pp. 545-548, 2009.
- [33] R. Guerre, U. Drechsler, D. Bhattacharyya, P. Rantakari, R. Stutz, R. V. Wright, Z. D. Milosavljevic, T. Vähä-Heikkilä, P. B. Kirby y M. Despont, "Wafer-Level Transfer Technologies for PZT-Based RF MEMS Switches", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 19, No. 3, pp. 548-560, 2010.
- [34] M. Cuffe, E. Defaÿ, P. Rey, G. Le Rhun, F. Perruchot, C. Ferrandon, D. Mercier, F. Domingue, A. Suhm, M. Aïd, L. Liu, S. Pacheco y M. Miller, "A Fully Packaged Piezoelectric Switch With Low-Voltage Actuation and Electrostatic Hold", IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), pp. 212-215, 2010.

- [35] F. Saharil, R. V. Wright, P. Rantakari, P. B. Kirby, T. Vähä-Heikkilä, F. Niklaus, G. Stemme y J. Oberhammer, "Low-Temperature CMOS-Compatible 3D-Integration of Monocrystalline-Silicon Based PZT RF MEMS Switch Actuators on RF Substrates", IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), pp. 47-50, 2010.
- [36] T. D. Hudson, "Development of Piezoelectric RF MEMS Switch and Phase Shifter", 17th Biennial University/Government/Industry Micro/Nano Symposium (UGIM), pp. 112-115, 2008.
- [37] Y. B. Wu, G. F. Ding, C. C. Zhang, J. Wang, S. P. Mao y H. Wang, "Magnetostatic bistable MEMS switch with electrothermal actuators", Electronics Letters, Vol. 46, No. 15, pp. 1074-1075, 2010.
- [38] T. Min, L. Ebin, K. C. Cheng, L. Dayong, R. Kumar, H. L. Yong, R. Shankar, N. Le, G. Noviello e F. Italia, "A Magnetostatic MEMS Switch Designed for Portable Applications", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 19, No. 5, pp. 1131-1139, 2010.
- [39] C. Lei-Chun, L. You-Liang, J. Ying-Zong, T. Chun-Yin, L. Chun-Ying, H. Sheng-Chieh y C. Jin-Chern, "A novel thermal switch design by using CMOS MEMS fabrication process", IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS), pp. 213-216, 2011.
- [40] L. Lin, S. Pal y X. Huikai, "MEMS mirrors based on curved concentric electrothermal actuators with very small lateral shift and tilt", 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (TRANSDUCERS), pp. 2522-2525, 2011.
- [41] C. Jin-Chern , C. Lei-Chun, L. You-Liang, J. Ying-Zong y H. Sheng-Chieh, "Thermal switch design by using complementary metal-oxide semiconductor MEMS fabrication process", IET Micro & Nano Letters, Vol. 6, No. 7, pp. 534-536.
- [42] X. J. He, Z. Q. Lv, B. Liu y Z. H. Li, "Electrothermally actuated RF MEMS capacitive switch with atomic layer deposited (ALD) dielectrics", 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (TRANSDUCERS), pp. 2470-2473, 2011.
- [43] L. Xiuhan, L. Leijie, L. Jian, X. Yu, Y. Li, B. H. Jin, F. Dongming y Z. Haixia, "Electro-thermally actuated RF MEMS switch for wireless communication", 5th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS), pp. 497-500, 2010.

- [44] M. Asaduzzaman, S. Peik y M. S. R. Shoaib, "Electro-thermal and mechanical analysis of a MEMS switch", International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE), pp. 388-391, 2010.
- [45] R. H. Price, J. E. Wood y S. C. Jacobsen, "The Modeling of Electrostatic Forces in Small Electrostatic Actuators", Technical Digest IEEE Solid-State Sensor and Actuator Workshop, pp. 131-135.
- [46] W. S. N. Trimmer y K. J. Gabriel, "Design Considerations for a Practical Electrostatic Micromotor", Sensors and Actuators, Vol. 11, No. 2, pp. 189-206, 1987.
- [47] G. T. A. Kovacs, "Micromachined Transducers Source Book", WCB/McGraw-Hill, Boston, 1998.
- [48] R. Al-Dahleh y R. R. Mansour, "High-Capacitance-Ratio Warped-Beam Capacitive MEMS Switch Design", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 19, No. 3, pp. 538-547, 2010.
- [49] R. Marcelli, A. Lucibello, G. De Angelis, E. Proietti y D. Comastri, "Mechanical Modelling of Capacitive RF MEMS Shunt Switches", Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP), pp. 19-22, 2009.
- [50] D. Elata, "Modeling the Electromechanical Response of RF-MEMS Switches", 7th International Conference on Thermal, Mechanical and Multiphysics Simulation and Experiments in Micro-Electronics and Micro-Systems (EuroSimE), pp. 1-4, 2006.
- [51] A. P. Pisano y Y. H. Cho, "Mechanical design issues in laterally-driven microstructures", Sensors and Actuators: A Physical, Vol. 23, No. 1-3, pp. 1060-1064, 1990.
- [52] D. Balaraman, S. K. Bhattacharya, F. Ayazi y J. Papapolymerou, "Low-Cost Low Actuation Voltage Copper RF MEMS Switches", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 2, pp. 1225-1228, 2002.
- [53] R. Chan, R. Lesnick, D. Becher y M. Feng, "Low-Actuation Voltage RF MEMS Shunt Switch With Cold Switching Lifetime of Seven Billion Cycles", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 12, No. 5, pp. 713-719, 2003.
- [54] D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi y L. P. B. Katehi, "Electromechanical Considerations in Developing Low-Voltage RF MEMS Switches", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 1, pp. 259-270, 2003.

- [55] S. Timoshenko, "Strength of Materials, Part 1", 2a Ed. D. Van Nostrand Company, pp. 140-143, 1940.
- [56] G. K. Fedder, Simulation of Microelectromechanical Systems, PhD. Thesis, Dept. of Engineering-Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California at Berkeley, Berkeley, California, 1994.
- [57] S. Timoshenko y J. N. Goodier, "Theory of Elasticity", 3ra. edición McGraw-Hill, 1970.
- [58] K. Van Caekenberghe, "Modeling RF MEMS Devices", IEEE Microwave Magazine, Vol. 13, No. 1, pp. 83-110, 2012.

3. Proceso de fabricación de dispositivos MEMS sobre sustratos de microondas

3.1. Introducción

La microfabricación es un conjunto de tecnologías utilizadas para la manufactura de estructuras en la escala microscópica. Estas tecnologías se derivan principalmente de la tecnología de circuitos integrados y de la microelectrónica, dado que comparten con ellas características y procesos. Algunas de estas técnicas son, por ejemplo: fotolitografía; deposición de películas delgadas; deposición química en fase vapor (*chemical vapor deposition*, CVD) o física en fase vapor (*physical vapor deposition*, PVD); crecimiento epitaxial o por oxidación de películas delgadas; dopado por iones implantados o por difusión; ataque húmedo; ataque seco, entre otros.

En la tecnología MEMS existen dos formas predominantes de microfabricación: micromaquinado de volumen y superficial. El primero se refiere a la construcción de microestructuras removiendo materiales de un sustrato. Entre los sustratos más utilizados encontramos silicio, vidrio, cuarzo, germanio y arseniuro de galio. El micromaquinado superficial, por otra parte, construye microestructuras agregando materiales capa por capa sobre la superficie del sustrato. Las capas son películas delgadas, típicamente 1-5 μm de espesor. Algunas capas actúan como capas estructurales mientras que otras son capas de sacrificio.

3.1.1. Circuitos Integrados de Microondas

La tecnología de circuitos integrados de microondas (MIC) ha tenido un gran desarrollo en los últimos años dado que ha conseguido reducir el tamaño, peso y costo de los sistemas de microondas. Gracias a esta tecnología se han podido reemplazar dispositivos de microondas costosos y voluminosos por componentes planares pequeños y baratos. Por ejemplo, se ha conseguido integrar subsistemas de microondas completos, tales como módulos receptores/transmisores de radares y satelitales, en un circuito integrado de sólo algunos milímetros [1-3].

Hay dos tipos de circuitos integrados de microondas: híbridos y monolíticos. Los MICs híbridos incorporan elementos discretos, tales como resistencias, inductores, capacitores, diodos y transistores a líneas de transmisión y conductores grabados sobre un sustrato. Los MICs monolíticos (MMIC) integran los elementos activos y pasivos requeridos para un circuito dado en el proceso de fabricación tal como sucede con los circuitos integrados. Además, una sola oblea puede contener muchos circuitos, todos los cuales pueden ser procesados y fabricados simultáneamente reduciendo de esta manera los costos ya que elimina la labor manual de la tecnología híbrida.

Los MMICs tienen la ventaja de una producción en masa más barata, mejores parámetros eléctricos, tamaño pequeño y peso menor que los MICs híbridos. La desventaja de los MMICs, en comparación con los circuitos híbridos, es la casi imposible modificación y/o ajuste del circuito después de que se ha fabricado. Debido a los altos costos de producción, una modificación al circuito o una corrección en el diseño es muy cara cuando se encuentra en proceso de fabricación. Por ello, es necesario utilizar herramientas de diseño precisas para optimizar el circuito antes de fabricarlo.

Hasta años muy recientes, más del 90% de los MICs estaban basados en la línea microcinta (MSL). Desde el punto de vista de fabricación, la MSL tiene algunas desventajas tales como: conexiones (conocidas como *via hole*) a través del sustrato; una metalización del lado posterior del sustrato que dificulta la fabricación; la necesidad de que el sustrato sea delgado [4, 5].

Una alternativa a la línea microcinta es la guía de onda coplanar (CPW). La CPW no solo supera los problemas presentados por la MSL, sino que además facilita la implementación en serie y en paralelo de elementos activos y pasivos dentro del circuito al evitar las conexiones *via hole*. Asimismo, la CPW puede en principio funcionar con casi cualquier espesor del sustrato. En conjunto, estas ventajas reducen el costo de los circuitos basados en CPW comparándolos con aquellos basados en MSL. Por estas razones, han surgido aplicaciones basadas en CPW. Por ejemplo, en los últimos años la tecnología MEMS ha desarrollado muchos

dispositivos de radio frecuencia (RF) y microondas (MW) basados en CPW (interruptores, capacitores, varactores, inductores, resonadores, filtros, desplazadores de fase, antenas, etc.).

Asimismo, la tecnología MIC necesita materiales especiales para microondas. En este sentido, el sustrato requiere atención especial ya que es la parte más importante en los MICs. Para una buena selección del sustrato se evalúan características tales como: conductividad eléctrica, constante dieléctrica, tangente de pérdidas, transferencia térmica, esfuerzo mecánico y compatibilidad con otros materiales. Los sustratos más utilizados en la tecnología híbrida son alúmina, cuarzo y teflón. En el caso de la tecnología monolítica los materiales utilizados están fuertemente determinados por el tipo de dispositivos activos deseados y por la frecuencia de operación. Por ejemplo, los transistores bipolares de silicio pueden ser usados hasta algunos gigahertz, los transistores de efecto de campo de arseniuro de galio (GaAs) son utilizados hasta 60 GHz y los MESFETs son empleados hasta algunos gigahertz. Se considera que el GaAs es el sustrato más común para la tecnología monolítica debido principalmente al enorme progreso de su procesamiento y a su gran versatilidad. El GaAs ha encontrado aplicaciones en amplificadores, mezcladores, osciladores, desplazadores de fase, entre otras [6, 7].

Además del sustrato, existen otros elementos de microondas que se deben considerar. Entre estos se encuentran las líneas de transmisión y conductores que son frecuentemente fabricados de oro o cobre, los cuales deben tener al menos unas cuantas profundidades de penetración de espesor para reducir la atenuación. Los capacitores y líneas sobrepuestas necesitan capas dieléctricas, para ello se usan ampliamente el óxido de silicio (SiO), dióxido de silicio (SiO₂) y nitruro de silicio (Si₃N₄). Por último, las resistencias requieren de películas resistivas tales como nicromo (NiCr), tantalio (Ta) y titanio (Ti) [6, 7].

Por último, la tecnología RF MEMS ha surgido con mucha fuerza debido al gran potencial que tiene como alternativa a la tecnología de semiconductores. Las aplicaciones MIC típicas como antenas, filtros, resonadores, desplazadores de fase, superficies selectivas de frecuencias, varactores, interruptores, entre otros, se han visto enriquecidas y renovadas gracias a las nuevas posibilidades que les ofrecen los RF MEMS [8,9]. El desarrollo de las técnicas de micromaquinado ha permitido fabricar estructuras móviles que pueden ser utilizadas en tales circuitos. Así, por ejemplo, se han desarrollado antenas en arreglos de fase, desplazadores de fase reconfigurables, filtros sintonizables, varactores e interruptores capacitivos [10-14]. En particular, los interruptores RF MEMS han recibido una atención muy fuerte, lo que ha provocado un desarrollo masivo de estos dispositivos. Debido a este interés existe una gran variedad de interruptores

RF MEMS, los cuales pueden ser capacitivos u óhmicos; electrostáticos, magnéticos, térmicos o piezoeléctricos; de viga voladiza o puente, etc., [15-18].

3.1.2. Materiales RF MEMS

Sustrato

Los circuitos integrados de microondas requieren, principalmente, sustratos que tengan bajas pérdidas y estabilidad en frecuencia de su constante dieléctrica. Además, se requiere un equilibrio entre rendimiento, fabricación y costo. También es deseable que soporten temperaturas máximas de 250°C con mínima distorsión, y que sean resistentes a todos los procesos químicos relacionados con la fabricación.

Conforme la frecuencia de operación se incrementa, la variedad de sustratos disponibles se reduce significativamente, por lo que sólo hay algunos materiales que cumplen con las características antes mencionadas. En esta investigación, se propone el uso del sustrato estándar Rogers RO4003C cuya tangente de pérdidas de 0.0008 a 10 GHz lo hace ideal para circuitos en frecuencias de microondas, ya que minimiza las pérdidas [19]. Este sustrato no sólo posee muy buenas características en frecuencias de ondas milimétricas, sino que también resiste los procesos involucrados en los procesos de fabricación MEMS y ayuda a reducir costos por ser de fácil manejo. Adicionalmente, tiene las siguientes ventajas: sus propiedades eléctricas permiten un desempeño excelente y aplicaciones con frecuencia de operación más alta, por lo que es ideal para aplicaciones de banda ancha y control de la impedancia de las líneas de transmisión; su coeficiente de expansión térmico es similar al del cobre, lo cual permite que el material exhiba una excelente estabilidad dimensional además, de que lo hace estable en un rango grande de temperaturas de procesamiento de circuitos. Sus aplicaciones típicas son: antenas, amplificadores de potencia, dispositivos de RF, entre otros.

Dieléctrico

Los dieléctricos constituyen uno de los grupos de materiales más ampliamente investigados en la fabricación RF MEMS. De hecho, el rápido desarrollo de la tecnología RF MEMS durante las últimas dos décadas puede ser atribuido a la capacidad de aprovechar la experiencia, conocimientos e infraestructura física desarrollada para el silicio y sus derivados (nitruro de silicio y óxido de silicio).

En la actualidad, los RF MEMS también se benefician del surgimiento de nuevos dieléctricos desarrollados para aplicaciones que no son compatibles con silicio. La continua evolución hacia aplicaciones de microondas exige altas propiedades de los materiales dieléctricos tales como: constantes dieléctricas bajas, factores de disipación también bajos, baja absorción de la humedad y buena estabilidad térmica. Entre estos materiales los polímeros han jugado un papel crítico en el avance de la industria. Dichos materiales han servido como fotorresinas en microlitografía y como dieléctricos en circuitos integrados, pantallas, interconexiones y dispositivos fotónicos [20-23]. Las películas poliméricas pueden reemplazar a las películas inorgánicas, especialmente cuando se necesitan películas gruesas. Los polímeros no presentan problemas al ser centrifugados pudiendo alcanzar espesores desde algunos micrómetros hasta 100 μm con relativa facilidad. En cambio, los dieléctricos inorgánicos con mayor espesor que unos pocos micrómetros son difíciles de alcanzar y no son un estándar en la microfabricación.

Desde esta perspectiva, el benzocyclobuteno (BCB) es un polímero que ha sido desarrollado para reemplazar a dieléctricos como el dióxido de silicio (SiO_2). Tiene baja constante dieléctrica, bajo factor de pérdidas en altas frecuencias, baja absorción de humedad, baja temperatura de curado, alto grado de planarización, bajo nivel de contaminantes iónicos, alta claridad óptica, buena estabilidad térmica, resistencia química excelente y buena compatibilidad con varias metalizaciones [24-30]. Además de estas características, una película de BCB puede formarse a partir de la técnica de centrifugado. Por estas razones, ha sido seleccionado como capa dieléctrica dentro del proceso de fabricación desarrollado en este trabajo.

Materiales de sacrificio

En la microfabricación, hay muchas capas que son utilizadas para un sólo propósito y cuando cumplen con él son eliminadas. Estas capas son llamadas de sacrificio. Tal vez la capa de sacrificio más común es la fotorresina. Las capas de sacrificio permiten fabricar estructuras mecánicas muy complejas. Por ejemplo, los hoyos en las capas estructurales y estructuras movibles son hechas por la deposición de materiales sacrificiales que luego son removidos selectivamente.

Las capas de sacrificio deben cumplir dos propósitos: tolerar las condiciones de deposición de las capas estructurales posteriores, y ser removibles selectivamente sin dañar dichas capas. La tabla 3.1 muestra los materiales típicos para capas estructurales y de sacrificio con sus respectivos atacantes. Es importante señalar que la eliminación del material de sacrificio, generalmente se lleva a cabo al final

del proceso de fabricación. Por esta razón se le llama de *liberación*. Eliminar las capas de sacrificio antes del paso final puede provocar doblez, rompimiento o daño a las capas estructurales.

Tabla 3.1. Pares de capas de sacrificio y estructurales típicas en microfabricación [31]

<i>Capa de sacrificio</i>	<i>Capa estructural</i>	<i>Atacante</i>
Poly-Si	SiC, SiN	TMAH, KOH
Poly-Si	Óxido	TMAH
Poliimida	Al, SiC, SiN, Ti	Plasma O ₂
Óxidos	SiC, SiN, Poly-Si, TiN	HF
Óxidos	Ti, Al	73% HF
Cu	Ni	H ₂ O ₂ :HAC:H ₂ O
Al	Ni	H ₃ PO ₄ :HAC:HNO ₃
Ni	Cu	HNO ₃
Cu, Ni, Al	Au	HNO ₃

Tradicionalmente, los procesos de fabricación de MEMS utilizan materiales sacrificiales tales como oxido de silicio (SiO), nitruro de silicio (Si₃N₄) o poliimida entre otros [31-33]. Estas películas necesitan procesos complejos de deposición, ataque y liberación. Por ello es deseable una capa sacrificial que permita simplificar el proceso de fabricación lo más posible.

En este sentido, la fotorresina ha sido utilizada también como capa de sacrificio [34-37]. El uso de este material tiene implicaciones en la capa estructural, dado que la deposición del metal puede modificar el espesor y la superficie de la fotorresina. Por este motivo, se hace necesario identificar las condiciones óptimas para que la exposición al plasma durante la deposición de la capa metálica no afecte las propiedades del material.

Por dichas razones, en este trabajo elegimos la fotorresina positiva estándar AZ9245 para hacer las fotolitografías correspondientes, y como material de sacrificio sobre el cual se forma el puente del interruptor.

Metales

Hay muchos metales disponibles para formar estructuras suspendidas tipo puente en dispositivos RF MEMS. Entre estos se encuentran cobre, oro, plata y aluminio. Para capas conductoras, la resistividad es la principal consideración ya que minimiza las pérdidas. En este caso, el cobre y el aluminio son los metales preferidos aunque el oro es de uso común en dispositivos de RF. Otro aspecto muy importante que se debe considerar es la técnica de deposición del metal, ya que no todos los materiales son susceptibles a todos los métodos de deposición, y las propiedades de la película resultante (resistividad, textura, adhesión, esfuerzo, morfología superficial) están estrechamente relacionadas con los detalles del proceso y con el equipo mismo de deposición.

En películas delgadas se requiere que la resistividad del metal sea baja. En este tipo de películas es frecuente que la resistividad sea mucho más grande que la resistividad de metales gruesos. Las resistividades de películas delgadas como aluminio, cobre y oro son casi iguales a sus respectivas resistividades de películas gruesas. Para otros metales, compuestos y aleaciones, las resistividades se ven afectadas por un factor de dos o más, y están fuertemente influenciadas, como se mencionó antes, por la técnica de deposición utilizada.

En el laboratorio disponible de la Facultad de Ingeniería, en el cual hay dos equipos de erosión catódica y uno de evaporación térmica, los metales que hasta el momento pueden depositarse son cobre y aluminio. En la práctica, la técnica de evaporación térmica presentó muy pobre adherencia de los dos metales sobre vidrio y cobre. En cambio, la deposición por medio de erosión catódica mejora mucho la adherencia de las películas. Además, notamos que la apariencia de las películas depositadas por erosión de RF es sensiblemente mejor que las depositadas por erosión de DC. Por ello, la erosión catódica de RF fue la técnica que se eligió para la deposición de la capa metálica. Asimismo, la rápida oxidación de las películas delgadas de cobre nos llevó a elegir al aluminio como capa estructural para formar puentes y membranas para los dispositivos RF MEMS y de microondas.

3.1.3. Antecedentes del proceso de fabricación

En [38] se propone una nueva tecnología híbrida para circuitos integrados de microondas. En ese trabajo se sustituye el sustrato dieléctrico convencional por un sustrato metálico de cobre de 0.3-5 mm de espesor, el cual se perfora para grabar la estructura de microondas deseada. Sobre este sustrato se forman delgadas estructuras metal-dieléctricas de 5-7 μm de espesor. El dieléctrico

utilizado es un compuesto especial basado en óxido de silicio (SiO) con tangente de pérdidas menores a 0.001 a 20 GHz, constante dieléctrica de 5 y espesor de 3-4 μm . Esta tecnología permitió la fabricación de líneas microcinta de extremadamente baja impedancia (3-5 Ω), lo cual aseguró un cortocircuito virtual en frecuencias de microondas entre la capa metálica superior y el sustrato. Por lo tanto, la estructura metal-dieléctrica es despreciable en frecuencias de microondas, y puede ser considerada como una hoja metálica perforada polarizando dispositivos discretos tales como diodos o transistores. La sustitución del sustrato convencional por el sustrato metálico permitió reducir drásticamente las pérdidas en los dispositivos.

La desventaja principal de esta tecnología es la necesidad de exponer el sustrato a un procesamiento mecánico de alto costo. Para superar este problema, se propuso en [39, 40] utilizar un sustrato dieléctrico sobre el cual se conserva la estructura metal-dieléctrico-metal (MDM) para polarizar los dispositivos de microondas. En ese trabajo se propone usar materiales estándar Rogers 5880 o bien Rogers RO4003 como sustrato. Los circuitos de polarización se forman en la parte superior del sustrato por medio de películas de benzocyclobuteno (BCB) como dieléctrico, y de cobre. Esta propuesta evita el uso del procesamiento mecánico, ya que el grabado del metal se realiza con fotolitografía estándar.

En [40] se diseñó, optimizó y fabricó un arreglo reflectivo para validar la tecnología de fabricación. Este arreglo usa diodos pin como elementos de control en los desplazadores de fase. El uso de estos diodos imposibilita obtener arreglos de fase pasivos de bajo costo debido a que los diodos son elementos caros. Por ello, en este trabajo doctoral, investigamos la posibilidad de extender esta tecnología de fabricación para el desarrollo de interruptores MEMS, que puedan reemplazar a los diodos pin en los desplazadores de fase con la finalidad de obtener arreglos de fase pasivos de bajo costo.

3.2. Fabricación del interruptor RF MEMS

Limpieza del sustrato

El sustrato estándar Rogers RO4003C es un panel con dimensiones de 610 mm x 457 mm y espesor de 0.203 mm. Por ambos lados tiene un recubrimiento de cobre de 17 μm de espesor. El primer paso es cortar obleas del tamaño adecuado para que contengan varios interruptores. Los factores que afectan el tamaño de la oblea son: las dimensiones del porta sustratos que se encuentran en los equipos de deposición de películas delgadas; las dimensiones de los recipientes necesarios para la fotolitografía; el área de iluminación del equipo de luz ultravioleta, entre

otros. Por lo tanto, se decidió cortar obleas de 30 mm x 30 mm conteniendo 4 interruptores cada una. La figura 3.1 muestra la disposición de los interruptores dentro de la oblea.

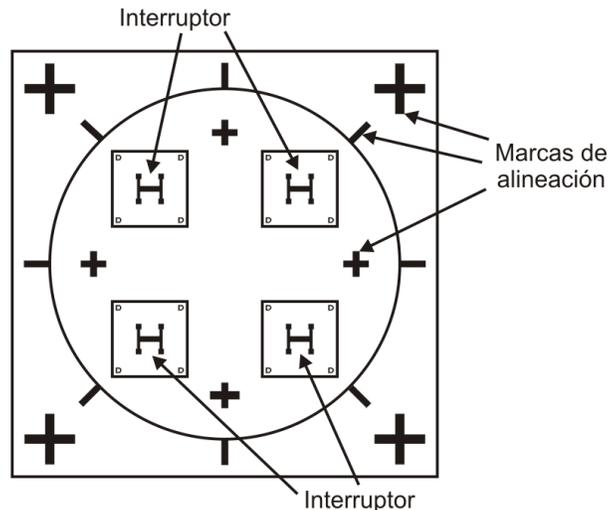


Figura 3.1. Disposición de los interruptores dentro de la oblea.

La mayoría de los procesos de circuitos integrados usan el estándar RCA [41] para la limpieza de sustratos. Dicho estándar implica sumergir el sustrato en una mezcla caliente de sustancias como peróxido de hidrogeno, hidróxido de amonio, ácido fluorhídrico y ácido clorhídrico. Esta técnica es incompatible con el sustrato Rogers debido a la presencia de conocidos atacantes de cobre. Por lo tanto, para limpiar la oblea primero se sumerge en una sustancia especialmente elaborada para eliminar la grasa (jabón extran MA03 al 20%). Luego se realizan dos baños en acetona durante un minuto, finalmente un baño más en agua bidestilada por otro minuto y se centrifuga para secarla. Con este proceso la oblea queda limpia y lista para definir el área de trabajo.

Definición del área de trabajo

El sustrato tiene un recubrimiento de 17 μm de cobre por ambos lados. El interruptor diseñado es un dispositivo coplanar, por lo cual se necesita eliminar el cobre del lado posterior de la oblea. El siguiente paso es realizar la fotolitografía para definir el área de trabajo, según la máscara de la figura 3.2. El área que queda de cobre es una sección circular de 20 mm de diámetro dentro de un

cuadrado de 23 mm x 23 mm. Enseguida se hace un nuevo ataque al cobre para rebajar su espesor de 17 μm a 12 μm . Este menor espesor permite simplificar el proceso de fabricación. Figura 3.11.

Formación de postes

La siguiente etapa es fabricar los postes que soportaran el puente de aluminio. Los postes, o anclajes, se elaboran de varias maneras. Una de ellas es formar una película por medio de electrodeposición utilizando un molde, comúnmente con el material de sacrificio, hasta rellenar los huecos, [42-46] son ejemplo de esta técnica. El puente puede ser formado en este mismo paso dejando crecer la película por arriba del espesor del material de sacrificio. Otra manera de anclar el puente es poner espaciadores sobre la línea de transmisión. La desventaja de este procedimiento es la utilización de técnicas como prensado y adhesión térmica (en inglés se conocen como *milling and bonding*) [47].

En el caso del proceso desarrollado en esta investigación, aprovechamos el recubrimiento de cobre que tiene el sustrato para formar los postes. Realizamos para este propósito un ataque al cobre (de aproximadamente 6 μm) utilizando la máscara de la figura 3.3. Este paso se realiza por medio de fotolitografía estándar y atacando el cobre con una mezcla de agua, ácido clorhídrico y peróxido de hidrógeno.

Capa dieléctrica

Tanto el nitruro de silicio como el dióxido de silicio han sido dieléctricos tradicionales para aplicaciones MEMS y MIC. Sin embargo, las técnicas de deposición típicas de estos dieléctricos dificultan su utilización. Por ejemplo, el dióxido de silicio (SiO_2) es un dieléctrico de muy alta calidad pero sólo puede ser crecido en silicio. Además, necesita materiales compatibles con ambientes de oxidación de 1000°C, o bien, ser crecido por medio de CVD, CVD térmico o PECVD.

Los polímeros tradicionalmente eran utilizados como materiales de encapsulado. Sin embargo, recientemente han sido usados como dieléctricos en MICs y MEMS [48-51]. En general, su baja confiabilidad y estabilidad los hacían poco atractivos en comparación con los dieléctricos inorgánicos típicos. Por ejemplo, uno de sus problemas era su porosidad, lo que causa absorción de humedad. Otro problema era la dificultad de realizar fotolitografía estándar. No se podían obtener ataques selectivos entre el polímero y la fotorresina, y no se podía eliminar la fotorresina

residual [52]. A pesar de estas limitaciones, los polímeros son particularmente necesarios si se requiere una capa gruesa (10-100 μm), ya que estos espesores no son estándar para dieléctricos tradicionales. Los avances más recientes en el procesamiento de polímeros han permitido superar algunos de los problemas antes mencionados. Por ello, ahora se usan de manera cada vez más intensa BCB, SU-8 y CFPF en microfabricación con muy buenos resultados.

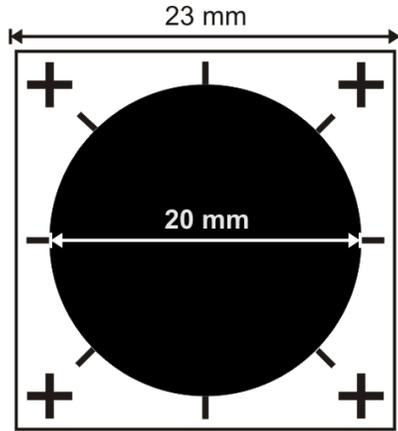


Figura 3.2 Máscara positiva para definir área de trabajo.

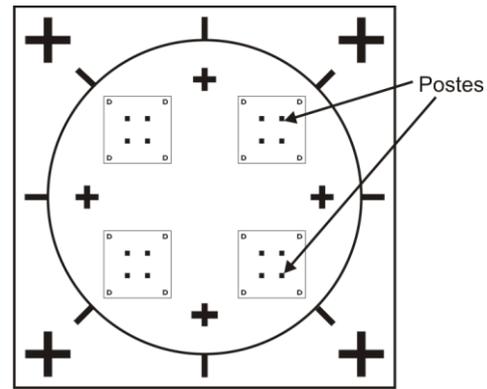


Figura 3.3. Máscara positiva para la formación de los postes.

En esta investigación, utilizamos (BCB) como capa dieléctrica. Sus propiedades eléctricas, mecánicas y ópticas la hacen ideal para aplicaciones de microondas [53-56], tabla 3.2. Además, sus características de procesamiento, tales como bajos tiempo y temperatura de curado, estabilidad térmica, proceso de fotolitografía simple y alta transparencia, planarización y resistencia a los solventes, lo hacen compatible con muchos procesos MIC y MEMS [57]. Asimismo, sus propiedades adherentes son excelentes, en particular con el cobre. La capa BCB-fotorresina resultó ser muy buena también.

Después de la formación de postes, se hace el procesamiento estándar del BCB para obtener una película dieléctrica de 1 μm de espesor. El resumen de dicho procesamiento se encuentra en la tabla 3.3 y el detalle se localiza en [58]. La máscara aplicada se muestra en la figura 3.4.

Tabla 3.2. Propiedades del BCB utilizado (Dow CYCLOTENE XU35133) [57]

<i>Propiedades mecánicas</i>	<i>Valor</i>	<i>Propiedades eléctricas</i>	<i>Valor</i>
Ultimo esfuerzo	78-96 MPa	Resistividad volumétrica	1e+19 Ω -cm
Alargamiento y ruptura	5.50-10.5 %	Constante dieléctrica	2.65 @ 1-20 GHz
Modulo de tensión	2.7-3.1 GPa	Ruptura dieléctrica	530 kV/mm
Razón de Poisson	0.340	Factor de disipación	0.000800

<i>Propiedades físicas</i>	<i>Valor</i>	<i>Propiedades térmicas</i>	<i>Valor</i>
Viscosidad	34 cSt @ 25°C	CTE, lineal	42 $\mu\text{m}/\text{m}\cdot^\circ\text{C}$ @ 20°C
Espesor	0.8-1.8 μm	Conductividad térmica	0.290 W/m-K

Tabla 3.3. Procesamiento estándar para BCB [57, 58].

<i>Proceso</i>	<i>Método</i>	<i>Detalles</i>
Preparación de superficie	Promotor de adhesión	AP3000, 20" @ 3000 rpm; 30" @ 125 °C
Deposición	Centrifugado	10" @ 500 rpm; 60" @ 3500 rpm
Horneado suave	Parrilla (Hot plate)	90" @ 70-75 °C
Exposición	UV	15" @ 360 W
Revelado	DS3000	5' @ 30-35 °C; 5' @ 20-25 °C
Curado final	Horno atmosfera inerte	N ₂ , 40' @ 210°C

Guía de onda coplanar

Después de la capa dieléctrica, la CPW se graba con fotolitografía estándar sobre el cobre. La figura 3.5 muestra la máscara usada en este paso.

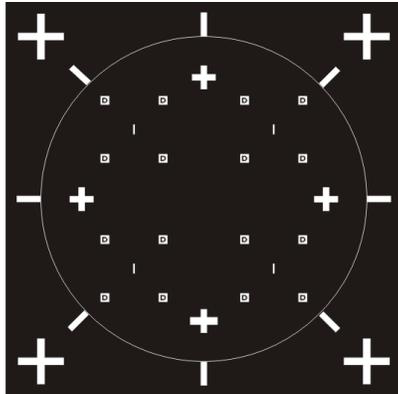


Figura 3.4. Máscara negativa para formar la capa dieléctrica de BCB.

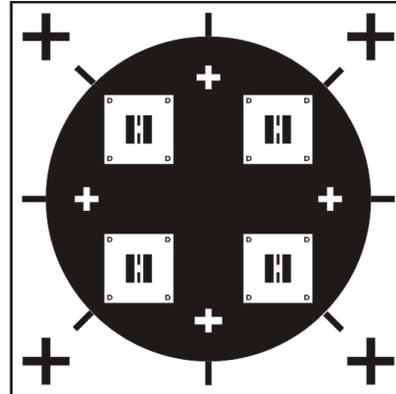


Figura 3.5. Máscara positiva para transferir el patrón de la línea de transmisión.

Utilización de fotorresina como capa de sacrificio

En el micromaquinado superficial, la clave para obtener estructuras con libertad de movimiento es la deposición y posterior eliminación de la capa de sacrificio. Para este propósito se consideran varios aspectos tales como material de sustrato, materiales estructurales y procesos siguientes. Como se mencionó antes, los materiales más utilizados como capas de sacrificio incluyen SiO_2 , SiN , fotorresina, poliimida, SU-8, PMMA y metales [59-64]. La poliimida ha sido usada debido a que puede ser eliminada usando plasma de oxígeno. La desventaja principal de este material es su inestabilidad en altas temperaturas. Las capas sacrificiales metálicas no presentan este problema y en cambio, tienen una ventaja: son conductores. Esta propiedad se vuelve de particular importancia cuando la siguiente capa estructural se realiza mediante electrodeposición. Los complejos procesos de deposición, ataque y liberación los hacen inviables como capa de sacrificio.

Por otro lado, el proceso de fabricación se simplifica si se utiliza fotorresina. La fotorresina ha sido desarrollada para ser una sustancia de fácil deposición y

disolución. Además puede ser grabada directamente y es compatible con muchos materiales orgánicos e inorgánicos. Por estas ventajas ha sido utilizada como capa de sacrificio [65-67]. Sin embargo, cuando la capa es gruesa pueden existir burbujas, rupturas, grietas y arrugas en la superficie de la capa. Otra desventaja es que su proceso de eliminación por ataque húmedo resulta en pegajosidad (*stiction*), a causa de las grandes fuerzas superficiales de tensión y capilaridad presentes en los líquidos. Más adelante se explica cómo superar estas dificultades.

Como primer paso de la etapa de sacrificio, se rellenan con fotorresina los espacios entre los planos de tierra de la CPW y su conductor central, figura 3.6. Enseguida, la fotorresina se procesa de manera estándar y se hace la deposición de otra capa para que cubra el espacio entre el nivel del cobre de la CPW y los postes, según se ilustra en la máscara mostrada en la figura 3.7.

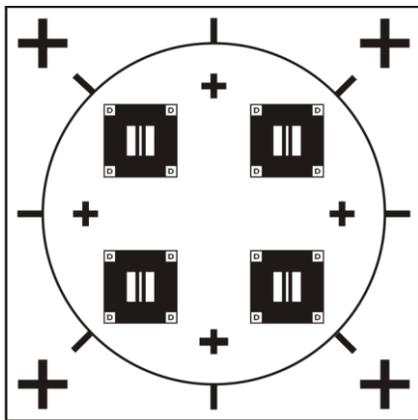


Figura 3.6. Máscara positiva correspondiente al relleno de la línea de transmisión.

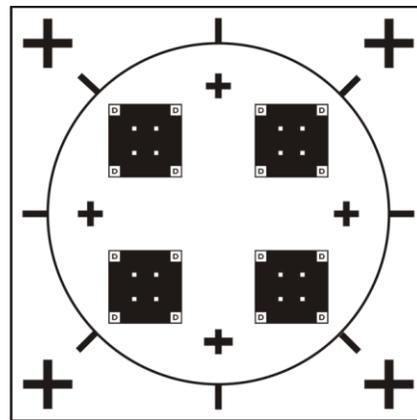


Figura 3.7. Máscara positiva para el relleno de los postes.

Reflujo de la capa sacrificial

La capa de fotorresina, al ser una capa conformal, presenta escalones en la superficie. Estas irregularidades no son deseables ya que pueden dañar la capa metálica subsiguiente. Estos daños pueden ser fracturas, grietas o arrugas en la capa. Por lo tanto, es necesario planarizar y suavizar la capa de sacrificio.

Otra dificultad adicional aparece como resultado del sobreataque en el momento de formar la línea de transmisión. Una consecuencia directa de este efecto es la reducción en todas direcciones de las dimensiones del interruptor. Por lo tanto, después de la etapa de relleno aparece una trinchera entre las paredes de los postes y las de la fotorresina, figura 3.8. Es decir, el hueco que se utiliza para descubrir los postes tiene un área mayor que el área del poste. Esta trinchera provoca que la deposición de la capa estructural no sea la adecuada en esa zona. Como resultado, el puente se rompe en los postes. Para resolver estas dificultades, se propuso realizar un reflujo de la fotorresina. Esta técnica ha sido empleada principalmente para planarizar la superficie de la capa. Además, el reflujo de la fotorresina también puede ayudar a cubrir las trincheras alrededor de los postes.

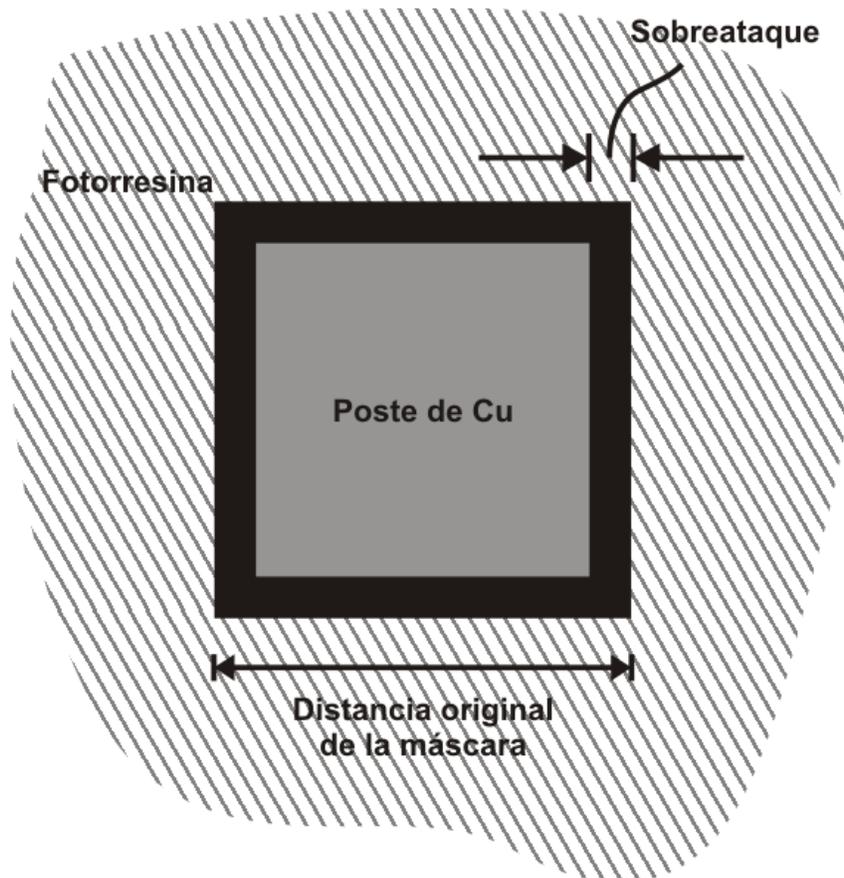


Figura 3.8. Detalle de la trinchera (en color negro) originada por el sobreataque de cobre.

El reflujo de la fotorresina tiene lugar cuando su viscosidad cae a temperaturas más allá de la temperatura de transición en vidrio o cuando es expuesta a un solvente. El primer caso se llama reflujo térmico y el segundo se conoce como reflujo químico. Si se usan las dos técnicas entonces se llama reflujo químico-térmico [68-72]. El reflujo térmico ocurre cuando la resina es calentada por arriba de su temperatura de transición en vidrio. En estas temperaturas, la viscosidad de la resina decrece rápidamente, volviéndose suave y provocando el reflujo. Este fenómeno es posible mientras el material permanece coherente y con suficiente tensión superficial. Para que la resina fluya y la superficie se suavice, es necesario mantenerla en temperaturas elevadas por largo tiempo. De otro modo, la resina no fluirá bien a causa de su alta viscosidad. Sin embargo, la temperatura elevada también inicia en la resina un proceso conocido como entrecruzamiento (*cross-linking*), el cual provoca su endurecimiento.

El reflujo químico, por su lado, consiste en exponer a la resina a vapor de solvente. La oblea se coloca dentro de un recipiente con solvente líquido y con tapa. El recipiente es calentado hasta 40-60°C y el vapor del solvente es absorbido por la resina. El resultado es una sustancia muy suave que fluirá fácilmente sobre la oblea. Esta técnica induce el reflujo de manera muy rápida. El principal problema, sin embargo, es el escaso control de la condensación del vapor sobre el sustrato. Cuando esto sucede toda la resina se disuelve destruyendo el dispositivo. Con esta técnica se evita el *cross-linking* de la resina.

Debido a las restricciones de temperatura, decidimos realizar el reflujo de la fotorresina de forma química. Este proceso comienza con la preparación de una cámara donde se lleva a cabo el reflujo. En la figura 3.9 se ilustra dicha cámara. En una caja de Petri de 10 cm de diámetro se vierten 50 ml de acetona. Luego la base de una caja de Petri de 2.5 cm de diámetro se coloca de forma invertida dentro de la caja que contiene acetona. La caja de Petri pequeña sirve como base para colocar la oblea por arriba del nivel de acetona. Después, es necesario tapar la caja de Petri grande para formar una cámara hermética. Enseguida la cámara se calienta hasta 55°C. A esta temperatura la acetona se evapora de manera intensa saturando la pequeña cámara. En ese momento, se deja la oblea expuesta al vapor durante 30 segundos. Luego, la oblea se saca de la cámara y se hornea a 110°C por 5 minutos para volver a endurecer la resina. Después, la oblea pasa a un segundo horneado durante 12 horas a una temperatura de 68°C. Luego de este paso, la oblea queda lista para la deposición de la capa de aluminio.

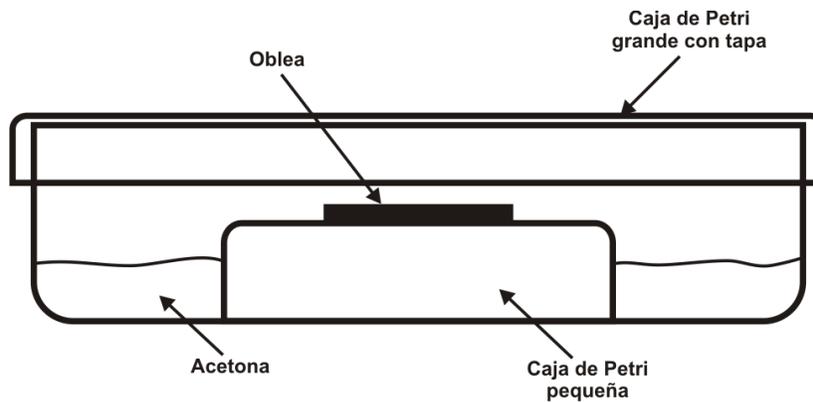


Figura 3.9. Cámara para reflujo de fotorresina.

Puente de aire

Para la formación de la capa metálica que servirá de puente en el interruptor, se realiza un depósito de aluminio de aproximadamente $0.5 \mu\text{m}$ de espesor. Esta deposición se realiza por medio de erosión catódica de RF. En la práctica, logramos obtener las características requeridas de apariencia, espesor y adherencia con una potencia de 52 W, un tiempo de 8.5 minutos y una pulgada de distancia entre la oblea y el blanco. Con estas condiciones aseguramos que las propiedades de la capa sacrificial no se vean perjudicadas y que su temperatura se mantenga por debajo de los 68 grados centígrados. Por arriba de esta temperatura la fotorresina se degrada. Después, se hace la fotolitografía correspondiente para transferir el patrón geométrico al puente de aluminio según la máscara mostrada en la figura 3.10.

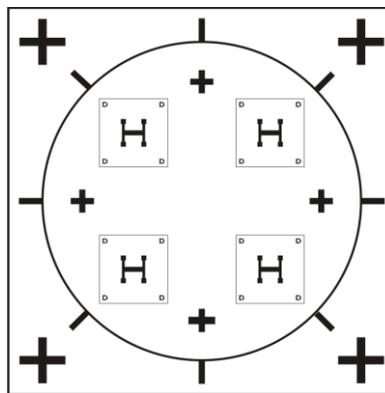


Figura 3.10. Máscara positiva para formar el puente del interruptor.

Liberación

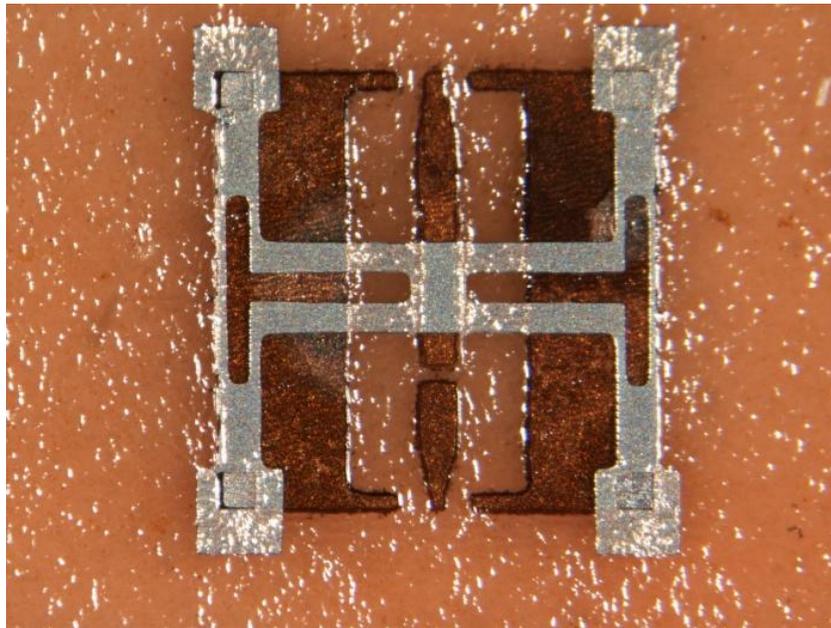
El último paso de este proceso de fabricación involucra la eliminación de la resina para dejar libre el puente. Esta es la etapa crítica dentro de cualquier proceso de fabricación. La mayoría de los procesos de liberación se realizan por medio de un ataque húmedo de la capa sacrificial y luego un secado a través de la técnica de secado supercrítico. En un ataque seco, la fotorresina se ataca por plasma para eliminarla. En cualquier caso, lo importante es evitar que la capa estructural colapse sobre la capa inferior y se quede pegada. Este fenómeno se conoce como pegajosidad.

En esta etapa de liberación, el primer paso es sumergir la oblea en acetona por dos minutos. Luego se cambia la acetona varias veces hasta asegurarse que la fotorresina se haya diluido y que la acetona se vea limpia. Enseguida, se sustituye la acetona por agua bidestilada y se cambia varias veces hasta que una gran parte de la mezcla sea agua. Después se agrega una gota de alcohol isopropílico. El siguiente paso consiste en congelar la oblea inmersa en la mezcla agua-alcohol isopropílico introduciéndola en el congelador de un refrigerador domestico. Dentro del congelador se inicia un proceso de sublimación de la mezcla congelada. Este proceso de sublimación tarda aproximadamente 14 días. Después de este tiempo, el interruptor queda liberado y pasa a la etapa de caracterización.

Otra alternativa para lograr la sublimación es introducir la oblea congelada a la cámara de vacío del equipo de deposición por erosión catódica. Una vez dentro, iniciar el proceso de vacío de la cámara. Esta acción consigue sublimar la mezcla entre 3-6 horas, dependiendo de su volumen. También puede lograrse la liberación de la oblea utilizando una secadora súper-crítica (super critical dryer en inglés). Finalmente, en la figura 3.14 se ilustra el flujo del proceso de fabricación.

3.3. Conclusiones

En este capítulo se presentó el proceso de fabricación para interruptores RF MEMS. Se desarrolló dicho proceso no solo para fabricar interruptores sino, además, dispositivos de microondas tales como superficies selectivas de frecuencia, arreglos reflectivos, lentes, antenas reconfigurables, etc. Las figuras 3.11-3.13 muestran algunos interruptores fabricados bajo este proceso. Se pueden apreciar las diferentes formas de los puentes. También podemos visualizar la línea de transmisión y el material de sacrificio (en este caso fotorresina).



3.11. Interruptor fabricado en etapa de liberación. Puente de cangrejo. Dimensión del puente: 1 mm.

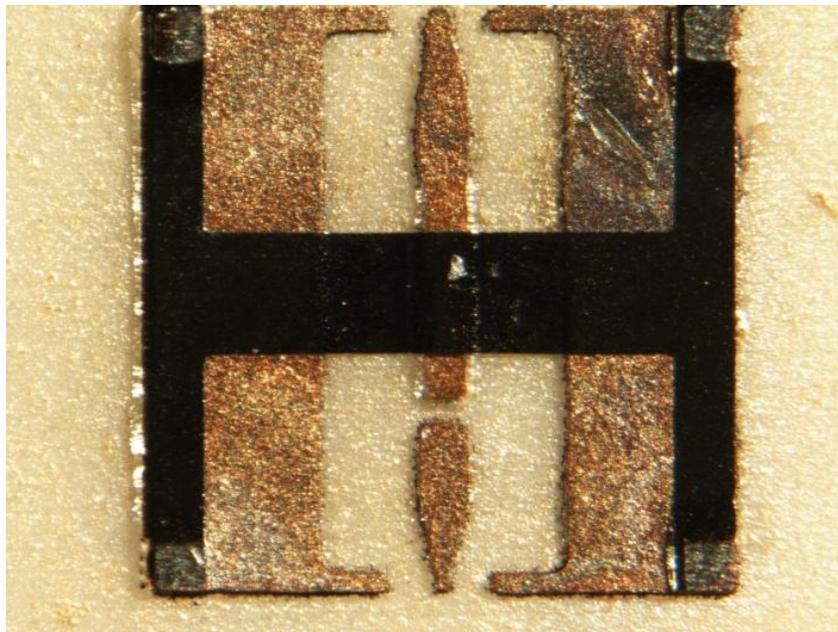


Figura 3.12. Interruptor después de la etapa de relleno. Dimensiones aproximadas del área que ocupa el interruptor: 1 mm x 1mm. Membrana tipo "H".

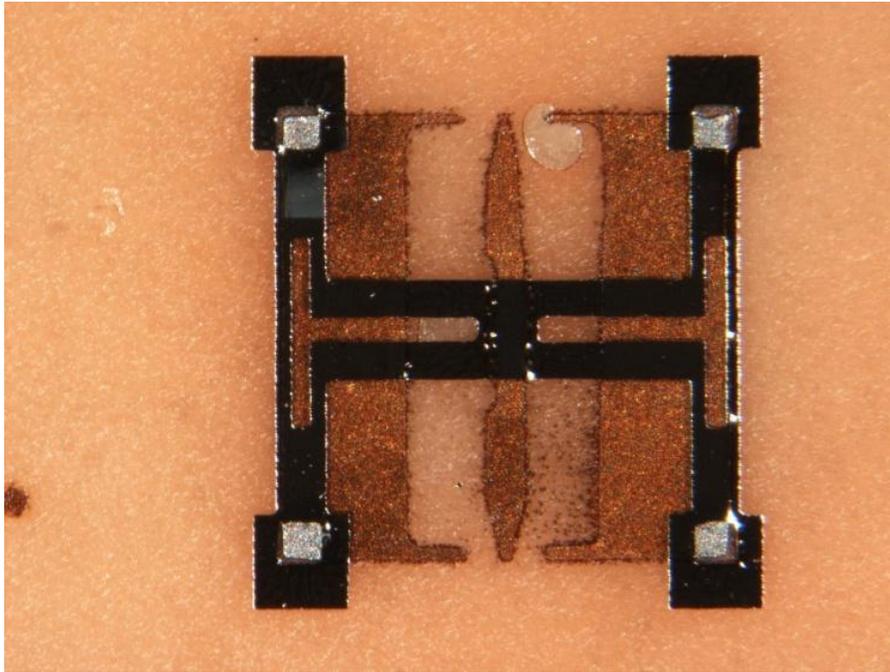


Figura 3.13. Interruptor con puente de cangrejo en etapa de liberación.

En la figura 3.14 se ilustra el proceso completo de fabricación aplicado a un interruptor RF MEMS. En resumen, el proceso consta de:

- 1) Un sustrato dieléctrico RO4003C cuyas superficies están recubiertas de cobre con 17 μm de espesor.
- 2) Una secuencia de ataques húmedos sobre el cobre para fabricar los postes que soportaran el puente.
- 3) La deposición y litografía de una capa dieléctrica de BCB que servirá como dieléctrico entre los electrodos de actuación.
- 4) Una litografía al cobre para grabar la línea de transmisión.
- 5) Deposición de fotorresina como material de sacrificio. Este material determinará el espacio entre los electrodos. En esta etapa se introdujo la técnica de reflujo para planarizar la superficie sobre la cual se realiza la deposición de aluminio.
- 6) Deposición y litografía del puente de aluminio sobre el material de sacrificio.
- 7) Eliminación del material de sacrificio para lograr la liberación del puente.

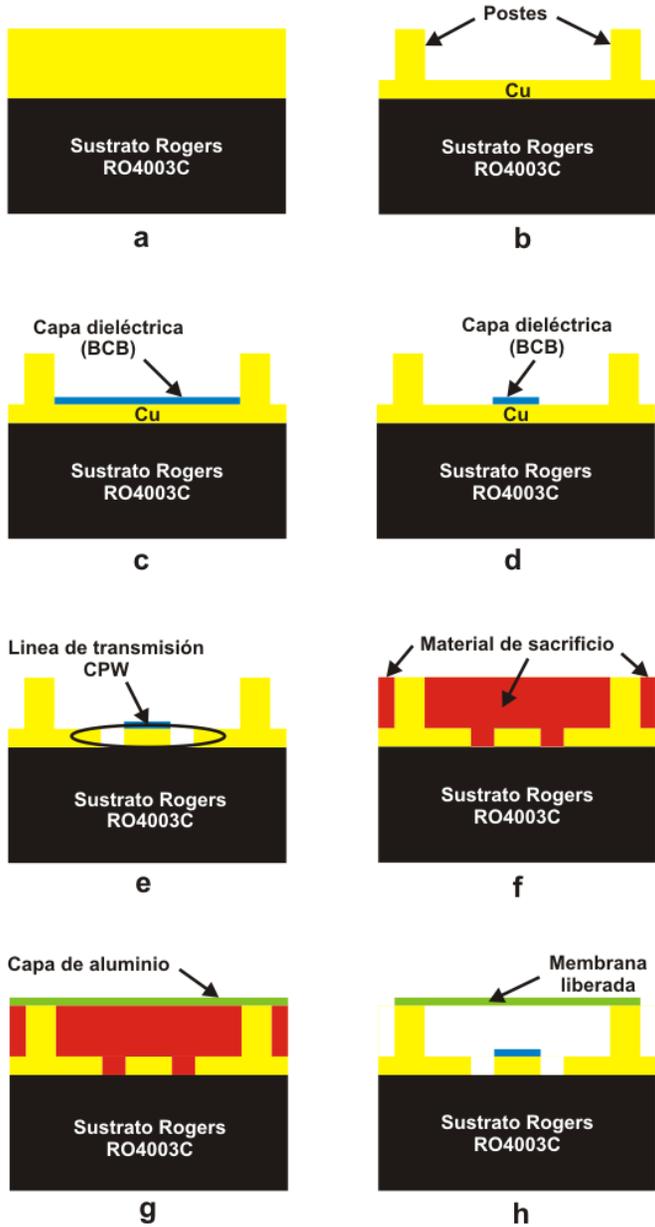


Figura 3.14. Flujo del proceso de fabricación de interruptores RF MEMS.

3.4. Referencias

- [1] D. N. McQuiddy Jr., J. W. Wassel, J. B. Lagrange y W. R. Wisseman, “Monolithic Microwave Integrated Circuits: An Historical Perspective”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, Issue 9, pp. 997-1008, 1984.
- [2] V. Ziegler, W. Gautier, A. Stehle, B. Schoenlinner y U. Prechtel, “Challenges and opportunities for RF-MEMS in aeronautics and space - The EADS perspective”, 10th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), pp. 200-203, 2010.
- [3] T. Oita, “RF MEMS: Focusing on the Next Step”, IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings (ULTSYM), pp. 1173 – 1178, 2009.
- [4] I. Wolff, Coplanar Microwave Integrated Circuits, 1a. Edición, John Wiley & Sons, 2006.
- [5] Holder, P. A. R., “X-band microwave integrated circuits using slotline and coplanar waveguide”, Radio and Electronics Engineering, Vol. 48, No. 1-2, pp. 38-42, 1978.
- [6] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3ra. Edición, John Wiley & Sons, 2005.
- [7] S. Y. Liao, Microwave Device and Circuits, 3ra. Edición, Prentice Hall, 1996.
- [8] R. N. Simons, Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems, 1a. Edición, John Wiley & Sons, 2001.
- [9] J. C. Rock, T. Hudson, B. Wolfson, D. Lawrence, B. Pillans, A. R. Brown y L. Coryell, “Design, Fabrication and Evaluation of a MEMS-Based, Ka-Band, 16-Element Sub-Array”, IEEE Aerospace Conference Proceedings, pp. 1-17, 2009.
- [10] K. Topalli, Ö. A. Civi, S. Demir, S. Koc y T. Akin, “A Monolithic Phased Array Using 3-bit Distributed RF MEMS Phased Shifters”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No. 2, pp. 270-277, 2008.
- [11] N. Kingsley, D. E. Anagnostou, M. Tentzeris y J. Papapolymerou, “RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate with Novel DC-Biasing Technique”, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 16, No. 5, pp. 1185-1192, 2007.

- [12] C. Wang, X. Guo, W. Ou-Yang, Y. Zhang y Z. Lai, "A Novel Tunable Low-pass Filter Based on MEMS and CPW", The 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI), pp. 687-690, 2009.
- [13] M. Fernandez-Bolaños, C. Dehollain, P. Nicole y A. M. Ionescu, "Tunable Band-Stop Filter on Single RF MEMS Capacitive Shunt Switch with Meander Arm Inductance", Solid-State Electronics, Vol. 54, No. 9, pp. 1033-1040, 2010.
- [14] B. Biglarbegian, M. Bakri-Kassem, R. Mansour y S. Safavi-Naeini, "MEMS-based Reflective-Type Phased-Shifter for Emerging Millimeter-wave Communication Systems", Proceedings of the 40th European Microwave Conference (EuMA), pp. 1556-1559, 2010.
- [15] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, E. Girard y H. Legay, "Pharmacist Cross' phased-shifting cell loaded with MEMS switches for reconfigurable reflectarrays", Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp. 1-4, 2010.
- [16] J. Perruisseau-Carrier y A. K. Skrivervik, "Monolithic MEMS-Based Reflectarray Cell Digitally Reconfigurable Over a 360° Phased Range", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 7, pp. 138-141, 2008.
- [17] A. Grichener, B. Lakshminarayanan y G. M. Rebeiz, "High-Q RF MEMS Capacitor with Digital/Analog Tuning Capabilities", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1283-1286, 2008.
- [18] S. Fouladi y R. R. Mansour, "Capacitive RF MEMS Switches Fabricated in Standard 0.35- μ m CMOS Technology", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 58, No. 2, pp. 478-486, 2010.
- [19] Rogers Corporation, <http://www.rogerscorp.com/> sitio consultado en julio de 2010.
- [20] C. P. Wong, "Polymers for Electronic and Photonic Applications", 1st Ed. Academic Press, San Diego, 1993.
- [21] R. R. Tummala, "Fundamentals of Microsystems Packaging", 1st Ed. McGraw-Hill, New York, 2001.
- [22] P. Garrou, A. Elshabini-Riad y F. Barlow, "Thin Film Technology Handbook", 1st Ed. McGraw-Hill, New York, 1997.
- [23] R. R. Tummala, E. J. Rymaszewski y A. G. Klopfenstein, "Microelectronics Packaging Handbook: Semiconductor Packaging", 2nd edition, Ed. Chapman & Hall, New York, 1997.

- [24] P. Garrou, B. Rogers, D. Scheck, A. Strandjord, Y. Ida y K. Ohba, "Stress-buffer and passivation processes for Si and GaAs IC's and passive components using photosensitive BCB: process technology and reliability data", IEEE Transactions on Advance Packaging, Vol. 22, No. 3, pp. 487-498, 1999.
- [25] R. Ulrich, M. Wasef, P. Garrou, J. H. Im y D. Scheck, "Thermosonic Gold Wirebonding to Electrolessly-Metallized Copper Bondpads over Benzocyclobutene", International Journal of Microcircuits and Electronic Packaging, Vol. 22, No. 3, pp. 190-195, 1999.
- [26] P. Elenius, S. Barrett y T. Goodman, "Ultra CSP™ - A wafer level package", IEEE Transactions on Advance Packaging, Vol. 23, No. 2, pp. 220-226, 2000.
- [27] G. Palmskog, G. Arvidsson, P. Eriksen, G. Gustafsson, O. J. Hagel, J. Hammar y P. Henriksson, "Low-Cost Single Mode Optical Passive Coupler Devices with an MT- Interface Based on Polymeric Waveguides in BCB", International Journal of Microcircuits and Electronic Packaging, Vol. 21, No. 2, pp. 151-153, 1998.
- [28] I. Jeong, K. Kim, T. Kong, J. Kim, H. Choi, C. Nam, D. Kim y Y. Kwon, "High performance RF integrated passive devices on thick oxide substrate using Cu-BCB process", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 37, No. 1, pp. 49-52, 2003.
- [29] F. Bouchriha, K. Grenier, D. Dubuc, P. Pons, R. Plana y J. Graffeuil, "Minimization of passive circuits losses realized on low resistivity silicon using micro-machining techniques and thick polymer layers", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 2, pp. 959-962, 2003.
- [30] G. Six, M. Vanmackelberg, H. Happy, G. Dambrine, S. Boret y D. Gloria, "Transmission Lines on Low Resistivity Silicon Substrate for MMICs Applications", 31st European Microwave Conference (EUMA), pp. 1-4, 2001.
- [31] B. Liu, Z. Lv, Z. Li, X. He y Y. Hao, "A Surface Micromachining Process Utilizing Dual Metal Sacrificial Layer for Fabrication of RF MEMS Switch", 5th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, pp. 620-623, 2010.
- [32] J. Bühler, F. P. Steiner y H. Baltes, "Silicon dioxide sacrificial layer etching in surface micromachining", Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 7, No. 1, pp. R1-R13, 1997.
- [33] A. Bagolini, L. Pakula, T. L. M. Scholtes, H. T. M. Pham, P. J. French y P. M. Sarro, "Polyimide sacrificial layer and novel materials for post-processing surface

micromachining”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 12, No. 4, pp. 385-389, 2002.

[34] B. A. Ganji y B. Y. Majlis, “Slotted capacitive microphone with sputtered aluminum diaphragm and photoresist sacrificial layer”, *IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE)*, pp. 267-271, 2010.

[35] D. Molinero y L. Castaer, “MEMS switches fabrication using photoresist as sacrificial layer”, *Spanish Conference on Electron Devices 2009*, pp. 281-284, 2009.

[36] K. Walsh, J. Norville y T. Yu-Chong, “Photoresist as a sacrificial layer by dissolution in acetone”, *The 14th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 114-117, 2001.

[37] B. Ghodsian, J. Changwon, B. A. Cetiner y F. De Flaviis, “Development of RF MEMS switch on PCB substrates with polyimide planarization”, *IEEE Sensors Journal*, Vol. 5, No. 5, pp. 950-955, 2005.

[38] A. V. Chenakin, A. E. Martynyuk and V. I. Skachko, “A new hybrid technology for millimeter wave integrated circuits”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 2, pp. 921-924, 1997.

[39] A. E. Martynyuk, A. G. Martinez-Lopez y J. I. Martinez-Lopez, “2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 12, pp. 4056-4061, 2006.

[40] A. E. Martynyuk, J. R. Zamudio y N. A. Martynyuk, “Reflectarray Based on Three-Bit Spatial Phase Shifters: Mathematical Model and Technology of Fabrication”, *3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 2774-2778. 2009.

[41] W. Kern, “*Handbook of Semiconductor Wafer Cleaning Technology*”, 1st Ed., Noyes Publications, 1993.

[42] M. Lee, Y. Zhang, C. Jung, M. Bachman, F. De Flaviis y G. P. Li, “A Novel Process for RF MEMS Switches”, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 19, No. 3, pp. 715-717, 2010.

[43] M. Fernandez-Bolaños Badia, E. Buitrago y A. M. Ionescu, “RF MEMS Shunt Capacitive Switches Using AlN Compared to Si₃ N₄ Dielectric”, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. pp, No. 99, pp. 1-12, 2012.

[44] P. Ekkels, X. Rottenberg, P. Czarnecki, R. Puers y H. A. C. Tilmans, “Simple and robust air gap-based MEMS switch technology for RF-applications”,

IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, pp. 856-859, 2009.

[45] A. Lucibello, E. Proietti, F. Giacomozzi, R. Marcelli, G. Bartolucci y G. De Angelis, "RF MEMS switches fabrication by using SU-8 technology", Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP), pp. 234-239, 2012.

[46] Z. J. Yao, S. Chen, S. Eshelman, D. Denniston y C. Goldsmith, "Micromachined low-loss microwave switches", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 8, No. 2, pp. 129-134, 1999.

[47] R. Ramadoss, S. Lee, Y. C. Lee, V. M. Bright y K. C. Gupta, "RF-MEMS Capacitive Switches Fabricated Using Printed Circuit Processing Techniques", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 15, No. 6, pp. 1595-1604, 2006.

[48] M. Makihata, S. Tanaka, M. Muroyama, S. Matsuzaki, H. Yamada, T. Nakayama, U. Yamaguchi, K. Mima, Y. Nonomura, M. Fujiyoshi y M. Esashi, "Integration and packaging technology of MEMS-on-CMOS capacitive tactile sensor for robot application using thick BCB isolation layer and backside-grooved electrical connection", Sensors and Actuators, A: Physical, Vol. pp. 1-8, 2012.

[49] R. Carrillo-Ramirez y R. W. Jackson, "A technique for interconnecting millimeter wave integrated circuits using BCB and bump bonds", IEEE Microwave Wireless Component Letters, Vol. 13, pp. 196-198, 2003.

[50] T. M. Vu, G. Prigent y R. Plana, "MEMS Based Reconfigurable Dual Behavior Resonator using BCB Technology in W-frequency Range", Joint IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference (NEWCAS-TAISA), pp. 1-4, 2009.

[51] A. Adane, F. Gallee, C. Person, V. Puyal, C. Villeneuve y D. Dragomirescu, "Implementation of broadband microstrip-U coupled patch array on Si/BCB membrane for beam forming applications at 60 GHz", 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), pp. 1263-1267, 2011.

[52] S. Franssila, "Introduction to Microfabrication", 1st Ed., John Wiley & Sons, Ltd., 2004.

[53] A. Modafe, N. Ghalichechian y B. Kleber, "Electrical characterization of benzocyclobutene polymers for electric micromachines", IEEE Transactions on Device Mater. Reliab., Vol. 4, pp. 495-508, 2004.

- [54] J. Im, E. O. Shaffer II y R. Peters, "Physical and mechanical properties determination of photo-BCB-based thin films", Proceedings of the International Symposium on Microelectronics, pp. 168-175, 1996.
- [55] J. Im, E. O. Shaffer II y T. Stokich Jr., "On the mechanical reliability of photo-BCB-based thin film dielectric polymer for electronics packaging applications", Journal of Electron. Packaging (ASME), pp. 28-33, 2000.
- [56] J. T. Beechinor, E. McGlynn y M. O'Reilly, "Optical characterisation of thin film benzocyclobutene (BCB) based polymers", Microelectronic Engineering, Vol. 33, pp. 363-368, 1997.
- [57] Dow Chemical Company, <http://www.dow.com/cyclotene/> sitio consultado en julio 2012.
- [58] "CYCLOTENE Advanced Electronic Resins, Processing Procedures for CYCLOTENE 4000 Series BCB Resins - DS2100 Puddle Develop Process", Dow Chemical Company, 2009.
- [59] R. T. Howe, "Surface micromachining for microsensors and microactuators," Journal of Vacuum Science Technology B, Vol. 6, pp. 1809-1813, 1988.
- [60] Z. Cui y R. A. Lawes, "A new sacrificial layer process for the fabrication of micromechanical systems," Journal of Micromech. Microengineering, Vol. 7, pp. 128-130, 1997.
- [61] M. Barteky y R. F. Wolffenbuttel, "Dry release of metal structures in oxygen plasma: process characterization and optimization," Journal of Micromech. Microengineering, Vol. 8, pp. 91-94, 1998.
- [62] A. Bagolini, L. Pakula, T. L. M. Scholtes, H. T. M. Pham, P. J. French y P. M. Sarro, "Polyimide sacrificial layer and novel materials for post-processing surface micromachining," Journal of Micromech. Microengineering, Vol. 12, pp. 385-389, 2002.
- [63] C. Chung y M. Allen, "Uncrosslinked SU-8 as a sacrificial material," Journal of Micromech. Microengineering, Vol. 15, pp. N1-N5, 2005.
- [64] W. H. Teh, J. K. Luo, M. R. Graham, A. Pavlov y C. G. Smith, "Near-zero curvature fabrication of miniaturized micromechanical Ni switches using electron beam cross-linked PMMA," Journal of Micromech. Microengineering, Vol. 13, pp. 591-598, 2003.
- [65] B. A. Ganji y B. Y. Majlis, "Deposition and Etching of Diaphragm and Sacrificial layer in Novel MEMS Capacitive Microphone Structure", IEEE International Conference on Semiconductor Electronics 2008, pp. 232-238, 2008.

- [66] D. Molinero y L. Castañer, “MEMS switches fabrication using photoresist as sacrificial layer”, IEEE Spanish Conference on Electron Devices, pp. 281-284, 2009.
- [67] A. Persano, A. Cola, G. De Angelis, A. Taurino, P. Siciliano y F. Quaranta, “Capacitive RF MEMS Switches With Tantalum-Based Materials”, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 20, No. 2, pp. 365-370, 2011.
- [68] A. Emadi, H. Wu, S. Grabarnik, G. de Graaf y R. F. Wolffenbuttel, “Vertically tapered layers for optical applications fabricated using resist reflow”, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 19, pp. 1-9, 2009.
- [69] B. Aldalali, D. Zhu y H. Jiang, “Fabrication of Polydimethylsiloxane Microlens Arrays on Curved surfaces”, International Conference on Optical MEMS and Nanophotonics (OMN), pp. 239-240, 2011.
- [70] B. Kögel, P. Debernardi, P. Westbergh, J. S. Gustavsson, A. Haglund, E. Haglund, J. Bengtsson y A. Larsson, “Integrated MEMS-Tunable VCSELs Using a Self-Aligned Reflow Process”, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 48, No. 02, pp. 144-152, 2012.
- [71] V. Lin, H. C. Wei, H. T. Hsieh, J. L. Hsieh y G. D. J. Su, “Design and fabrication of long-focal-length microlens arrays for Shack–Hartmann wavefront sensors”, IET Micro & Nano Letters, Vol. 6, No. 7, pp. 523-526, 2011.
- [72] J. Tsai y Y. Hsu, “Profile of Microlens Fabricated by the Thermal Reflow Process”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 47, No. 3, pp. 598-601, 2011.

4. Verificación experimental del proceso de fabricación

La caracterización de dispositivos MEMS es muy importante debido a que permite asegurar el cumplimiento de los requerimientos de diseño. Típicamente, un nuevo proceso MEMS es validado cuando los dispositivos diseñados bajo dicho proceso son fabricados y caracterizados de manera repetible. Esta tarea es usualmente muy difícil, ya que para obtener un primer dispositivo que pueda ser caracterizado es necesario repetir decenas o cientos de veces el proceso de fabricación.

En un proceso MEMS, quizás la etapa de liberación sea la más crítica. Ya que se trata de un proceso iterativo, de prueba y error, muy complicado, donde intervienen muchos campos disciplinarios. Además, esta etapa por lo general exige condiciones extremadamente difíciles de controlar.

Por otro lado, la caracterización de un dispositivo MEMS debe realizarse tanto electromecánica como electrodinámicamente. Es común utilizar una estación de pruebas mecánicas para medir el voltaje de actuación del dispositivo; y un analizador de redes para obtener sus parámetros de dispersión. Lo ideal es realizar las mediciones en un solo equipo. Sin embargo, en ocasiones no es posible porque los analizadores de redes proporcionan un voltaje de DC relativamente bajo (40 V) que puede ser insuficiente para lograr la actuación del dispositivo MEMS. Esta situación representa un problema grave dado que puede producir un daño o deterioro al dispositivo. También es común que durante la actuación del dispositivo MEMS, las partes mecánicas sufran un gran esfuerzo que provoque su rompimiento.

4.1. Interruptor RF MEMS

La tecnología RF MEMS ha sido estudiada con mucho interés en la última década. Dicho interés surge del potencial que tienen estos dispositivos para desempeñarse mucho mejor que su contraparte semiconductor. Entre las ventajas de los interruptores RF MEMS tenemos las siguientes: consumo de potencia casi cero, relación de capacitancias grande, alto aislamiento, bajas pérdidas de inserción entre otras [1-3]. Estas cualidades han permitido expandir las aplicaciones de estos dispositivos a campos cada vez más sofisticados y complejos tales como filtros sintonizables, desplazadores de fase, antenas reconfigurables, lentes, etc.

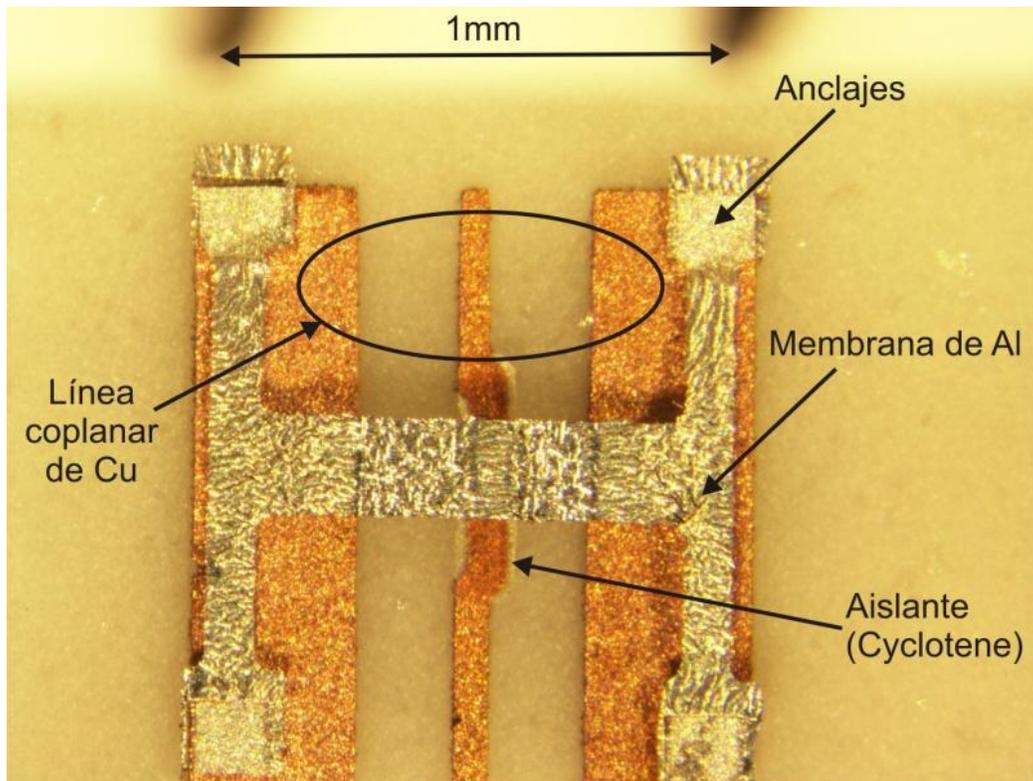
Integrar interruptores RF MEMS, y dispositivos de control en general, a subsistemas como los mencionados implica un gran reto ya que es necesario desarrollar, adaptar, modificar y expandir un proceso de fabricación. Este proceso debe ser flexible con el fin de adecuarlo a las diferentes necesidades que cada subsistema requiere. Con esta finalidad hemos desarrollado varios interruptores RF MEMS basados en un proceso de fabricación capaz de proporcionar dicha flexibilidad.

4.1.1. Principio de operación

La figura 4.1, muestra uno de los interruptores RF MEMS desarrollados en este trabajo de investigación. Dicho interruptor está basado en un puente de aire metálico anclado en los planos de tierra de una CPW. La línea de transmisión está impresa en un sustrato dieléctrico con permitividad relativa ϵ_r y espesor h .

Este tipo de interruptor se comporta como un capacitor variable de placas paralelas. La placa inferior es el conductor central de la CPW y la placa superior es el puente de aire. Cuando se aplica un voltaje de control entre las placas, se induce una fuerza electrostática de atracción que mueve el puente hacia el conductor de la CPW. En este proceso, la capacitancia aumenta debido a la disminución de la distancia entre las placas. Si el voltaje de control aumenta, eventualmente el puente colapsará sobre el conductor central. Una capa dieléctrica colocada sobre la placa inferior evita el cortocircuito.

Cuando no se aplica voltaje de control, la onda electromagnética se puede propagar por la línea de transmisión y el interruptor se encuentra en estado ENCENDIDO o ALTO. El estado BAJO o APAGADO se presenta cuando el puente está colapsado sobre el conductor central de la CPW. En esta condición, la onda electromagnética no puede propagarse debido a que existe un cortocircuito virtual en la CPW.



Interruptor MEMS 2 para la banda X (detalle)

Figura 4.1. Uno de los Interruptores RF MEMS capacitivo desarrollados en esta investigación.

En el capítulo 2 se estudio la CPW. Esta línea presenta varias ventajas que la hacen ideal para un interruptor RF MEMS:

- 1) Rango amplio de impedancia característica.
- 2) Capacidad de implementación, en serie o paralelo, de dispositivos activos o pasivos sin perforar el sustrato como en la línea microcinta.
- 3) No se necesita preparar el lado inferior del sustrato.
- 4) Puede implementarse con cualquier espesor de sustrato.
- 5) Permite diseñar circuitos de microondas compactos, reduciendo su espacio y tamaño.
- 6) Capacitancias parasitas más pequeñas que en la microcinta.
- 7) Tiene dos parámetros fundamentales de diseño: ancho del conductor central y su separación de los planos de tierra.

La CPW diseñada tiene una impedancia característica de 70Ω con dimensiones de $150/100/150 \mu\text{m}$ e impresa sobre el cobre de un sustrato estándar, Rogers RO4003C, con espesor de $203 \mu\text{m}$ y permitividad relativa de 3.55.

El proceso de fabricación restringe la altura del puente a un máximo de 6-7 μm sobre la CPW. Además, del capítulo 2, observamos que si el puente crece en su anchura, entonces sus características de transmisión se deterioran. Por ello consideramos un puente de aluminio con un ancho de 200 μm .

La longitud del puente no es un parámetro que afecte la respuesta en frecuencia. Sin embargo, sí es determinante en su rigidez. Por esta razón, consideramos que un milímetro de longitud garantiza flexibilidad del puente y suficiente fuerza de restauración. Asimismo, un puente tradicional no asegura suficiente flexibilidad. Por ello, optamos por construir puentes "H" o de cangrejo. Las simulaciones en computadora muestran que con una longitud de 1 mm y anchura de 200 μm ; 4 brazos con 300 μm de largo y 100 μm de ancho; 4 postes de cobre con área de 200 μm x 200 μm y 6 μm de altura, el voltaje de actuación es de aproximadamente 5 V y el de restauración de 2 V. La capa dieléctrica de BCB tiene de largo 400 μm y 100 μm de ancho. El comportamiento del interruptor fue simulado para determinar su respuesta en frecuencia. Los resultados se muestran en la figura 4.2.

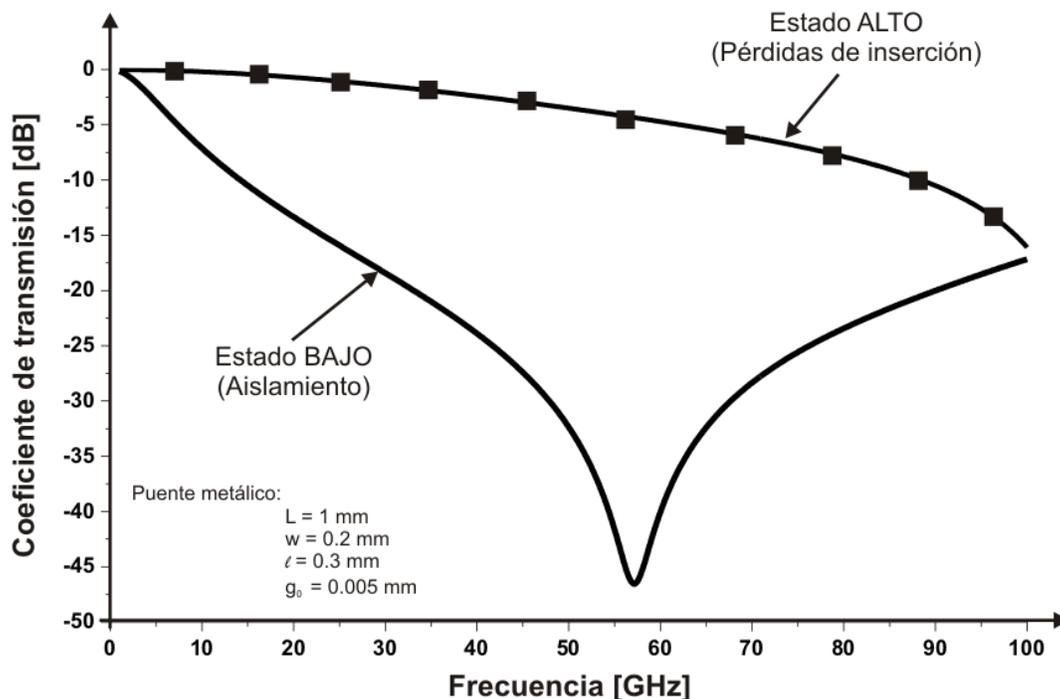


Figura 4.2. Coeficientes de transmisión simulados del interruptor RF MEMS.

4.1.2. Tecnología de fabricación

El proceso de fabricación se mostró en detalle en el capítulo 3. Aquí presentamos un resumen. El proceso de fabricación comienza con un sustrato estándar Rogers RO4003C con $203\ \mu\text{m}$ de espesor, 3.55 de permitividad relativa y un recubrimiento de cobre de $17\ \mu\text{m}$ por uno de sus lados. Como primer paso, se rebaja $5\ \mu\text{m}$ el recubrimiento de cobre y se realiza la litografía correspondiente para eliminar el exceso de cobre. Enseguida, se realiza un ataque parcial a la capa de cobre remanente para formar los postes donde se anclará el puente. Los postes tienen una altura de $6\ \mu\text{m}$. Después, se realiza la deposición de la resina fotosensible BCB (CYCLOTENE XU-35133) por medio de un centrifugado (spin-coated). Entonces, la película BCB es grabada sobre el cobre para formar una capa dieléctrica de $1\ \mu\text{m}$ de espesor. El siguiente paso es grabar por medio de un ataque químico la CPW. Posteriormente, se rellenan las ranuras de la CPW y el espacio que limitan los postes. Para este propósito se usa la foto resina AZ9245. Enseguida, una capa de aluminio de $0.5\ \mu\text{m}$ de espesor es depositada con la técnica de erosión catódica de RF. Luego, la película es grabada para formar el puente de aire. Por último, el interruptor se libera. El flujo del proceso descrito se ilustra en la figura 4.3.

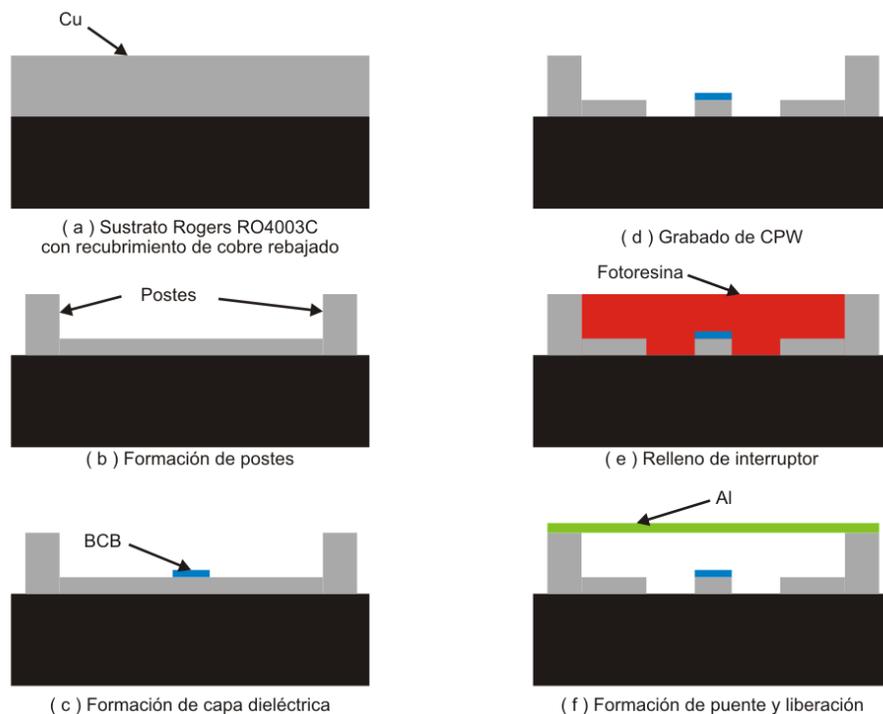


Figura 4.3. Flujo del proceso de fabricación.

4.1.3. Resultados experimentales

La caracterización del interruptor RF MEMS se realizó con un analizador de redes Agilent E8361A conectado a una estación de pruebas. El sistema fue calibrado usando la corrección completa de los puertos 1 y 2 con sustratos estándar hasta 40 GHz. Cuando el interruptor está en ALTO, la señal de microondas se propaga a través del interruptor permitiendo medir sus parámetros de dispersión. Sin embargo, cuando tratamos de actuar el interruptor, éste sufrió una ruptura que impidió realizar las mediciones en el estado BAJO. Las mediciones de las pérdidas de inserción y pérdidas de retorno en el estado ALTO se muestran en la figura 4.4. De estas mediciones, se extrajo la capacitancia en estado ALTO del interruptor (C_U) teniendo un valor de 65 fF.

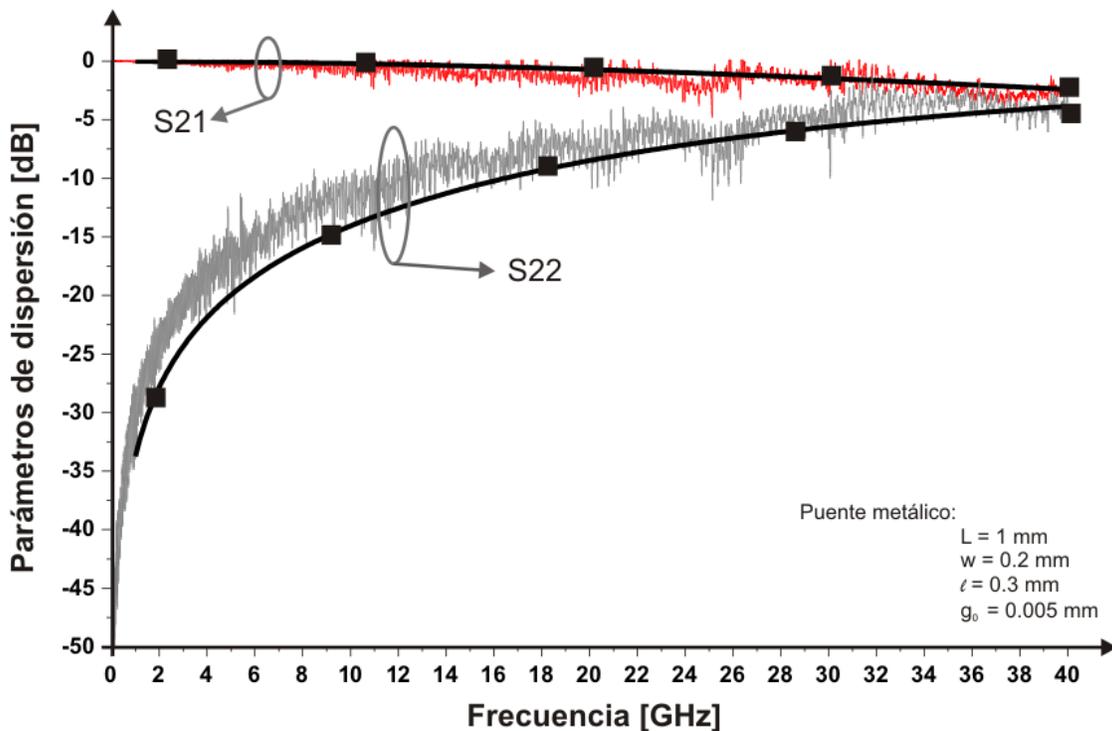


Figura 4.4. Parámetros de dispersión como función de la frecuencia para el estado ALTO.

4.2. Superficie selectiva de frecuencia con capacitores monolíticamente integrados

La caracterización de una superficie selectiva de frecuencia (SSF) puede realizarse mediante varias técnicas. Una de las más utilizadas es la técnica del simulador de guía de onda. Una SSF con infinito número de elementos puede ser estudiada con este método utilizando la teoría de imágenes especulares. Las paredes de la guía de onda actúan como pares de planos-imagen simulando la periodicidad necesaria para la estructura dentro de la guía. Entre las ventajas de este método encontramos: desarrollo rápido de muestras, condiciones controladas de polarización, obtención de todos los parámetros de dispersión y circuitos de control de fácil configuración [4].

Las SSFs cargadas con elementos activos o pasivos han sido ampliamente investigadas [5-10]. Se ha observado que son cuatro los objetivos principales de estas investigaciones: 1) sintonizar la frecuencia de resonancia de la SSF; 2) minimizar las dimensiones de la celda unitaria de la estructura; 3) obtener una respuesta multibanda; y 4) controlar electrónicamente las características principales de la SSF. Con estos propósitos se han estudiado SSFs controladas por dispositivos electrónicos, tales como diodos PIN o varactores, en frecuencias de hasta 100 GHz [11]. Por el contrario, los capacitores o inductores disponibles para tales propósitos en frecuencias más grandes que 5 GHz, están limitados por sus no-idealidades y por sus elementos parásitos. Por esta razón, se propuso investigar la posibilidad de integrar capacitores a una SSF de banda X para controlar su respuesta en frecuencia. Para minimizar las pérdidas disipativas, la estructura y los capacitores fueron fabricados con materiales y procesos del interruptor RF MEMS descrito con anterioridad.

Para verificar experimentalmente esta idea, se fabricó un diafragma que contiene dos celdas unitarias de una SSF basada en anillos ranurados cargada con capacitores monolíticamente integrados. Este diafragma se instaló en la sección transversal de la guía de onda rectangular WR-90, para formar un simulador de guía de onda.

4.2.1. Principio de operación

Una SSF basada en anillos ranurados cargada con capacitores se ilustra en la figura 4.1. Esta SSF está impresa en un sustrato con permitividad dieléctrica relativa de ϵ_r y espesor h . Los anillos están situados en los nodos de una cuadrícula con periodo b en la dirección x y d en la dirección y . La celda unitaria de la SSF contiene un anillo ranurado, cuyo radio interno es R_1 y radio externo

$R2$, cargado con dos capacitores iguales C . Una SSF como la descrita es transparente en su frecuencia de resonancia ω_r para una onda electromagnética con incidencia normal, cuando está descargada. Esta resonancia ocurre cuando el perímetro del anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda λ . Sin embargo, la frecuencia de resonancia se ve desplazada hacia frecuencias menores, para una onda incidente de polarización vertical, cuando los anillos se cargan con capacitores.

La geometría de la SSF, con frecuencia de resonancia de 12 GHz, mostrada en la figura 4.1, fue establecida como sigue: $b = 11.43 \text{ mm}$, $d = 10.16 \text{ mm}$, $R1 = 3.5 \text{ mm}$ y $R2 = 4.03 \text{ mm}$. Las características de reflexión y transmisión fueron simuladas para determinar el rango de capacitancias, que permitan sintonizar la frecuencia de resonancia en toda la banda X, figura 4.2. Se simuló la SSF con un sustrato de $\epsilon_r = 3.55$ y $h = 0.208 \text{ mm}$.

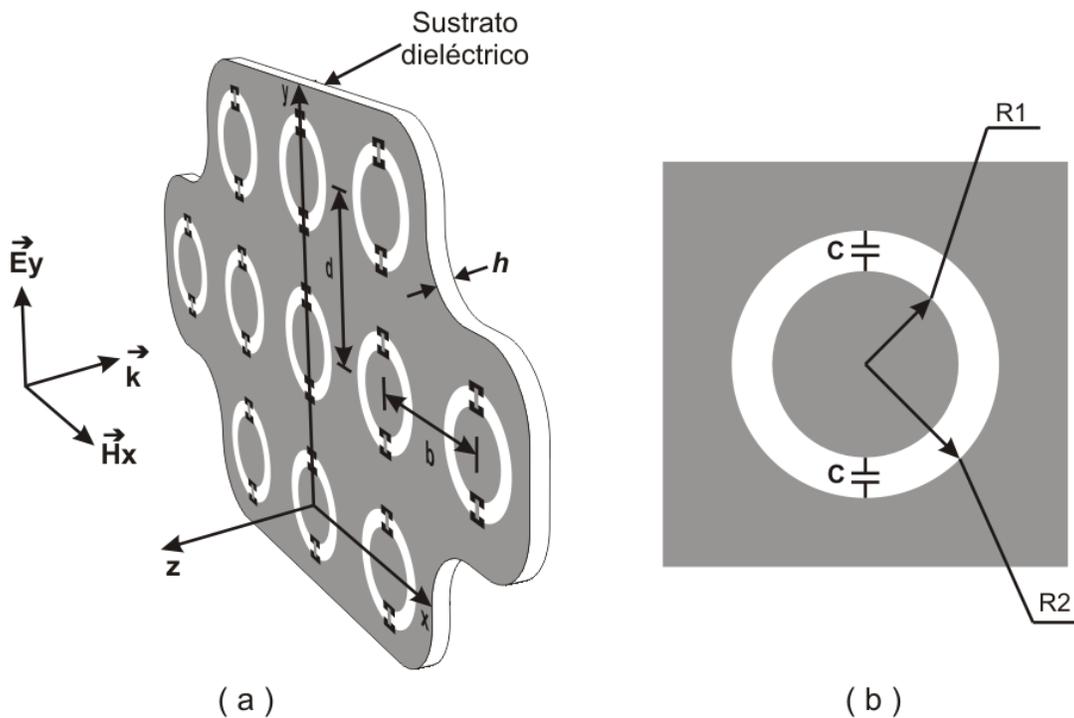


Figura 4.1. SSF basada en anillos ranurados cargada con capacitores; (a) cuadrícula periódica; (b) celda unitaria.

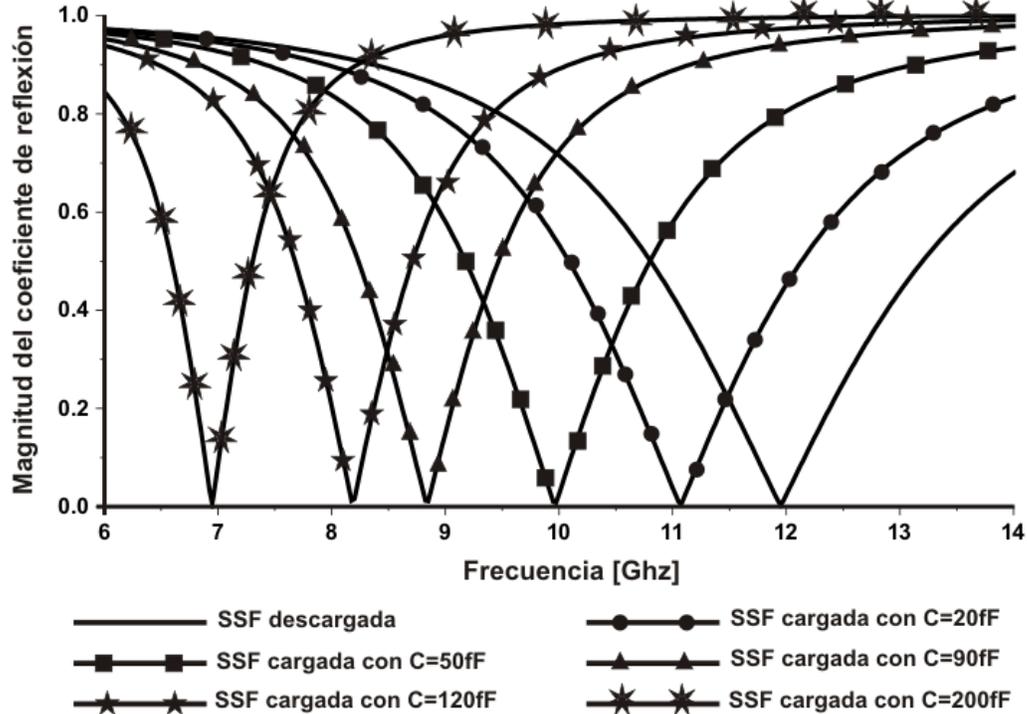


Figura 4.2. Coeficientes de reflexión de la SSF de la figura 4.1.

4.2.2. Capacitores monolíticos

La fabricación más conveniente de capacitores para carga la SSF es la que se basa en múltiples procesos de deposición de películas delgadas y fotolitografía. De esta forma se pueden fabricar capacitores metal-dieléctrico-metal (MDM) en la superficie del sustrato. La capa dieléctrica es la más crítica, por ello es fundamental su apropiada selección. Como en el caso de los interruptores RF MEMS fabricados, la resina utilizada fue el benzocyclobuteno (BCB). Sus características eléctricas en frecuencias de microondas ($\delta = 0.0008 @ 8 - 12\text{GHz}$) y su sencillo procesamiento la hacen adecuada como capa intermedia en estos capacitores monolíticos MDM.

Estos capacitores MDM fueron conectados en paralelo con la SSF de anillos ranurados como se ilustra en la figura 4.3. Como puede apreciarse, los capacitores MDM fueron formados cerca de los bordes metálicos de la ranura. La placa inferior del capacitor está constituida por una protuberancia especial en el borde de la ranura. La capa dieléctrica se formó sobre dicho elemento, y la placa superior es una cinta metálica formada sobre el dieléctrico. El capacitor de carga está compuesto por dos capacitores MDM iguales conectados en serie por medio

de una cinta metálica que atraviesa la ranura. El uso de la protuberancia permite disminuir la inductancia parasita de la cinta metálica que interconecta los capacitores. La figura 4.4 muestra el proceso de fabricación de los capacitores.

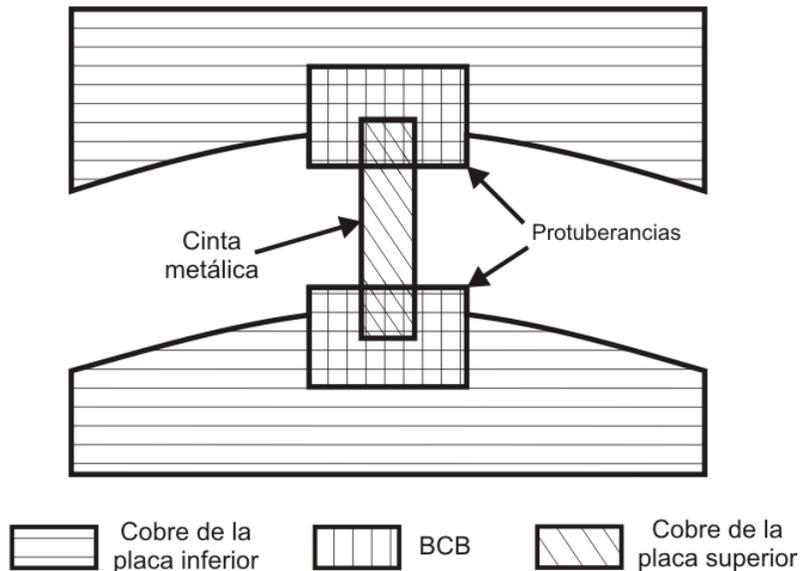


Figura 4.3. Diseño los capacitores monolíticos de carga, conectados en paralelo a la SSF.

4.2.3. Resultados experimentales

Se utilizó el método de simulador de guía de onda para estimar las características de frecuencia de la SSF. De los datos experimentales, se extrajeron la capacitancia C_0 y el factor de calidad Q de los capacitores fabricados. Por ello, un diafragma con dos celdas unitarias de la SSF cargada con capacitores fue instalado en la sección transversal de una guía de onda estándar WR-90, figura 4.5. La dispersión del modo TE_{10} en la guía de onda de este diafragma es equivalente a la dispersión de la suma de dos modos Floquet TE incidentes en la SSF infinita. La geometría de la celda unitaria es la siguiente: $b = 11.43 \text{ mm}$, $d = 10.13 \text{ mm}$, $R1 = 3.5 \text{ mm}$ y $R2 = 4.03 \text{ mm}$. Como sustrato utilizamos el material Rogers RO4003C, con 0.208 mm de espesor y permitividad relativa de 3.55.

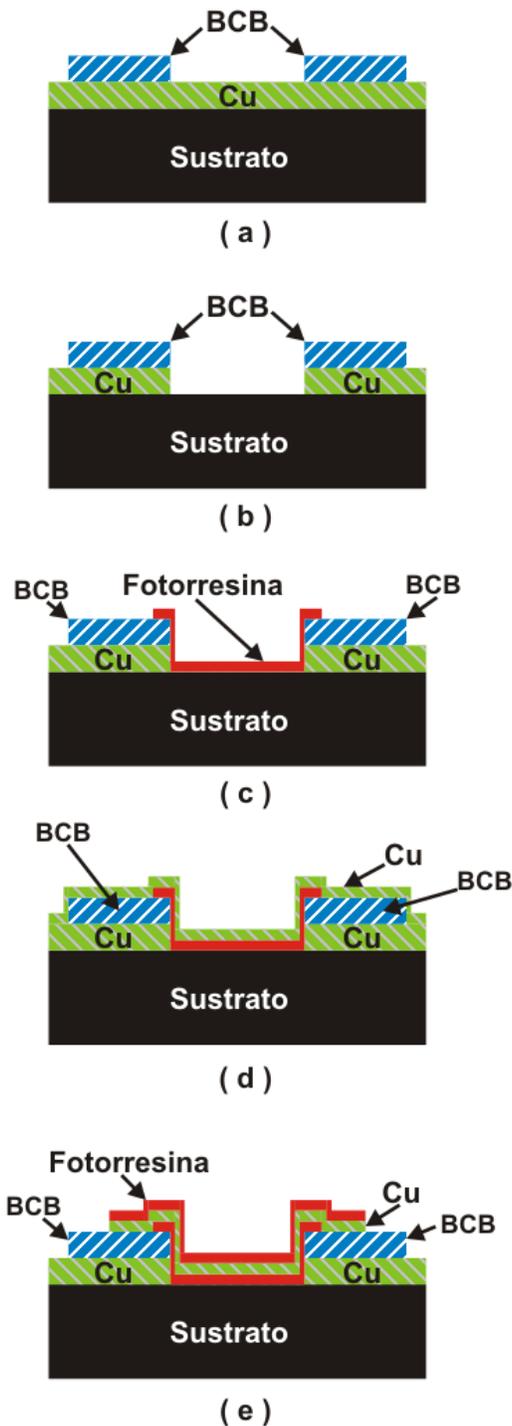


Figura 4.4. Flujo del proceso de fabricación de los capacitores monolíticos; (a) formación de la capa dieléctrica del capacitor; (b) grabado de la ranura y de las protuberancias; (c) formación de la capa de resina para aislamiento; (d) deposición de cobre; (e) formación de la placa superior del capacitor.

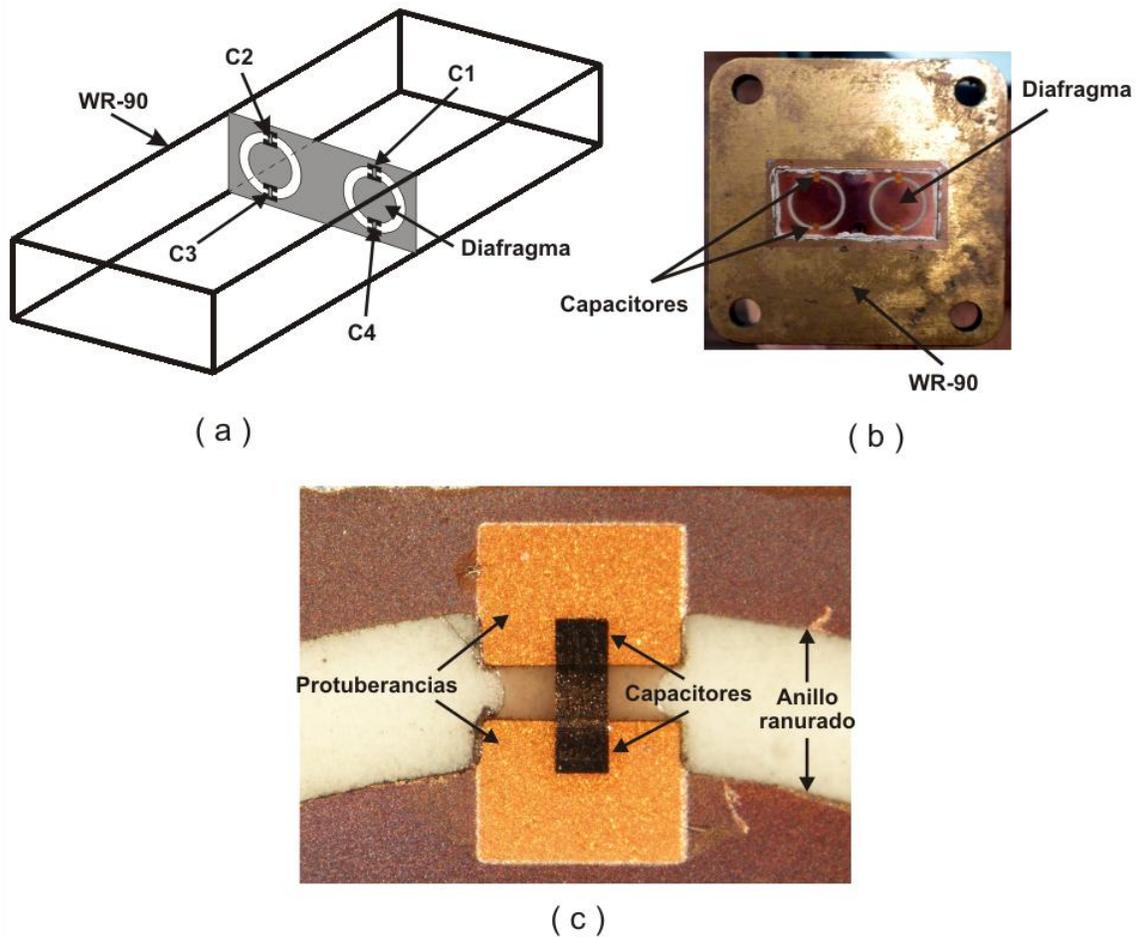


Figura 4.5. Diafragma con dos anillos ranurados cargados con capacitores monolíticamente integrados; (a) simulador de guía de onda; (b) construcción del simulador de guía de onda con diafragma instalado; (c) detalle de uno de los capacitores de carga.

Con el propósito de sintonizar la frecuencia de resonancia de la SSF en la banda X, seis diferentes diafragmas fueron fabricados (D1, D2, D3, D4, D5 y D6). Todos ellos contienen dos celdas unitarias. D1 contiene anillos ranurados descargados; D2 contiene anillos ranurados con protuberancias; los restantes diafragmas D3, D4, D5 y D6 contienen anillos ranurados cargados con capacitores monolíticamente integrados. D3 fue diseñado para que su frecuencia de resonancia fuera de 10 GHz, D4 de 9 GHz y D6 de 8 GHz. Los diafragmas D4 y D5 se fabricaron iguales para evaluar la repetitividad del proceso.

Los resultados de las mediciones de los coeficientes de reflexión se muestran en la figura 4.6. También se incluyen en la figura, los resultados de las simulaciones de la dispersión de los modos TE en la SSF infinita. Para extraer los parámetros de los capacitores, los datos experimentales fueron aproximados por curvas calculadas. Para este fin, una conexión paralela de una resistencia R y una capacitancia C_0 fue usada como carga equivalente. Los resultados están resumidos en la tabla 4.1.

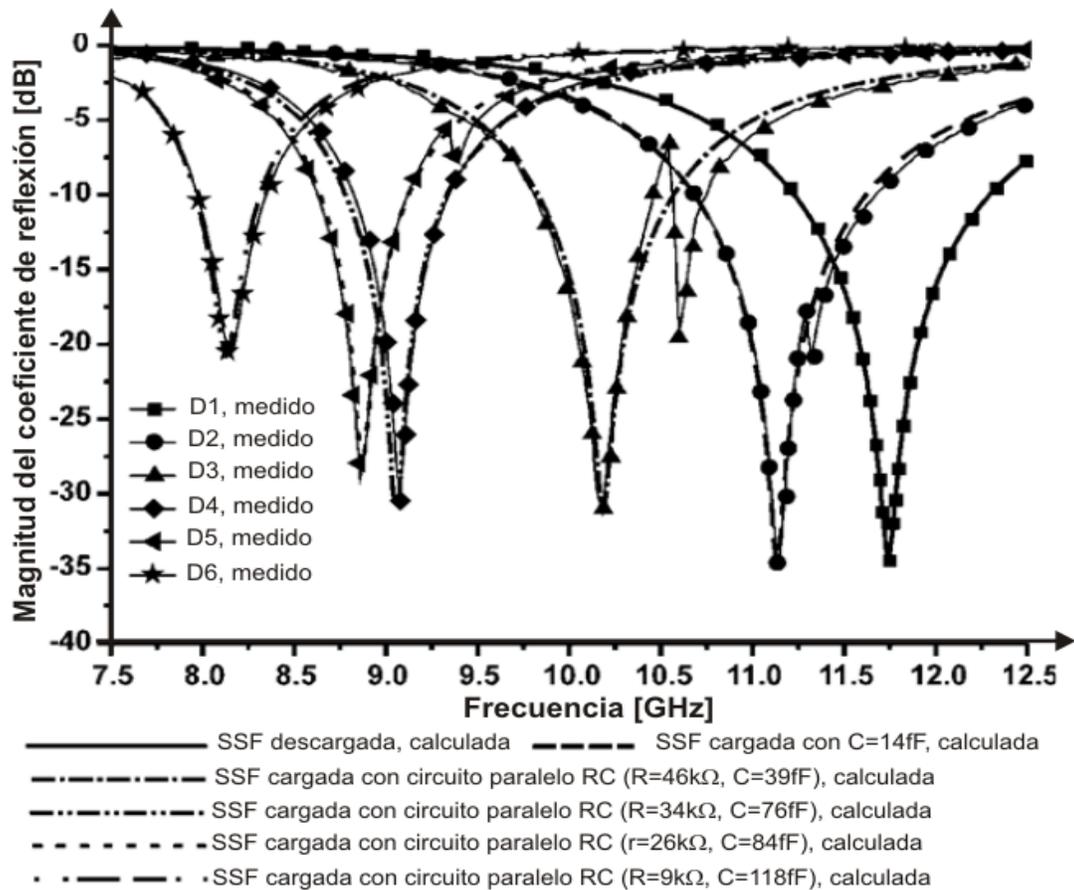


Figura 4.6. Coeficientes de reflexión medidos para los seis diafragmas y coeficientes de reflexión calculados para las seis SSF equivalentes como función de la frecuencia.

Tabla 4.1. Valores medidos de frecuencia de resonancia; capacitancias C_0 y resistencias R extraídas; valores calculados de factor de calidad Q , valores medidos de pérdidas de inserción y ángulos de incidencia θ_0 calculados.

Diafragma	Frecuencia de resonancia medida (GHz)	Capacitancia extraída C_0 (fF)	Resistencia extraída R (kOhm)	Factor de calidad calculado Q	Pérdidas de inserción medidas (dB)	Angulo de incidencia calculado θ_0 (°)
$D1$	11.74	0	∞	-	-0.15	33.98
$D2$	11.14	14	∞	-	-0.14	36.09
$D3$	10.18	39	46	115	-0.25	40.13
$D4$	9.07	76	34	147	-0.29	46.34
$D5$	8.86	84	26	122	-0.37	47.78
$D6$	8.14	118	9	52	-0.85	53.72

4.3. Conclusiones

Se logro verificar experimentalmente el potencial que el proceso de fabricación tiene para desarrollar dispositivos de microondas como el interruptor y la SSF presentados. También se logró añadir capacitores monolíticos a dicha superficie. Demostramos la factibilidad de fabricar dispositivos más complejos con el proceso presentado en el capítulo anterior.

Se analizó, diseñó, simuló y fabricó una SSF, basada en anillos ranurados, cargada con capacitores monolíticamente integrados. Esta superficie se fabricó con ayuda del proceso descrito en el capítulo 3. Se lograron fabricar capacitores MDM dentro de un rango de 14-118 fF. Se obtuvo una reconfiguración de la frecuencia de resonancia de la SSF en toda la banda X (8-12 GHz). Los capacitores tuvieron un elevado factor de calidad (> 100).

Además, se lograron avances muy importantes en la fabricación de interruptores RF MEMS tales como:

- 1) Deposición de películas delgadas de cobre y aluminio estables, repetibles, de buena apariencia y calidad.
- 2) Deposición de material dieléctrico con buenas características eléctricas.
- 3) Introducción de la técnica de reflujo con relativo éxito para planarizar películas de resina.
- 4) Posibilidad de fabricar circuitos de polarización para diodos pin e interruptores MEMS con buena resolución.

- 5) Fabricación de circuitos complejos (arreglos reflectivos, SSF's, antenas reconfigurables).

4.4. Referencias

- [1] J. B. Muldavin y G. M. Rebeiz, "High-Isolation CPW MEMS Shunt Switches-Part 1: Modeling", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 6, pp. 1053-1056, 1999.
- [2] Q. X. Zhang, A. B. Yu, L. H. Guo, R. Kumar, K. W. Teoh, A. Q. Liu, G. Q. Lo y D. L. Kwong, "RF MEMS Switch Integrated on Printed Circuit Board With Metallic Membrane First Sequence and Transferring", IEEE Electron Device Letters, Vol. 27, No. 7, pp. 552-554, 2006.
- [3] M. W. B. Silva, S. E. Barbin y L. C. Kretly, "Fabrication and Testing of RF-MEMS Switches Using PCB Techniques", Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), pp.96-100, 2009.
- [4] P. W. Hannan y M. A. Balfour, "Simulation of a phased arrays antenna in waveguide", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-13, 342, 1965.
- [5] B. A. Munk, "Frequency selective surfaces: theory and design", 1st Ed., Wiley-Interscience, 2000.
- [6] K. Sarabandi y N. Behdad, "A frequency selective surface with miniaturized elements", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, No. 5, pp. 1239-1245, 2007.
- [7] X. Rong-Rong, Z. Huai-Cheng y W. Wen, "Dual-band capacitive loaded frequency selective surfaces with close band spacing", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 18, No. 12, pp. 782-784, 2008.
- [8] H. Liu, H. L. Ford y R. J. Longley, "Novel planar band pass lump-loaded frequency selective surface", IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series, pp. 87-89, 2008.
- [9] S. M. Amjadi y M. Soleimani, "Narrow band-pass waveguide filter using frequency selective surfaces loaded with surface mount capacitors", Electromagnetic in Advanced Application, pp. 173-176, 2007.

[10] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez-Lopez y N. A. Martynyuk, "Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators", *Electronics Letters*, Vol. 41, pp. 2-4, 2005.

[11] P. V. Rainey, M. Bain, R. Jackson, S. J. Mitchel y V. F. Fusco, "Design, manufacture and performance of monolithic pin diode for beam steered reflect array", *The 2nd European Conference on Antennas and Propagations (EuCAP)*, pp. 1-5, 2007.

Conclusiones generales

En este trabajo doctoral se presentó un proceso de fabricación de dispositivos de microondas basado en:

- 1) Un sustrato dieléctrico.
- 2) Un proceso fotolitográfico para atacar cobre con el fin de fabricar postes, circuitos de polarización, líneas de transmisión, electrodos de actuación, etc.
- 3) Deposición y litografía de una capa dieléctrica de BCB. Puede ser usada como dieléctrico en capacitores MDM o para evitar un cortocircuito en interruptores MEMS.
- 4) Deposición de fotorresina como material de sacrificio. Este paso puede ser utilizado para determinar el espacio entre los electrodos de un interruptor.
- 5) Una etapa de reflujo químico.
- 6) Deposición y litografía de una capa estructural de aluminio que puede servir como puente en un interruptor MEMS.
- 7) Etapa de liberación por métodos químicos.

Se analizó, diseñó, simuló y fabricó una SSF basada en anillos ranurados cargada con capacitores monolíticamente integrados. Esta superficie se fabricó con ayuda del proceso descrito en los capítulos 3 y 4. Se lograron fabricar capacitores MDM dentro de un rango de 14-118 fF. Se obtuvo una reconfiguración de la frecuencia de resonancia de la SSF en toda la banda X (8-12 GHz). Los capacitores tuvieron un elevado factor de calidad (> 100).

Se realizó el análisis, diseño, simulación y fabricación de un interruptor para la banda de súper alta frecuencia. Medimos su estado ALTO obteniendo buena aproximación con datos simulados (figura 4.4). Este interruptor cuenta con las

características teóricas para abarcar una amplia banda de interés. Puede ser utilizado como carga para una SSF, un desplazador de fase o un lente.

Se optó por tener un muy bajo voltaje de actuación, comparable al voltaje de operación de los dispositivos semiconductores (5 V). Para lograr este voltaje se consideró emplear un puente "H" y de cangrejo. Se puede establecer que no existe una diferencia significativa entre los dos desde el punto de vista electrodinámico. Sin embargo, desde la perspectiva elástica, el puente "H" es más adecuado debido a que no presenta un brazo corto como el puente de cangrejo. Dicho brazo corto tiende a romperse o a doblarse, causando que el puente se cuelgue. Durante la liberación, los brazos cortos se rompen. El puente "H" no se rompe tan fácilmente como el puente de cangrejo, no obstante se cuelga. La fabricación de la película de aluminio contribuye a este comportamiento extremadamente flexible de los puentes. Este detalle puede ser tema para un trabajo futuro.

Como conclusión, se propone utilizar un puente simple fijo-fijo con una longitud de 600 μm . Este puente sería mucho más rígido y resistiría las violentas reacciones químicas que se suceden durante la liberación. Si el puente es mayor se corre el riesgo de que también colapse. El costo que se paga es tener un voltaje de actuación más grande, aproximadamente de 12-17 V. Otra opción es disminuir la longitud de los brazos en un puente "H" a la mitad (100-150 μm aproximadamente). Esta modificación también ayudaría a evitar el colapso y el rompimiento de los puentes.

La CPW presenta una impedancia característica de 70 Ω aproximadamente, lo cual está cercano a los 50 Ω de los instrumentos de medición. Hacer que la impedancia característica sea de 50 Ω implica disminuir el espaciado entre el conductor central y los planos de tierra. Podría ser aproximadamente de 60 μm , sin embargo este valor está en los límites de la resolución de la tecnología de fabricación.

Usar fotorresina como capa de sacrificio simplifica el proceso de fabricación ya que no se requiere equipo adicional para procesar materiales más complicados. La desventaja que se presenta es la irregularidad de su superficie. Presenta una rugosidad extremadamente alta, lo cual complica el procesamiento de capas estructurales posteriores. Además, no permite temperaturas mayores a 75 $^{\circ}\text{C}$ por que se deteriora rápidamente. La exposición al plasma en el proceso de deposición de películas delgadas también afecta negativamente a la resina. Produce una membrana extremadamente delgada durante la liberación, virtualmente indestructible.

Finalmente, se generaron conocimientos científicos que se publicaron en la revista ***IET Microwaves, Antennas & Propagation*** en el 2012 [1] y se expusieron en la ***24th IEEE International Conference on MEMS 2011*** con el

título **“X-Band MEMS Capacitive Switch Fabricated on Microwave Friendly Substrate”** en el 2011.

[1] **D. T. Mendoza-Rosales**, A. E. Martynyuk, J. I. Martinez-Lopez y J. Rodriguez-Cuevas, **“Frequency selective surfaces based on ring slots loaded with monolithically integrated capacitors”**, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 6, Iss. 3, pp. 245-250, 2012.



Frequency selective surfaces based on ring slots loaded with monolithically integrated capacitors

D.T. Mendoza-Rosales A.E. Martynyuk J.I. Martinez-Lopez J. Rodriguez-Cuevas

Division de Ingenieria Electrica (DIE), Facultad de Ingenieria, Universidad Nacional Autonoma de Mexico (UNAM), Ciudad Universitaria, Coyoacan, Mexico DF, Mexico
 E-mail: alxmart@yahoo.com

Abstract: Monolithic integration of loading capacitors into the X -band frequency selective surfaces (FSSs) based on ring slots is investigated as a means to control the frequency response of the FSS. Ring slots and integrated capacitors are formed on a microwave-friendly substrate using multistep thin-film deposition and patterning. Numerical simulations and experimental measurements are performed to extract the capacitance values and quality factors of the fabricated capacitors. It is proven that these capacitors in the range of 0–120 fF shift congruently the resonant frequency of the ring slot FSS from 11.8 to 8.14 GHz. Quality factors of the fabricated capacitors are estimated to be within the range of 50–150.

1 Introduction

Recently, frequency selective surfaces (FSSs) loaded with active and passive reactive elements have been widely investigated for four main purposes: (i) to tune the resonant frequency of the FSS, (ii) to minimise the dimensions of the unit cell of the structure, (iii) to obtain a multiband response and (iv) to control electronically the FSS main characteristics [1–6]. It has been demonstrated that modern electronically controlled devices, such as PIN diodes or varactors can be used to control the characteristics of the FSS in frequencies up to 100 GHz [7]. However, the usage of passive chip capacitors or inductors for frequencies higher than 5 GHz is limited by the non-idealities and parasitics of these elements. For example, at X -band frequencies, capacitances from 0.02 to 0.2 pF are needed to change the resonant frequency of a FSS based on loaded ring slots. However, chip capacitors of some nominal capacitance values within this range are commercially unavailable. Other capacitors, when available in that range, demonstrate a low-quality factor Q and large capacitor value spread. Thus, in this work we investigate the possibility to integrate capacitors to the X -band FSS based on ring slots to control its frequency response. To minimise dissipative losses, the FSS is fabricated on a microwave-friendly dielectric substrate while loading capacitors are fabricated as a planar metal–dielectric–metal (MDM) structure with a low-loss interlayer dielectric.

2 Principle of operation

A FSS based on ring slots loaded with capacitors is shown in Fig. 1a. The ring slots are situated at the nodes of a rectangular grid with periods b and d along the x - and y -directions, respectively. The unit cell of the FSS contains

one ring slot with inner radius $R1$ and outer radius $R2$. This ring slot is loaded with two equal capacitors C as it is shown in Fig. 1b. The ring slots are printed on a substrate with the relative dielectric permittivity of ϵ_r and the dielectric thickness h .

It is a well-known fact that FSS based on unloaded ring slots is transparent to the normally incident wave at the FSS's resonant frequency ω_r . The first resonance occurs when the perimeter of the ring slot is approximately equal to the wavelength λ . However, for the incident wave of vertical polarisation, capacitive loading of the ring slots (Fig. 1b) results in the decrease of the resonant frequency of the FSS.

Thus, the integration of capacitors to this FSS can be considered as an effective mean to tune the FSS's resonant frequency. With the purpose to design a tuneable FSS over the entire X -band, the geometry of the unloaded FSS was optimised to obtain the transparency at the frequency 12.0 GHz for the normally incident wave of vertical polarisation. A method similar to the one described in [8] was used to simulate the scattering of the incident wave on the FSS.

As a result, the geometry of the unloaded FSS was determined as follow: $b = 11.43$ mm, $d = 10.16$ mm, $R1 = 3.5$ mm and $R2 = 4.03$ mm. It was assumed that the ring slots were printed on a dielectric substrate with ϵ_r of 3.55 and h of 0.208 mm.

Then, the behaviour of the FSS with capacitive loading was simulated to determine the capacitance range that permits to shift the resonant frequency over the entire X -band. The results of numerical simulations are shown in Fig. 2. The increase of the loading capacitance values from 0 to 120 fF leads to the decrease of the resonant frequency from 12.0 to 8.0 GHz. Thus, the capacitances of the loading capacitors should be in the range of dozens of femtofarads.

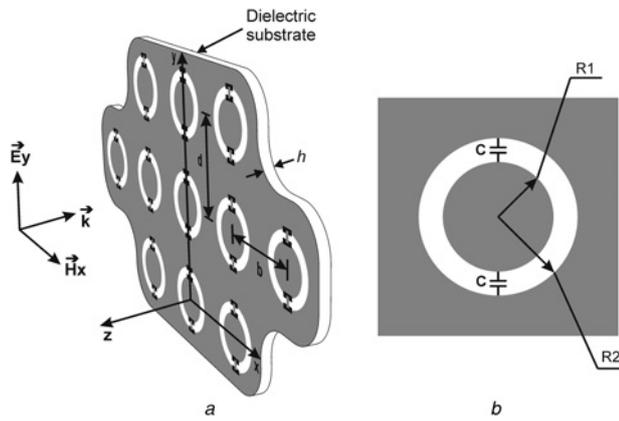


Fig. 1 FSS based on ring slots loaded with capacitors

a Periodic grid of the FSS
b Unit cell of the FSS

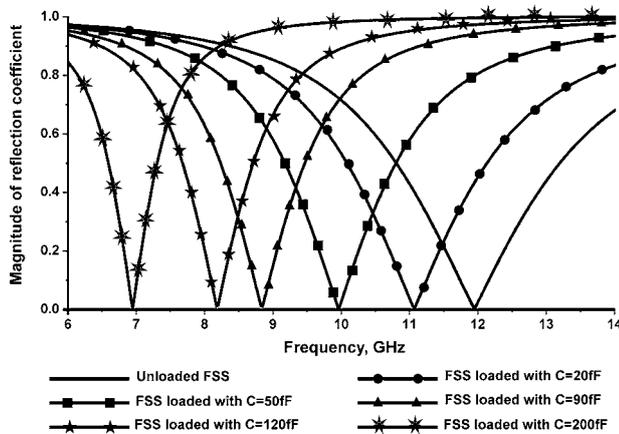
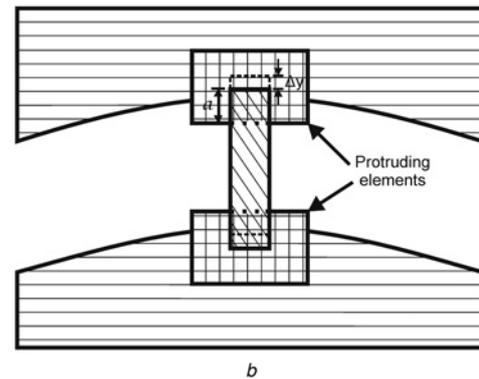
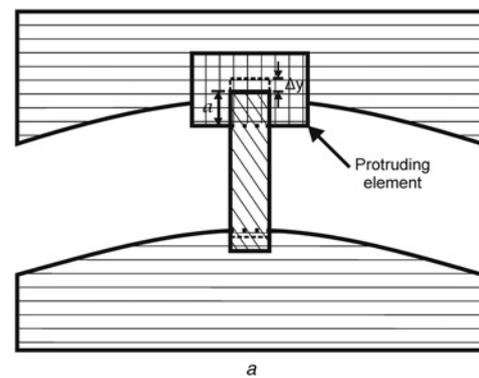


Fig. 2 Calculated reflection coefficients of loaded ring slot FSS

3 Design of the monolithically integrated capacitors

A convenient fabrication method for monolithically integrated loading capacitors is based on a multistep thin-film deposition process and photolithographic patterning. As a result, planar MDM capacitors can be formed on the surface of the microwave-friendly substrate. The critical issue for this fabrication technology is an adequate selection of the interlayer dielectric material. In this work, photo definable benzocyclobutene (BCB) resin was used to form the interlayer dielectric because of BCB's small loss tangent (0.0008) at X-band frequencies, simple spin coating processing to form dielectric films, direct patterning capability, good adhesion to the metal layers and low-temperature processing below the glass transition temperature of most microwave-friendly substrates.

One simple way to connect the loading capacitor in parallel with the ring slot resonator is shown in Fig. 3a. According to this method, the loading capacitor is formed close to the outer metal edge of the ring slot. The bottom plate of the capacitor is formed with the help of a special protruding element at the outer metal edge of the ring slot. Next a BCB dielectric layer is deposited over the protruding element. Then the upper plate of this capacitor is formed and connected to the inner metal circle with the help of a thin-film conductor. However, certain fabrication problems arise in this case. First of all, the dimensions of the capacitor's upper plate become too



Cu cladding BCB Cu upper plate

Fig. 3 Capacitor connected in parallel to the ring slot resonator

a Single capacitor
b Series connection of two elemental capacitors

small. For example, a square capacitor of 50 fF with BCB dielectric layer (thickness of 5 μm and dielectric permittivity of 2.9) should have a side length of approximately 100 μm. Furthermore, the misalignment Δy of the mask that defines the geometry of the capacitor's upper plate in the y-direction leads to an error ΔC in the capacitance nominal value C₀ that can be estimated as follows

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta y}{a} \quad (1)$$

where *a* is the *y*-size of the perfectly aligned upper plate of the loading capacitor.

To overcome these difficulties, the loading capacitor was fabricated by a series connection of two elemental capacitors with equal capacitance values of 2C₀. These capacitors are formed close to the inner and outer edges of the slot as it is shown in Fig. 3b. In this case, the area of the capacitor's upper plate increases two times as compared with the single capacitor shown in Fig. 3a. An additional advantage of this design is a small sensitivity for the capacitance value on a small misalignment Δy of the mask. It can be easily shown that ΔC can be calculated as follows

$$\frac{\Delta C}{C_0} = -\left(\frac{\Delta y}{a}\right)^2 \quad (2)$$

Note that the usage of the protruding elements permits to decrease the parasitic inductance of the metal strip that interconnects two elemental capacitors.

4 Technology of fabrication

The process flow described below explains the fabrication of the FSS based on ring slots loaded with monolithically integrated capacitors. Fig. 4 shows the lateral view of the loading capacitor C built by two capacitors connected in series.

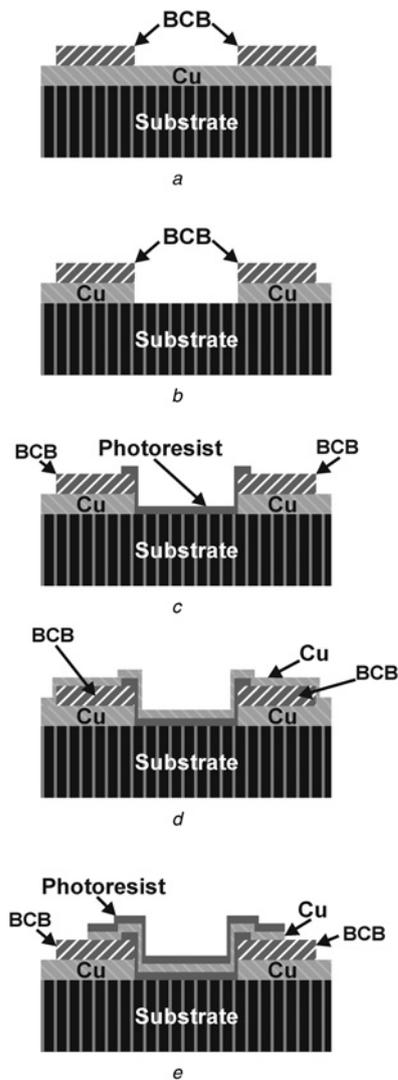


Fig. 4 Fabrication process flow

- a Formation of the capacitor's dielectric layer
- b Pattern of the ring slot and protruding elements
- c Formation of the photoresist isolation layer
- d Copper deposition
- e Formation of the capacitor's upper plates

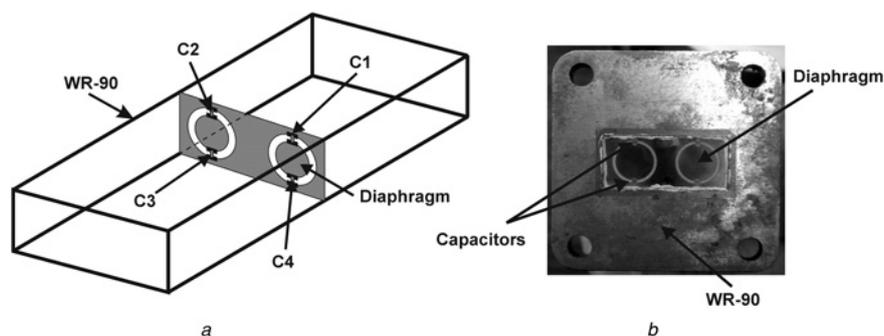


Fig. 5 Diaphragm with two ring slots loaded with monolithically integrated capacitors

- a Waveguide simulator with the installed diaphragm
- b Fabricated diaphragm

The process begins with a 0.208 mm-thick Rogers RO4003C microwave laminate substrate with relative dielectric permittivity of 3.55 and single-sided 17 μm -thick standard copper cladding. At the first step, photo definable BCB resin (CYCLOTENE 4024-40) is spin-coated. Then, BCB film is patterned on the top of the metal cladding (Fig. 4a) to form dielectric interlayer. The processing procedures [9] are followed to obtain the required BCB film thickness of 5 μm . Next, the ring slot is formed by wet-chemical etching (Fig. 4b). Then, the space between the two protruding elements is filled with AZ9245 photoresist. This helps to avoid the electric contact between the lateral walls of the previously patterned copper cladding and the further deposited copper film (Fig. 4c). The thickness of the thin photoresist film is set to 7 μm . Next, 1- μm copper thin film is deposited using RF sputtering technique (Fig. 4d). Then, this film is patterned to form the capacitor's upper plates and the metal strip that interconnects them. Note that formed photoresist films are not removed to protect the capacitor's upper plates from ambient influence (Fig. 4e).

5 Experimental measurements

The method of the waveguide simulator was used to estimate the frequency behaviour of the loaded FFS. Then, capacitance C_0 and quality factor Q of the fabricated capacitors are extracted from the experimental data. Thus, a diaphragm containing two unit cells of the FSS was installed in the cross section of the standard rectangular waveguide WR-90 as it is shown in Figs. 5a and b. The geometry of the unit cell is given by: $b = 11.43$ mm, $d = 10.13$ mm, $R1 = 3.5$ mm and $R2 = 4.03$ mm. The diaphragm was printed on a 0.208 mm-thick Rogers 4003C dielectric substrate with relative dielectric permittivity of 3.55. The scattering of the TE_{10} waveguide mode on this diaphragm is equivalent to the scattering of the sum of two TE incident Floquet modes on the infinite FSS.

Then, FSS were designed to tune the resonant frequency over the X-band. Thus, six different diaphragms $D1$, $D2$, $D3$, $D4$, $D5$ and $D6$ were fabricated. All diaphragms contain two unit cells. The diaphragm $D1$ contains unloaded ring slots; meanwhile ring slots with protruding elements were printed on the diaphragm $D2$. Other four diaphragms $D3$, $D4$, $D5$ and $D6$ contain ring slots loaded with monolithically integrated capacitors. To obtain different loading capacitors, only the last mask that defines the capacitor's upper plate was changed. The diaphragms $D3$, $D4$ and $D6$ were designed to obtain resonant frequencies close to 10, 9 and 8 GHz, respectively.

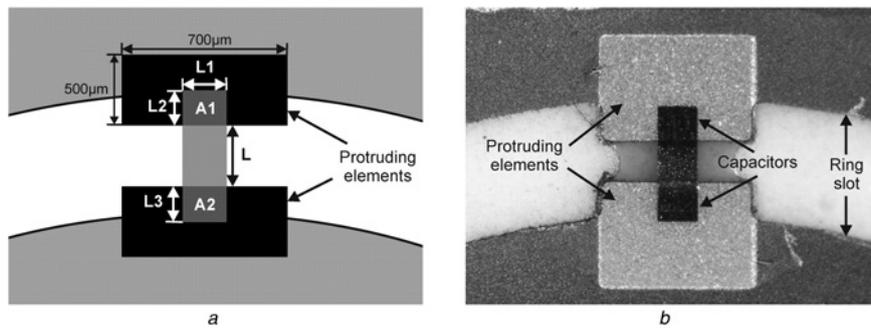


Fig. 6 Dimensions of the fabricated capacitors

a Geometry of capacitors
b Fabricated capacitor

Table 1 Dimensions of the fabricated capacitors

Diaphragm/capacitor	$L1, \mu\text{m}$	$L2, \mu\text{m}$	$L3, \mu\text{m}$	$L, \mu\text{m}$	$A1, \mu\text{m}^2$	$A2, \mu\text{m}^2$	$((A1 + A2)_{\text{max}})/((A1 + A2)_{\text{min}})$
D2	C1	–	–	147	–	–	–
	C2	–	–	116	–	–	–
	C3	–	–	125	–	–	–
	C4	–	–	170	–	–	–
D3	C1	69	100	94	135	6900	6486
	C2	84	78	108	143	6552	9072
	C3	86	87	110	124	7482	9460
	C4	75	107	85	138	8025	6375
D4	C1	140	133	171	148	18620	23940
	C2	138	138	170	148	19044	23460
	C3	138	130	155	171	17940	21390
	C4	144	131	159	172	18864	22896
D5	C1	139	143	147	151	19877	21168
	C2	139	154	165	144	22176	23760
	C3	137	142	143	165	19454	19591
	C4	141	142	140	169	20022	19740
D6	C1	178	191	160	173	33998	28480
	C2	163	200	142	175	32600	23146
	C3	160	210	147	160	33600	23520
	C4	176	190	154	181	33440	27104

Furthermore, to evaluate the repeatability of the process, two equal diaphragms *D4* and *D5* were fabricated.

Each diaphragm *D3*, *D4*, *D5* and *D6* contains four loading capacitors *C1*, *C2*, *C3* and *C4* numerated according to Fig. 5a. As mentioned earlier, each loading capacitor is formed by a series connection of two elemental capacitors. These capacitors, with areas *A1* and *A2*, are interconnected by a metal strip with length *L* as shown in Fig. 6a. The fabricated loading capacitor is shown in Fig. 6b. All eight elemental capacitors in a diaphragm should have the same dimensions according to the masks of the process. However, mask misalignments and errors in the fabrication process result in different dimensions of the capacitors within the same diaphragm. Furthermore, errors in developing of the BCB layer leads to different distances *L* between the protruding elements. As a result, two interconnected elemental capacitors with areas *A1* and *A2* (Fig. 6a) will have approximately the same width *L1* and different side lengths *L2* and *L3*, respectively. The dimensions of the fabricated capacitors are detailed in Table 1 with reference to Fig. 6a.

The measured dependences of the reflection coefficient on the frequency for all six fabricated diaphragms are shown in Fig. 7. Also, scattering of the sum of the TE modes on the

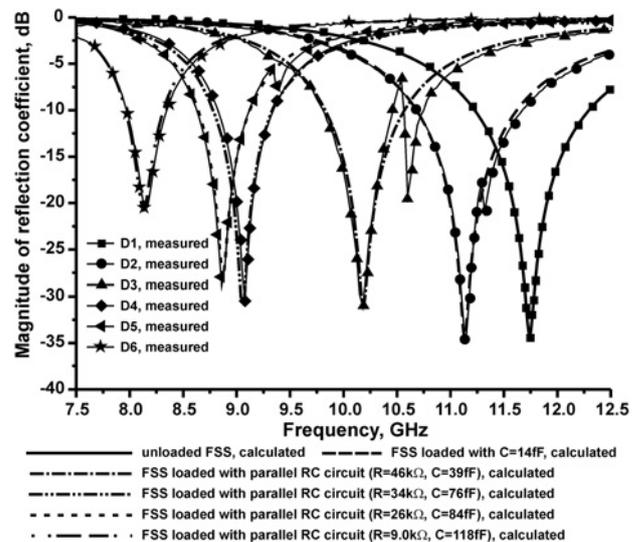


Fig. 7 Measured magnitude of the reflection coefficient for all six fabricated diaphragms and calculated reflection coefficients for six equivalent FSS as function of frequency

Table 2 Measured values of resonant frequency, extracted capacitances C_0 , extracted resistances R , calculated values of quality factor Q , measured values of insertion loss and calculated incident angles θ_0

Diaphragm	Measured resonant frequency, GHz	Extracted capacitance, C_0 , fF	Extracted resistance R , kOhm	Calculated quality factor, Q	Measured insertion loss, dB	Calculated incident angle θ_0 ($^\circ$)
D1	11.74	0	∞	–	–0.15	33.98
D2	11.14	14	∞	–	–0.14	36.09
D3	10.18	39	46	115	–0.25	40.13
D4	9.07	76	34	147	–0.29	46.34
D5	8.86	84	26	122	–0.37	47.78
D6	8.14	118	9	52	–0.85	53.72

infinite FSS with loaded ring slots was simulated. To extract the parameters of the capacitors, the experimental data were approximated by calculated curves. A parallel connection of resistance R and capacitance C_0 was used as the equivalent circuit for the load. At first, capacitances C_0 were set to obtain the same resonant frequencies as in the measured dependences. The simulated dependences for the equivalent FSS with tuned C_0 are also shown in Fig. 7. According to the data presented in Fig. 7, the capacitances of the fabricated capacitors were determined as 14, 39, 76, 84 and 118 fF for the diaphragms D2, D3, D4, D5 and D6, respectively. It is important to note that the capacitance extracted from diaphragm D2 is owing to the presence of the protruding elements.

Then, the parallel resistance R was extracted. Resistance R represents dissipative loss in fabricated capacitors. However, extraction of this resistance is not a simple task because dissipation also exists in the dielectric substrate, the copper cladding and even in the silver epoxy used to install the diaphragm in the rectangular waveguide. The presence of dissipative losses causes the increase of the reflection coefficient at the resonant frequency.

On the other hand, the calculation method used during simulations assumes perfect conductors printed on lossy dielectric substrate. Thus, insertion loss because of dissipation in copper and silver epoxy cannot be directly taken into account with this method. Therefore total dissipative loss in diaphragms D1 and D2 was attributed only to the lossy dielectric substrate. During simulations corresponding to diaphragms D1 and D2, the loss tangent of the substrate was increased to obtain reflection coefficients with the same values as the measured ones at the resonant frequencies. Thus, the loss tangent in all simulations was set to 0.012. As the copper and silver epoxy losses are included in substrate loss, now it is possible to extract dissipative loss because of capacitors. Then, for the FSS equivalent to diaphragms D3, D4, D5 and D6, the resistances R were set to obtain the same values of the reflection coefficients at the resonant frequencies as in the measured dependences. As a result, the resistances were determined as 46, 34, 26 and 9 k Ω for diaphragms D3, D4, D5 and D6, respectively. Measured resonant frequencies, extracted values of capacitance C_0 , resistance R and calculated values of the quality factor Q are presented in Table 2.

The measured insertion loss in the diaphragms takes into account dissipative losses in capacitors, copper cladding, dielectric substrate and silver epoxy. The insertion loss is determined from the measured magnitudes of the transmission coefficients of the diaphragms at the resonant frequency. Transmission of the fundamental TE₁₀ mode through the diaphragm is similar to transmission of the sum of two obliquely incident TE modes through the equivalent

FSS. The angle of incidence θ_0 depends on frequency in the same manner as in the rectangular waveguide. Thus, the insertion loss in the FSS for different θ_0 can be roughly estimated using the above mentioned approach. Measured insertion loss for the diaphragms and the corresponding calculated incident angles θ_0 for the equivalent FSS at resonant frequencies are also shown in Table 2.

6 Influence of the fabrication errors on the FSS characteristics

As it was mentioned in the previous section, misalignment of the last mask and errors in the BCB film processing resulted in different dimensions of the elemental capacitors. According to (2), even moderate misalignment of the last mask cannot lead to a significant change in the capacitance of the loading capacitor. However, errors in BCB film processing change the distance L between protruding elements and thus seriously affect the capacitance value.

As a result, two fabricated diaphragms D4 and D5 (intended as identical) demonstrated resonant frequencies of 9.07 and 8.86 GHz, respectively. According to simulated results (Table 2 and Fig. 7), the difference in the resonant frequency can be explained from the 9.5% change in the capacitance of loading capacitors.

Fabrication errors also lead to different values of the loading capacitors within the same diaphragm. According to Table 1, the ratio between the maximal total area of the upper plates $(A1 + A2)_{\max}$ and minimal total area of the upper plates $(A1 + A2)_{\min}$ of loading capacitors within the same diaphragm is equal to 1.27, 1.08, 1.18 and 1.12 for diaphragms D3, D4, D5 and D6, respectively. Different capacitances of loading capacitors within the same diaphragm result in an abnormal behaviour of the resonant curves (Fig. 7). This abnormal behaviour is more pronounced for diaphragms D3 and D5, where the ratios $(A1 + A2)_{\max}/(A1 + A2)_{\min}$ are higher than 1.15. This behaviour is also noticed in diaphragm D2 because of the large spread in distances L . However, diaphragms D4 and D6 demonstrate typical resonance behaviour of the reflection coefficient because of the smaller spread in the capacitances of loading capacitors.

7 Conclusions

A FSS based on loaded ring slots with monolithically integrated capacitors has been presented. It has been demonstrated the monolithic integration of loading capacitors to the X-band FSS based on ring slots to tune its frequency response. To reduce dissipative losses, the ring slots were printed on a microwave-friendly dielectric substrate while loading capacitors were fabricated as a

planar MDM structure with a low-loss interlayer dielectric. Numerical simulations and experimental measurements were used to extract the capacitances and the quality factors of the fabricated capacitors. These capacitances are ranged from 0 to 120 fF to shift the resonant frequency of the loaded ring slot FSS over the entire X-band. Quality factors of the fabricated capacitors are estimated to be within the range of 50–150.

8 Acknowledgments

This work was partially supported by PAPIIT IN103709, IN114911 and CONACYT 79832 projects. The authors would like to thank A. Esparza-Garcia, M. Briseño-Garcia and R. Ruvalcaba-Morales for their helpful cooperation in the photolithography process.

9 References

- 1 Munk, B.A.: 'Frequency selective surfaces: theory and design' (Wiley-Interscience, 2000), Ch. 1
- 2 Sarabandi, K., Behdad, N.: 'A frequency selective surface with miniaturized elements', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2007, **55**, (5), pp. 1239–1245
- 3 Rong-Rong, X., Huai-Cheng, Z., Wen, W.: 'Dual-band capacitive loaded frequency selective surfaces with close band spacing', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2008, **18**, (12), pp. 782–784
- 4 Liu, H., Ford, H.L., Longley, R.J.: 'Novel planar band pass lump-loaded frequency selective surface'. IEEE MTT-S Int. Microwave Workshop Series, 2008, pp. 87–89
- 5 Amjadi, S.M., Soleimani, M.: 'Narrow band-pass waveguide filter using frequency selective surfaces loaded with surface mount capacitors', Int. Conf. on Electromagnetics in Advanced Application, ICEAA 2007, September 2007, pp. 173–176
- 6 Martynyuk, A.E., Martinez Lopez, J.I., Martynyuk, N.A.: 'Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators', *Electron. Lett.*, 2005, **41**, pp. 2–4
- 7 Rainey, P.V., Bain, M., Jackson, R., Mitchel, S.J., Fusco, V.F.: 'Design, manufacture and performance of monolithic pin diode for beam steered reflect array'. The Second European Conf. on Antennas and Propagation, EuCAP 2007, November 2007, pp. 1–5
- 8 Martynyuk, A.E., Martinez Lopez, J.I., Martynyuk, N.A.: 'Spiraphase-reflectarray based on loaded ring slot resonator', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2004, **52**, (1), pp. 142–153
- 9 Processing Procedures for CYCLOTENE 4000 Series Resin (Immersion Develop) Cyclotene Advanced Electronic Resins. <http://dow.com/cyclotene/prod/402646.htm>, accessed March 2011

303-M



X-BAND MEMS CAPACITIVE SWITCH FABRICATED ON MICROWAVE FRIENDLY SUBSTRATE

D. T. Mendoza-Rosales, A. E. Martynyuk, and J. Rodríguez-Cuevas

Centro I3AMem, División de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería,
Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), I.A. Ingeniería, Cuernavaca, B55B, Mexico, D.F., Mexico, E-mail: jrc@i3amem.unam.mx

Abstract—This work describes the design, optimization and fabrication of X-band MEMS capacitive switch on a microwave friendly substrate with hexamethylsiloxane (HMS) as dielectric layer. The electro-mechanic and electro-magnetic simulations demonstrate a pull-in voltage less than 5V and a Commutation Quality Factor (CQF) of 50000 at X-band. Also, this work describes a new manufacturing technology developed for RF MEMS switch fabrication.

In the case of passive X-band phased array, special attention should be paid to minimize the insertion loss in the phased shifters. Thus, the aim of this work is to design a low-loss capacitor switch for X-band phased shifters.

Accordingly, PCB microwave friendly substrate was chosen as a base for the fabrication of MEMS switches because it has better properties as compared with standard semiconductor substrates [1]. Furthermore, the substrate layer of the capacitor is formed with the help of HMS film. Thus, an original fabrication process which uses a microwave friendly dielectric substrate has been developed.

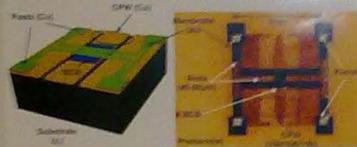


Figure 1. Capacitive switch design and its photo of fabricated switch.

The proposed MEMS switch is shown in Figure 1a, and fabricated switch is shown in Figure 1b. This device is based on a coplanar waveguide (CPW) printed on a Rogers Corp. Substrate (FR4002). The active element of the switch is an aluminum membrane suspended over the central conductor of the CPW.

Simulated displacement of aluminum membrane as a function of control voltage is shown in Figure 2. According to Figure 2, the pull-in voltage of the designed switch is 5V. The RF performance of the switch was also simulated, the results are shown in Figure 3. At the frequency of 10 GHz, calculated insertion loss in dB (return loss in the OFF state and CQF were 2.26dB, 6.6dB and 50000, respectively).

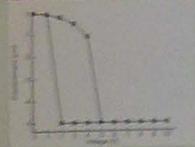


Figure 2. Displacement of membrane as function of control voltage.

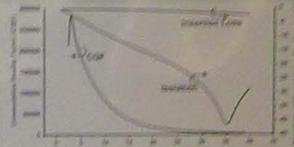


Figure 3. RF performance of the switch.

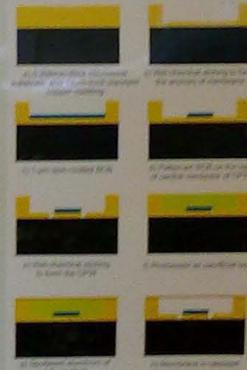


Figure 4. Fabrication process flow.

REFERENCES

- [1] I. B. Jovetić, D. G. Vukobratović, and E. J. Kostić, "Fabrication quality factor of low-loss microwave devices," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 5, pp. 882-886, May 2000.
- [2] C. S. Galdames, J. S. Ray, C. Shih, S. Kuznetsov, and D. Saperstein, "Performance of low-loss RF MEMS capacitive devices," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 10, no. 6, pp. 266-271, July 1998.

Poster de participación en la **24th IEEE International Conference on MEMS 2001.**