



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

INTERRUPTOR PIEZOELÉCTRICO MEMS PARA LA BANDA DE 8 A 12 GHz

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

PRESENTA:
MARIO RODOLFO RAMÍREZ PALMA

TUTOR PRINCIPAL:
DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS,
FACULTAD DE INGENIERÍA

Ciudad Universitaria, CD. MX.

Noviembre 2018



Universidad Nacional
Autónoma de México



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. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ

Secretario: DR. OLKSANDR MARTYNYUK

Vocal: DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS

1^{er.} Suplente: DR. JUAN MARIO PEÑA CABRERA

2^{do.} Suplente: DRA. ELSI VIOLETA MEJÍA URIARTE

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: CIUDAD UNIVERITARIA, CIUDAD DE MÉXICO

TUTOR DE TESIS:

DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS

FIRMA

Agradecimientos

Primero, le doy muchas gracias a Dios por darme la fuerza para continuar y terminar mi maestría. Le agradezco mucho a mi hermana Alejandra por su apoyo incondicional, por su amistad y amor. También quiero agradecer a mi asesor el Dr. Jorge Rodríguez Cuevas por su apoyo y guía durante todo este tiempo, pero principalmente por brindarme su amistad. Quiero agradecer al Dr. José Ismael Martínez López, al Dr. Oleksandr Martynyuk que junto con el Dr. Jorge me han ofrecido la oportunidad de trabajar con ellos, gracias por su asesoría y consejos, pero principalmente por haberme apoyado en los momentos más difíciles de mí vida.

También quiero agradecer al Dr. Stephen Muhl por su interés, asesoría y apoyo para realizar las películas delgadas de PZT en su laboratorio, también le agradezco a sus alumnos: Amín y Tania que me apoyaron con el uso del equipo, al profesor Lázaro que me apoyo en las mediciones de XPS. Le agradezco a la Dra. María Elena Villafuerte por su asesoría e interés en éste trabajo. Al Dr. Rigoberto López por los consejos y observaciones para realizar las películas de PZT. Al Dr. Amador González y a la Dra. Lorena Pardo por sus conferencias, seminarios y pláticas que tuvimos, las cuales me inspiraron mucho y enriquecieron enormemente este trabajo. A mis sinodales por su interés y tiempo dedicado a la revisión de esta tesis. También quiero agradecer a mi amigo Alex Otaola por inspirarme y compartir su música conmigo, a mi terapeuta Claudia por escucharme y apoyarme emocionalmente.

Finalmente, quiero agradecer al CONACYT y al proyecto PAPIIT IN114116 por el apoyo económico para la realización de esta tesis y a los proyectos PAPIIT IN115016 e IN116517 por su apoyo en infraestructura.

Dedicatoria

Ésta tesis está dedicada a mi mamá María Aurea Remedios, gracias por todo el amor que me diste y por los momentos más felices que vivimos. Te extraño todos los días y me haces mucha falta. Pronto nos veremos y abrazaremos en la segunda venida.

“El amor es sufrido, es benigno; el amor no tiene envidia, el amor no es jactancioso, no se envanece; no hace nada indebido, no busca lo suyo, no se irrita, no guarda rencor; no se goza en la injusticia, mas se goza de la verdad. Todo lo sufre, todo lo cree, todo lo espera, todo lo soporta. El amor nunca deja de ser; pero las profecías se acabarán, y cesarán las lenguas, y la ciencia acabará. Y ahora permanecen la fe, la esperanza y el amor, estos tres; pero el mayor de ellos es el amor”

1 Corintios 13:4-8 y 13:13

Índice

Resumen.....	I
Introducción.....	II
Objetivo general:.....	IV
Objetivos particulares:	IV
Estructura general de la tesis.....	IV
Capítulo I: Aspectos Generales de los interruptores RF MEMS.....	1
I.1 Breve historia de los conmutadores RF MEMS.....	1
I.2 Ventajas de los conmutadores RF MEMS.....	2
I.3 Áreas de aplicación.....	3
I.4 Aspectos a considerar para el diseño de conmutadores RF MEMS confiables	5
I.5 Parámetros representativos de los interruptores RF MEMS.....	8
I.6 Conclusiones.....	9
Capítulo II: Piezoelectricidad.....	10
II.1 El efecto piezoeléctrico	10
II.2 Histéresis dieléctrica	13
II.3 Ecuaciones constitutivas de los materiales piezoeléctricos.....	16
II.4 Constantes piezoeléctricas	19
II.5 Conclusiones.....	21
Capítulo III: Interruptores RF MEMS piezoeléctricos.....	22
III.1 Dispositivos piezoeléctricos MEMS.....	22
III.2 Actuadores piezoeléctricos.....	24
III.3 Actuadores de flexión (modo d_{31}).....	26
III.4 Estado del arte de los interruptores RF MEMS piezoeléctricos.....	32
III.5 Conclusiones.....	50
Capítulo IV: Análisis, diseño y simulación electromecánica	51
IV.1 Consideraciones teóricas del actuador unimorfo	51
IV.2 Diseño del Interruptor RF MEMS piezoeléctrico	55
IV.2.1 Desplazador de fase tipo espirafase de [40].....	55
IV.2.2 Diseño del Interruptor RF MEMS con mecanismo de actuación piezoeléctrico.....	58
IV.3 Simulación electromecánica del Interruptor RF MEMS piezoeléctrico	64
IV.4 Resultados del análisis electromecánico.....	70
IV.5 Conclusiones	71

Capítulo V: Análisis y simulación electrodinámica	72
V.1 Factor de calidad de conmutación	72
V.2 Simulación electrodinámica en CST Microwave Studio	74
V.3 Circuito equivalente	77
V.4 Parámetros S del interruptor diseñado	86
V.5 Resultados del análisis electrodinámico	91
V.6 Conclusiones	92
Capítulo VI: Depósito de películas delgadas de PZT	93
VI.1 Clasificación de los procesos de depósito	94
VI.2 Consideraciones de fabricación para películas delgadas de PZT	95
VI.3 Deposito de PZT por pulverización catódica	97
VI.4 Deposito experimental de películas delgadas de PZT por pulverización catódica.	100
VI.4 Conclusiones	105
Conclusiones Finales	106
Trabajo futuro	108
Referencias	109

Resumen

En este trabajo, se presenta el análisis, diseño y simulación de un interruptor RF MEMS piezoeléctrico para la banda de 8 a 12 GHz. Con el objetivo de integrar dicho dispositivo a un desplazador de fase tipo espirafase. Las principales características del diseño del interruptor son: Mecanismo de actuación piezoeléctrico, sustrato de cuarzo, estructura en viga voladiza, contacto metal-metal y conexión eléctrica en paralelo. El diseño del interruptor está basado en los actuadores unimorfos de modo d_{31} y utiliza PZT como material piezoeléctrico. La metodología utilizada fue hacer una revisión del estado del arte de los actuadores e interruptores RF MEMS piezoeléctricos, posteriormente se hizo una revisión de los materiales más utilizados en los dispositivos RF MEMS, de los cuales se eligió al PZT por sus excelentes propiedades piezoeléctricas. Después, se diseñó el interruptor basándose en el actuador unimorfo modo d_{31} y los actuadores electrostáticos de viga voladiza. Se realizó el análisis electromecánico y electrodinámico del interruptor, y se compararon resultados teóricos y simulados. Se obtuvo un muy bajo voltaje de actuación de 2 [V] teórico y de 2 [V] simulado, una frecuencia de resonancia mecánica de 5.45 [kHz] teórica y de 5.65 [kHz] simulada, las pérdidas de inserción fueron de 0.0243 [dB] a 10 [GHz] simuladas y un aislamiento de -21.4 [dB] a 10 [GHz] también simulado, el resultado simulado del factor de calidad de conmutación fue de 204 018 a 10 [GHz]. Finalmente, se fabricaron películas delgadas de PZT, las cuales fueron analizadas por la técnica XPS para obtener su composición química elemental y se midió su espesor mediante un perfilómetro óptico. Los resultados obtenidos fueron una tasa de depósito de $3 \left[\frac{nm}{min} \right]$, con respecto a la composición química de la película, los análisis de XPS muestran muchas deficiencias de plomo en su composición.

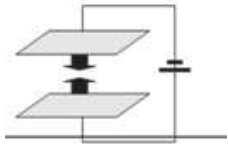
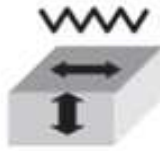
Introducción

Toda la infraestructura de radiofrecuencia (RF) y microondas, desde redes de sistemas de comunicación hasta sistemas satelitales e incluso radares, utiliza una gran variedad de interruptores para enrutamiento y control de señales. Desde el nacimiento de la electrónica, el área de RF ha buscado el conmutador/interruptor ideal. Un conmutador ideal se define como un dispositivo que prácticamente no tiene pérdidas de inserción, es decir, tiene una impedancia de encendido cero $Z_{on} \rightarrow 0 [\Omega]$ en estado de conducción de señal y una impedancia de apagado infinita $Z_{off} \rightarrow \infty [\Omega]$ (muy alto aislamiento) en estado de no conducción, también posee una linealidad extremadamente alta, tiene un manejo de potencia medio a alto (100 [mW] a 1 [kW]) y su consumo de potencia de corriente continua es nulo [1], desde luego todas estas cualidades mencionadas se deben cumplir en toda la banda de frecuencias. Un interruptor casi ideal se construyó hace mucho tiempo mediante relés electromecánicos (interruptores de alta potencia), e incluso después de casi 100 años, sigue siendo el mejor interruptor de RF jamás fabricado, desde una perspectiva eléctrica. Tiene pérdidas de inserción muy bajas ($R_{on} = 0 [\Omega]$), un aislamiento muy alto (C_{off} de pocos [fF]), una linealidad muy alta, un manejo de alta potencia que va de los 100 [mW] hasta 50 [W]. Pero desafortunadamente es muy voluminoso, costoso y además tiene una vida promedio de unos pocos millones de ciclos.

Posteriormente a los relés electromecánicos, la industria de los semiconductores ofreció dos opciones para reemplazarlos: el diodo p-i-n y el interruptor FET de arseniuro de galio. Sin embargo, a pesar de que estos dispositivos redujeron enormemente los costos y tamaños de los conmutadores de RF, aún no eran lo suficientemente buenos para muchas aplicaciones, y la búsqueda de un conmutador en miniatura continuó. Para la década de 1990, toda la atención se enfocó en la tecnología de los Sistemas-Micro-Electro-Mecánicos (MEMS por sus siglas en inglés) porque tenía el potencial para miniaturizar los conmutadores de RF y lograr un rendimiento ideal, casi igual al de los relés mecánicos, para su construcción se emplearon las técnicas de fabricación de la industria de los materiales semiconductores, lo cual, implicó menores costos y una producción a gran escala. Esencialmente, los interruptores RF MEMS son dispositivos microelectromecánicos que producen movimientos micrométricos para permitir o interrumpir el paso de una señal de RF en una línea de transmisión, cubriendo frecuencias de 50 GHz o más. Comúnmente, los mecanismos de actuación de los interruptores RF MEMS se basan en diseños electrostáticos, piezoeléctricos, magneto-estáticos y térmicos. En la [Tabla 1](#) se presenta un compendio de los mecanismos de actuación más utilizados para el diseño de los interruptores RF MEMS. Cabe señalar que la actuación piezoeléctrica es uno de los mecanismos más prometedores para diseñar conmutadores RF MEMS de bajo voltaje de actuación, bajo consumo de energía y una

alta velocidad de conmutación, pero aún así, no se han reportado muchos conmutadores RF MEMS accionados piezoeléctricamente debido principalmente a la dificultad y complejidad de su fabricación [2].

Tabla 1 Mecanismos de actuación para el diseño de interruptores RF MEMS

Electrostático	Magnetostático	Térmico	Piezoeléctrico
			
Ventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Fácil fabricación • Respuesta rápida 	Ventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Actuador convencional • Operación sencilla 	Ventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Gran fuerza • Estructura simple 	Ventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Respuesta rápida • Bajo voltaje • Gran fuerza
Desventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Fuerza pequeña • (Alto voltaje de actuación) 	Desventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Difícil fabricación • Pérdidas altas 	Desventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Aislamiento bajo • Respuesta lenta 	Desventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Dificultades para su fabricación

Actualmente solo los actuadores electrostáticos y piezoeléctricos han mostrado diseños confiables [1] y están entrando en producción a gran escala para aplicaciones comerciales. En la [Figura 1](#) se muestran algunos interruptores RF MEMS fabricados por las empresas Omron, Agilent y Radant.

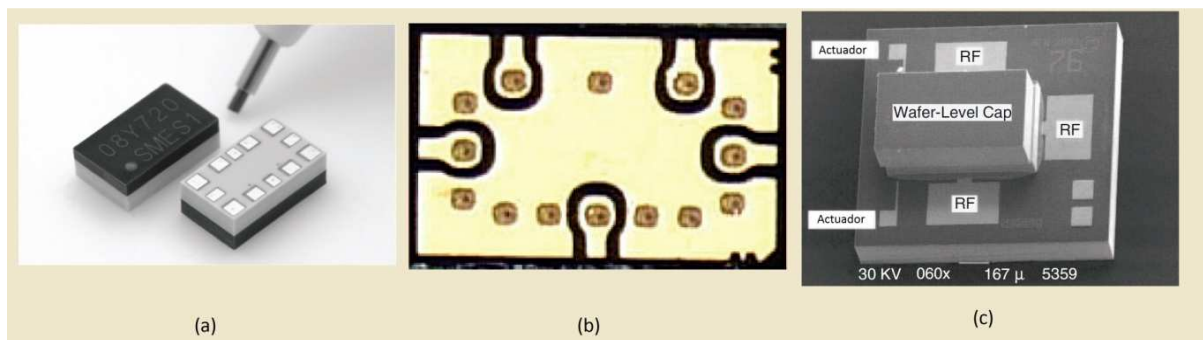


Figura 1 Interruptores RF MEMS de un polo dos tiros de alta fiabilidad y empaquetados: (a) Omron DC-12 GHz (montaje superficial) (b) Agilent DC-26 GHz (montaje en superficie) y (c) Radant MEMS DC-18 GHz (conexión por cable)

Objetivo general:

Analizar y diseñar un interruptor piezoeléctrico MEMS de bajo voltaje de actuación para aplicaciones en desplazadores de fase de tipo reflectivo en la banda de 8 a 12 GHz.

Objetivos particulares:

- Diseñar un interruptor MEMS con mecanismo de actuación piezoeléctrico de bajo voltaje de actuación.
- Determinar el circuito equivalente del interruptor RF MEMS
- Obtener un aislamiento mayor a 20 dB
- Pérdidas de inserción menores a 0.5 dB

Estructura general de la tesis

Esta tesis consta de seis capítulos. El primer capítulo plantea los aspectos generales de los interruptores RF MEMS y se hace énfasis principalmente en las ventajas de los interruptores RF MEMS sobre otros dispositivos de conmutación, además se revisan los diferentes mecanismos de actuación, y se describen los parámetros fundamentales para el diseño de interruptores RF MEMS de acuerdo a [1].

En el capítulo dos se presenta una introducción teórica del fenómeno de la piezoelectricidad mencionando sus características básicas y como este fenómeno se puede aprovechar para el desarrollo de interruptores RF MEMS. También se incluyen las ecuaciones constitutivas de los materiales piezoeléctricos y se describen las constantes piezoeléctricas más importantes.

En el capítulo tres se presentan las principales aplicaciones de los materiales piezoeléctricos en los dispositivos RF MEMS, se hace un énfasis mayor en los actuadores piezoeléctricos. Además se hace una revisión del estado del arte de los interruptores RF MEMS piezoeléctricos, indicando los parámetros más importantes de cada interruptor y actuador revisado. Entre los parámetros más importantes se encuentran el voltaje de actuación, frecuencia de resonancia mecánica, aislamiento y pérdidas de inserción.

En el capítulo cuatro se desarrolla un análisis electromecánico para encontrar expresiones de diseño de voltaje de actuación, deflexión y frecuencia natural de un actuador unimorfo en relación con las propiedades de los materiales, geometría y dimensiones del actuador. Con base en ese análisis, se desarrolló el diseño de nuestro

interruptor RF MEMS piezoeléctrico y se realizaron simulaciones del proceso de fabricación, y simulaciones electromecánicas mediante software especializado.

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

Finalmente, en el capítulo seis se presenta algunas consideraciones teóricas de la fabricación de películas delgadas piezoeléctricas y su correspondiente desarrollo experimental.

Capítulo I: Aspectos Generales de los interruptores RF MEMS

I.1 Breve historia de los conmutadores RF MEMS

El primer esfuerzo prolongado y serio de diseñar un interruptor RF MEMS comenzó a principios de la década de 1990 en Northeastern University y en Analog Devices [3] y [4]. Posteriormente, alrededor del año 2000 éste esfuerzo se transfirió a Radant MEMS para permitir el financiamiento de los programas de defensa de Estados Unidos. Específicamente Radant MEMS ha sido financiado consistentemente por la Administración de Proyectos de Investigación Avanzada de Defensa (DARPA) y otras agencias de defensa de EE. UU y actualmente tiene un producto en el mercado [5] y [6]. Empresas como Teledyne Scientific, HRL, Motorola e IBM también hicieron un extenso esfuerzo en diseñar un interruptor de contacto metal-metal a mediados de la década de 1990 y continuaron hasta el 2000, pero no lograron lanzar productos debido a que los interruptores no fueron empaquetados [7] y [8]. Más adelante la empresa TeraVista continuó invirtiendo en el diseño de interruptores RF MEMS, pero nuevamente no hubo productos [9]. En la década del 2000-2010, más de 25 laboratorios de investigación y empresas de todo el mundo intentaron construir conmutadores RF MEMS de contacto metal-metal, pero no tuvieron éxito. La única compañía exitosa fue Omron Corp. de Japón, que lanzó en 2009 un interruptor de un polo dos tiros (SPDT) [10] y [11] (Ver [Figura I. 1](#)). Varios clientes han probado exhaustivamente este conmutador y ha demostrado un rendimiento excepcional. En 2012, Advantest, otra empresa japonesa, lanzó su conmutador SPDT, el cual ya ha sido probado por los clientes. En Europa, Corea y otras partes del mundo aún no hay interruptores comerciales.

Durante este tiempo, se han publicado miles de artículos sobre conmutadores RF MEMS y muchos de ellos son de muy buen rendimiento. Sin embargo, aún no se fabrican suficientes interruptores RF MEMS comerciales. ¿Por qué es difícil construir un interruptor RF MEMS? ¿Por qué Omron tuvo tanto éxito? ¿Cuál es el futuro de esta tecnología? Este capítulo tratará de responder a estas preguntas de una manera mucho más concisa.

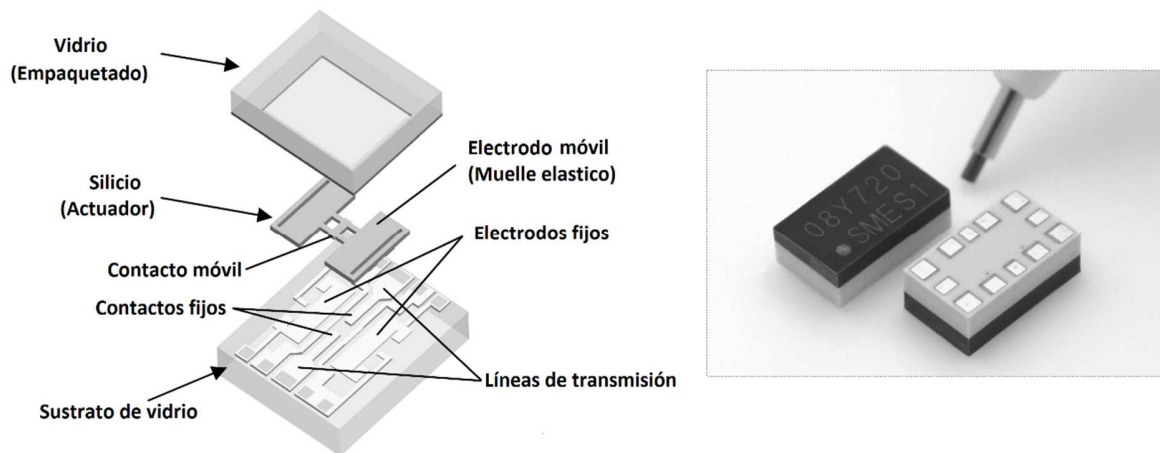


Figura I. 1 Interruptor RF MEMS estructurado SPDT (un polo, dos tiros). El tamaño del paquete es de $5.2 \times 3.0 \times 1.8 \text{ mm}^3$

I.2 Ventajas de los conmutadores RF MEMS

Los interruptores RF MEMS de contacto metal-metal tienen, potencialmente, claras ventajas sobre diferentes dispositivos de estado sólido tales como diodos p-i-n, transistores de efecto de campo (FET) de arseniuro de galio (GaAs), transistores fabricados en sustratos de silicio sobre aislante (SOI) o silicio sobre zafiro (SOS) [12]. Entre las ventajas que menciona [1] podemos citar las siguientes:

Muy alta figura de mérito (FoM):

La figura de mérito (*Figure of Merit FoM*) se define como $FoM = \frac{1}{2\pi R_{on} C_{off}}$, donde R_{on} es la resistencia de encendido del interruptor en estado cerrado, y C_{off} es la capacitancia de apagado cuando el interruptor se encuentra en estado abierto. Los interruptores RF MEMS tienen un FoM de alrededor de 10 a 20 THz, que se traduce en un $C_{off} \sim 10 \text{ fF}$ y un $R_{on} \sim 1\text{-}2 \text{ } \Omega$. El FoM equivalente para tecnologías de semiconductores es de 250-500 GHz, el cual es de 20 a 40 veces menor que el de los RF MEMS. Esto significa que los conmutadores RF MEMS pueden ofrecer un aislamiento mucho mayor, o menores pérdidas de inserción, o ambas en una banda de frecuencia mucho más amplia en comparación con las tecnologías de semiconductores.

Muy alta linealidad:

El contacto metal-metal es intrínsecamente un contacto muy lineal con una resistencia de contacto de 1-2 Ω . Los conmutadores RF MEMS típicos dan como resultado puntos de intercepción de orden 3 $IP3 > 75$ dBm y de orden 2 $IP2 > 120$ dBm, y están mayormente limitados por las configuraciones de medición. La distorsión del segundo y tercer armónico de los conmutadores RF MEMS también es muy baja con valores alrededor de -90 dBc con una potencia de entrada de 20 dBm.

Consumo de energía muy bajo:

Los interruptores con mecanismos electrostáticos y piezoeléctricos no consumen ninguna corriente, pero sí requieren un voltaje de 30-90 V (electrostático) y de 10-20 V (piezoeléctrico). Esto es adecuado para circuitos de estaciones base o equipos de prueba automatizados (ATE). Sin embargo, para aplicaciones comerciales de alto volumen como teléfonos celulares, se debe incluir el consumo de energía del convertidor ascendente o descendente de voltaje, que puede ser de 50 a 200 μ W dependiendo del voltaje requerido.

Integración en diferentes sustratos:

Los conmutadores RF MEMS se basan principalmente en técnicas de micromaquinado de superficie y volumen, o también se pueden utilizar membranas de silicio sobre aislante (SOI) que posteriormente se ensamblan al sustrato mediante la técnica flip-chip. Por lo tanto, pueden construirse prácticamente con cualquier sustrato incluyendo obleas de vidrio y cuarzo para diseños de capacitancia ultra baja, también obleas de silicio sobre aislante SOI para compatibilidad con convertidores ascendentes/descendentes de voltaje, o bien se pueden utilizar obleas de arseniuro de galio (GaAs) y nitruro de galio (GaN) para integración directa con transistores de los grupos III-V [13]. Esto permite una amplia gama de aplicaciones hasta frecuencias de ondas milimétricas.

I.3 Áreas de aplicación

En un principio los interruptores RF MEMS de contacto capacitivo y metal-metal fueron generosamente apoyados por la agencia de defensa de Los Estados Unidos, ya que se creía (correctamente en ese momento) que produciría menores costos y mayor rendimiento en los diseños de desplazadores de fase de línea conmutada que los diseños con interruptores de arseniuro de galio (GaAs) [14]. Estos desplazadores son esenciales para los arreglos de fase electrónicos, que son la piedra angular de todos los radares

modernos. La industria automotriz también apoyó el desarrollo de interruptores RF MEMS para sistemas de haces conmutados de ángulo amplio. Sin embargo, los avances en las tecnologías CMOS y SiGe han dado como resultado chips de arreglos de fase de alto rendimiento y muy densos [15], y prácticamente dejó fuera a los RF MEMS del campo de los arreglos de fase excepto para aplicaciones altamente especializadas.

También los interruptores RF MEMS fueron investigados por varias compañías para reemplazar a los diodos p-i-n y conmutadores FET de arseniuro de galio (GaAs) para usarlos en teléfonos celulares. En este caso, el obstáculo principal es el costo, ya que los interruptores de semiconductores tienen típicamente precios más bajos de \$ 0.12-0.16 US. Además, los grandes avances en los transistores SOI y SOS de silicio han dado como resultado interruptores SP4T de alto rendimiento e incluso SP12T y SP16T a un costo aún menor y con un consumo de energía de DC cercano a cero y por lo tanto los interruptores RF MEMS no podrían competir en este campo. Estos conmutadores semiconductores tienen una linealidad y un manejo de potencia tan elevados que ahora se utilizan en estaciones base de 0.7-2.8 GHz (celular, WLAN, etc.) y teléfonos celulares. Otro ejemplo: el analizador de espectros de 9 kHz a 6 GHz de Agilent y Anritsu tienen estrictos requisitos de linealidad y emplean conmutadores SOS de silicio en lugar de relés mecánicos. Está claro que SOI y SOS ganaron la batalla en frecuencias de hasta 3 GHz o incluso 6 GHz para la mayoría de las aplicaciones de bajo costo y alto volumen.

Aun así todavía hay una amplia gama de aplicaciones que son ideales para los RF MEMS y donde ni el silicio ni las tecnologías de arseniuro de galio pueden cumplir estos requisitos. Dichas áreas son lo suficientemente grandes para una industria de RF MEMS robusta y madura, que incluyen aplicaciones como:

Equipo de prueba automatizado (ATE): El ATE requiere transmisión de señales tanto de DC como de RF sin que sufran caídas de voltaje muy grandes, también se necesitan pérdidas de inserción muy bajas (para RF) y un aislamiento muy alto. Sus requisitos son tan específicos que solo se pueden usar relés mecánicos con una confiabilidad de 5 a 10 millones de ciclos. Los RF MEMS proporcionan un reemplazo ideal para los relés mecánicos de dc-6 GHz, dc-12 GHz e incluso dc-26 GHz con 100-1,000 millones de ciclos de confiabilidad.

Instrumentación de banda ancha: Los analizadores de espectro y los analizadores de señal de banda ancha usan atenuadores conmutados de alta linealidad para aumentar el intervalo dinámico, y los conmutadores de un solo polo y de N tiros (SPNT) para elegir entre diferentes bandas de frecuencia. Los analizadores de redes utilizan una gama de interruptores de alto aislamiento entre los diferentes puertos y funciones (mediciones de parámetros S, sistemas de figuras de ruido, etc.). Estos sistemas utilizan relés mecánicos o diodos p-i-n, y pueden reemplazarse por interruptores RF MEMS con unas pérdidas de inserción mucho menores y una mayor fiabilidad (que los relés). El intervalo de frecuencia es de 12 GHz, 26 GHz, 50 GHz e incluso 67 GHz.

Conmutación de matrices y atenuadores digitales: Existe una amplia gama de aplicaciones para matrices de conmutación, desde terminales de satélite de conmutación en estaciones base a tierra en el intervalo de 8-30 GHz, hasta bancos de pruebas generales $N \times M$ de dc-40 GHz para sistemas comerciales y de defensa. Además, los atenuadores de baja pérdida y alta linealidad con una resolución de 0.25 dB a 20 dB son muy utilizados en sistemas de microondas de dc-50 GHz.

Redes de conmutación por satélite: La matriz de conmutación constituye una parte sustancial de la carga útil de un satélite, y puede beneficiarse enormemente de los conmutadores RF MEMS. Estos se utilizan para enrutamiento de señales, manipulaciones de haz e interruptores de redundancia para amplificadores y fuentes de respaldo. Las áreas de aplicación se encuentran principalmente en las porciones de circuito de recepción y baja potencia ya que las unidades de transmisión deben manejar de 50 a 250 W de potencia. Por lo tanto, los RF MEMS tiene el potencial de reducir la carga útil del satélite y dar como resultado satélites aún más complejos.

Sistemas de Defensa: Los receptores/transmisores de banda ancha de 0.1-6 GHz y 2-18 GHz también usan una amplia gama de interruptores SPNT para bancos de filtros conmutados y atenuadores, y pueden beneficiarse enormemente de los conmutadores RF MEMS. Además, los desplazadores de fase de retardo en tiempo real aún se realizan mejor utilizando líneas de transmisión conmutadas, y los RF MEMS proporcionan pérdidas de inserción mucho menores que los conmutadores de GaAs o diodos p-i-n de banda ancha tradicionales.

Antenas inteligentes de estación base: Los conmutadores RF MEMS, con su alta linealidad y bajas pérdidas de inserción, se pueden utilizar para una nueva generación de estaciones base inteligentes con capacidades de exploración de haz y nulidad de patrones para sistemas de alta interferencia. Estas arquitecturas de antena se están investigando actualmente para las nuevas estaciones base de alta velocidad de datos de hasta 3 GHz (y 6 GHz). Los requisitos de linealidad y generación armónica en estas aplicaciones son tan exigentes que solo se pueden usar conmutadores RF MEMS.

I.4 Aspectos a considerar para el diseño de conmutadores RF MEMS confiables

Un interruptor de contacto de metal-metal RF MEMS es quizás el dispositivo más fácil y simple de describir, pero muy difícil de construir. En su forma más simple, es una viga voladiza con un electrodo de actuación y un contacto metálico en su punta (ver [Figura I. 2](#)).

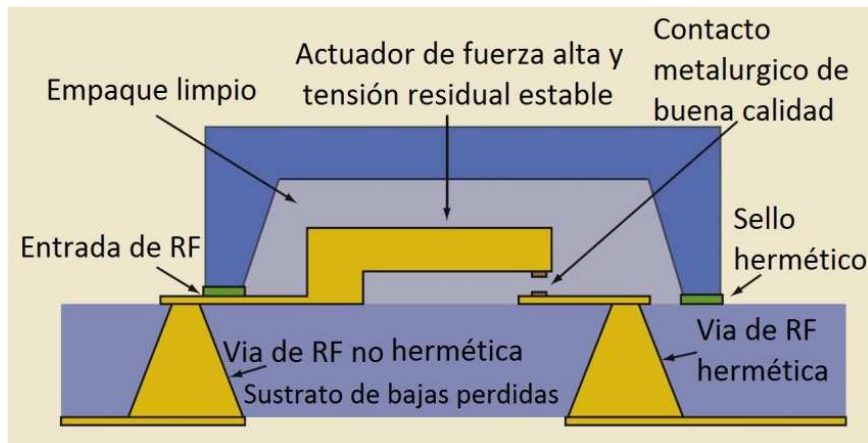


Figura I. 2 Estructura general de un interruptor RF MEMS

Construir un interruptor que pueda soportar las tensiones de procesamiento de los diferentes metales y capas dieléctricas, los efectos herméticos del empaquetamiento, y luego dar como resultado una baja resistencia R_{on} constante en millones e incluso miles de millones de ciclos de conmutación y en un amplio intervalo de temperaturas, no es una cuestión trivial. Esto se complica por el hecho de que los conmutadores RF MEMS típicamente operan bajo fuerzas de contacto y liberación bajas (50-1000 μN), y por lo tanto, el amplio conocimiento y experiencia de los relés estándar (que operan bajo fuerzas de contacto y liberación de 5-50 mN) no puede ser utilizado para el diseño de un buen contacto metal-metal de baja resistencia.

La falta de conmutadores RF MEMS confiables ha llevado a un activo programa de investigación en Estados Unidos y en Europa, tanto para financiación comercial como de defensa y tiene como objetivo comprender los fundamentos de los conmutadores RF MEMS y transferir este conocimiento a la industria. El esfuerzo de EE. UU. Se concentró en la Universidad de California de San Diego (UCSD) / Centro DARPA para RF MEMS y fundamentos de diseño. El esfuerzo europeo estuvo compuesto por varios grandes programas financiados por la Comisión Europea, pero también por agencias como la Agencia Espacial Europea. En los siguientes párrafos se exponen los aspectos más importantes a considerar para el diseño de un interruptor RF MEMS confiable.

Diseño del actuador: El actuador debe ser capaz de entregar una fuerza de contacto y liberación alta entre 100 y 1000 μN bajo todas las condiciones de tensión de proceso conocidas (tensión residual y gradientes de tensión) y bajo un amplio intervalo de temperatura. La mayor parte de los trabajos publicados sobre este aspecto se han concentrado en los actuadores electrostáticos [16], y en menor medida, se realizaron algunos esfuerzos en los diseños piezoeléctricos [17].

Empaquetado: Solo los empaquetados herméticos y limpios resultan en interruptores confiables. Por lo tanto, el empaquetado debe realizarse a temperaturas relativamente altas (280-500 ° C) y después enjuagar la cavidad del RF MEMS con Nitrógeno o Argón para su limpieza. Los envases de oblea a oblea, termocompresión y unión de fritada de vidrio son opciones de envasado aceptables [5]. El interruptor debe soportar el intervalo de temperatura del empaque sin deformación permanente o ablandamiento. Además, la transición dentro y fuera del paquete hermético debe proporcionar un bajo coeficiente de reflexión (acoplamiento de impedancias) hasta la frecuencia máxima de operación.

Contacto Metalúrgico: Se prefieren los contactos metal-metal con un factor de alta dureza (5-10 GPa), ya que estos no sufren grandes fuerzas de adhesión [18]. Sin embargo, los contactos metálicos duros requieren una fuerza de contacto relativamente grande ($> 400 \mu\text{N}$) para dar como resultado una resistencia R_{on} de 1-2 Ω . El rutenio y los compuestos de oro endurecido (AuNi, AuCo, etc.) se utilizan ahora ampliamente. El oro puro resulta en una resistencia de contacto muy baja a bajas fuerzas de contacto ($< 50 \mu\text{N}$), por lo cual no es una buena opción para contactos metal-metal debido a su suavidad, alto coeficiente de adherencia (transferencia de material) y baja temperatura de fusión (manejo de potencia). El diseño del actuador también debe hacerse para reducir la fuerza de impacto y el rebote de contacto y el procedimiento de fabricación y empaquetado debe dar como resultado un contacto limpio para un funcionamiento confiable.

Carga dieléctrica: El actuador debe diseñarse con un mínimo de regiones dieléctricas, y garantizar siempre un campo eléctrico bajo a través de las capas dieléctricas para reducir o incluso eliminar los efectos de carga dieléctrica. Esto es especialmente cierto en interruptores electrostáticos con voltajes de actuación de 30 a 90 V.

Fluencia (deformación irreversible): Los actuadores metálicos sufren efectos de fluencia debido a las tensiones inducidas en las vigas MEMS, y esto tiende a reducir la constante de resorte y el voltaje de actuación, esto puede provocar fallas a largo plazo cuando el interruptor se acciona durante días y meses. Por lo tanto, se debe realizar un diseño cuidadoso para garantizar bajas tensiones (30-40 MPa) en la viga actuada que tienden a reducir en gran medida los efectos de la fluencia [19].

Diseño de RF: El sustrato, el empaquetado, los orificios de paso, etc. deben diseñarse de modo que conduzcan a un entorno de RF de muy bajas pérdidas y alto aislamiento. Esto es especialmente importante para los conmutadores dc-26 GHz (o hasta 50 GHz) y las redes de conmutadores complejos, y requiere simulaciones electromagnéticas avanzadas.

Por lo tanto, el diseño de interruptores RF MEMS requieren la experiencia de cinco o seis áreas extremadamente especializadas: diseño del accionador o actuador (mecánica), fabricación y tensiones residuales (Deposito de películas delgadas y fotolitografía), carga dieléctrica (electrostática), envasado hermético (mecánica, ciencia de materiales),

metalurgia de contacto con metales y fluencia (ciencia de los materiales y fluencia), modelado de RF y diseño de circuitos de microondas (electromagnetismo, microondas) y un líder que coordine a todo el equipo de manera efectiva. Si el diseño falla en cualquiera de estas áreas, el interruptor no dará como resultado un producto confiable.

1.5 Parámetros representativos de los interruptores RF MEMS

Voltaje de actuación: El voltaje de actuación se refiere al voltaje necesario para llevar a cabo la conmutación del interruptor, es decir, un cambio de estado abierto a un estado cerrado. En el caso de un interruptor RF MEMS el voltaje de actuación controla el movimiento mecánico del dispositivo. Cuando aplicamos este voltaje, el dispositivo realiza un trabajo mecánico capaz de lograr un estado de corto circuito o de circuito abierto en una línea de transmisión [20].

Aislamiento: Este parámetro nos dice que tan bueno es nuestro interruptor para evitar el paso de una señal de RF. Este parámetro mide cuanta señal logra pasar a través del interruptor. Un buen aislamiento significa que no se transmite señal (se aísla) y la señal es reflejada totalmente. El aislamiento está definido por el parámetro S_{21} (Coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2) cuando el interruptor se encuentra en estado de no conducción de señal.

Pérdidas de inserción: Este parámetro nos dice que tan bueno es nuestro interruptor para transmitir una señal de RF. Con este parámetro medimos cuantas pérdidas sufre la señal de RF al pasar por el interruptor, un buen interruptor tiene pérdidas de inserción muy pequeñas, idealmente cero. Las pérdidas de inserción se obtienen mediante el parámetro S_{21} (Coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2) cuando el interruptor se encuentra en estado de conducción de señal.

Factor de calidad de conmutación: El factor de calidad de conmutación (K) es una figura de mérito que caracteriza a un dispositivo de conmutación en la banda de frecuencias de microondas. Está definido como la relación de las impedancias de entrada de un circuito recíproco, sin pérdidas de dos puertos, al cual se le conecta como carga el dispositivo de conmutación que se quiere analizar, cabe aclarar que para obtener K se divide el valor de impedancia de entrada en estado abierto entre el valor de impedancia de entrada en estado cerrado del dispositivo de conmutación. Este parámetro depende de la frecuencia y entre mayor sea su valor mejor será la calidad del dispositivo de conmutación [21].

Pérdidas de retorno: Las pérdidas de retorno son pérdidas de potencia que sufre una señal por reflexión, las cuales, son provocadas por una discontinuidad en la línea de transmisión, es decir, cambios de impedancia a lo largo de la línea de transmisión. En

este caso nuestro interruptor RF MEMS es una discontinuidad introducida en la línea de transmisión. Las pérdidas de retorno de un interruptor se calculan con el parámetro S_{11} cuando este se encuentra en estado de transmisión de señal.

Tiempo de conmutación: El tiempo de conmutación es el tiempo requerido por el interruptor para cambiar de un estado a otro, cuando el voltaje de actuación es suministrado y el interruptor pasa de estado abierto a estado cerrado se le denomina tiempo de conmutación de encendido. En el caso contrario cuando el voltaje deja de suministrarse y el interruptor pasa de estado cerrado a estado abierto se le denomina tiempo de conmutación de apagado.

I.6 Conclusiones

Los interruptores RF MEMS se han estado desarrollado desde la década de 1990 tanto en centros de investigación como en empresas privadas, sin embargo, hay pocos diseños comerciales en el mercado y la mayoría de ellos continúan bajo investigación. Entre las ventajas de estos dispositivos, podemos mencionar su alta linealidad, su bajo consumo de potencia y su buen desempeño en alta frecuencia. Entre las principales aplicaciones de estos dispositivos podemos mencionar: Equipos de prueba automatizados (ATE), instrumentación de banda ancha, conmutación de matrices y atenuadores digitales, redes de conmutación por satélite, sistemas de defensa y antenas inteligentes de estación base. Para el diseño óptimo de un interruptor RF MEMS tenemos que tomar en cuenta: El diseño del actuador, el contacto metalúrgico, la fluencia (deformación irreversible) y el diseño en RF. Los parámetros representativos para medir el desempeño de estos dispositivos son: Su voltaje de actuación, aislamiento, pérdidas de inserción, factor de calidad de conmutación, pérdidas de retorno y tiempo de conmutación. Actualmente, solo los mecanismos de actuación electrostático y piezoeléctrico tienen el potencial para desarrollar RF MEMS de excelente calidad.

El área de los RF MEMS es multidisciplinaria, y por lo tanto requiere de la experiencia de áreas extremadamente especializadas como: Diseño de actuadores (Mecánica, Eléctrica), fabricación y tensiones residuales (Microfabricación y procesamiento de películas delgadas), empaquetados herméticos (Mecánica, Ciencia de materiales), contacto metalúrgico y fluencia (Ciencia de materiales), modelado de RF y diseño de circuitos (electromagnetismo, microondas).

Capítulo II: Piezoelectricidad

II.1 El efecto piezoeléctrico

El efecto piezoeléctrico fue descubierto por Jacques y Pierre Curie en 1880. Encontraron que si ciertos cristales se sometían a esfuerzos mecánicos (fuerzas de compresión o de tensión), estos se polarizaban eléctricamente y el grado de polarización era proporcional a la tensión mecánica aplicada. Los Curie también descubrieron que estos mismos materiales se deformaban cuando estaban expuestos a un campo eléctrico. Esto se conoce como el efecto piezoeléctrico inverso.

El efecto piezoeléctrico es exhibido por una serie de cristales naturales, algunos ejemplos de ellos son: el cuarzo y la turmalina, este tipo de materiales han sido utilizados durante muchos años como transductores electromecánicos. Para que un cristal muestre efecto piezoeléctrico, su estructura cristalina no debe tener un centro de simetría. Si se aplica un esfuerzo (compresivo o de tensión) a tal cristal, se alterará la separación entre los sitios de carga positiva y negativa en cada celda elemental, lo que conduce a una polarización neta en la superficie del cristal. Este efecto es aproximadamente lineal, es decir, la polarización varía proporcionalmente con el esfuerzo aplicado, cabe aclarar que, los esfuerzos aplicados, ya sean de compresión o de tensión generarán campos eléctricos y la polaridad del campo generado dependerá de si el esfuerzo es de compresión o de tensión. El efecto piezoeléctrico es recíproco, de modo que si el cristal está expuesto a un campo eléctrico, experimentará una deformación elástica que hará que su tamaño aumente o disminuya de acuerdo con la polaridad del campo. En la [Figura II. 1](#) se muestra la deformación de un material piezoeléctrico al aplicarle un voltaje $V = 0$, $V < 0$ y $V > 0$.

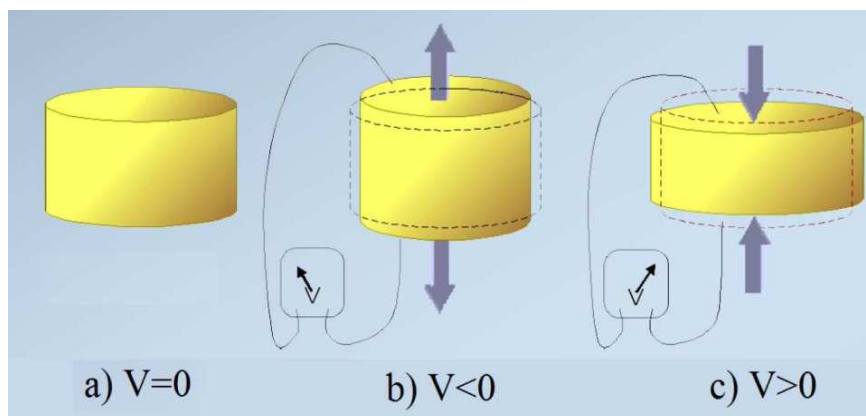


Figura II. 1 Deformación de un material piezoeléctrico aplicando diferentes voltajes

Cabe señalar que existen dos grupos importantes de materiales piezoeléctricos: los polímeros y las cerámicas piezoeléctricas, de las cuales el PZT (Titanato zinconato de plomo) es uno de los ejemplos más populares de estos materiales. Las cerámicas piezoeléctricas son materiales ferroeléctricos policristalinos de estructura perovskita, la cual es una estructura tetragonal/romboédrica muy próxima a la cúbica. Tienen la fórmula general $A^{2+} + B^{4+} + O^{2-}_3$, en la que A representa un ion de metal divalente (por ejemplo bario o plomo), y B representa un ion de metal tetravalente (titanio, zirconio etc.).

Los materiales como el PZT se pueden considerar como una masa de cristales diminutos. Sí estos materiales se encuentran por encima de una temperatura conocida como punto de Curie, estos pequeños cristales muestran una simetría cúbica simple, cuya celda primaria se muestra en [Figura II. 2 \(a\)](#). Esta estructura es centro-simétrica con zonas de carga positiva y negativa que coinciden, por lo que no hay dipolos presentes en el material (se dice que muestra un comportamiento paraeléctrico).

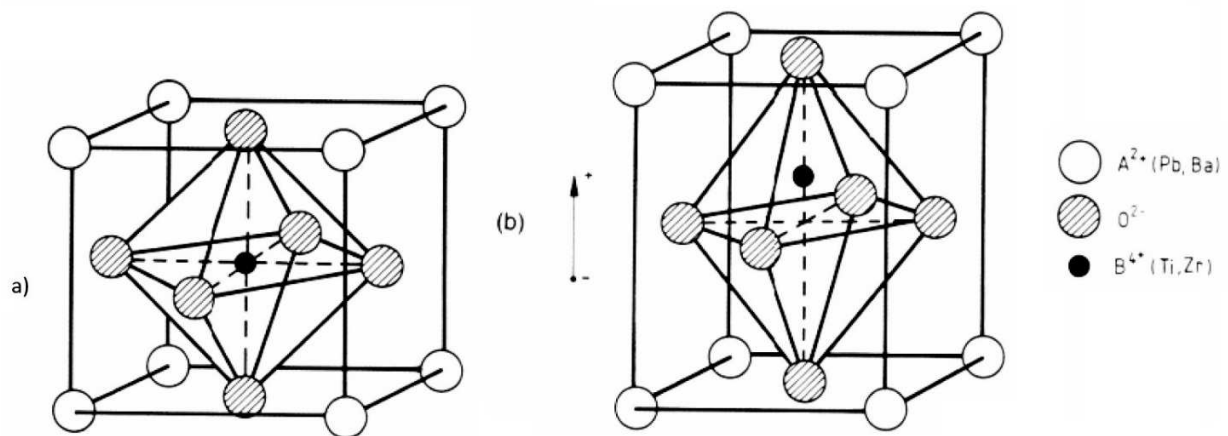


Figura II. 2 Celda elemental del PZT. (a) Red cúbica (por encima de la temperatura de Curie); (b) red tetragonal (por debajo de la temperatura de Curie)

Debajo del punto de Curie, sin embargo, los cristales adoptan una simetría tetragonal en la que las zonas de carga positiva y negativa ya no coinciden ([Figura II. 2 \(b\)](#)), por lo que cada celda elemental tiene un dipolo eléctrico incorporado que puede invertirse y cambiarse a ciertas direcciones permitidas mediante la aplicación de un campo eléctrico. Dichos materiales se denominan ferroeléctricos porque su comportamiento eléctrico presenta una analogía física con el comportamiento magnético de los materiales ferromagnéticos. La polarización de los materiales ferroeléctricos exhibe histéresis, y sus constantes dieléctricas son muy altas y dependientes de la temperatura (como lo son las permeabilidades de los materiales ferromagnéticos).

Los dipolos no están orientados al azar en todo el material. Los dipolos vecinos se alinean entre sí para formar regiones de alineación local conocidas como dominios de Weiss. Dentro de un dominio Weiss, por lo tanto, todos los dipolos están alineados, dando un momento dipolar neto al dominio, y por lo tanto una polarización neta (momento dipolar por unidad de volumen). La dirección de polarización entre los dominios Weiss vecinos dentro de un cristal puede diferir entre 90° o 180° , y debido a la distribución aleatoria de los dominios Weiss en todo el material (Figura II. 3 (a)), no se exhibe ninguna polarización global o efecto piezoeléctrico.

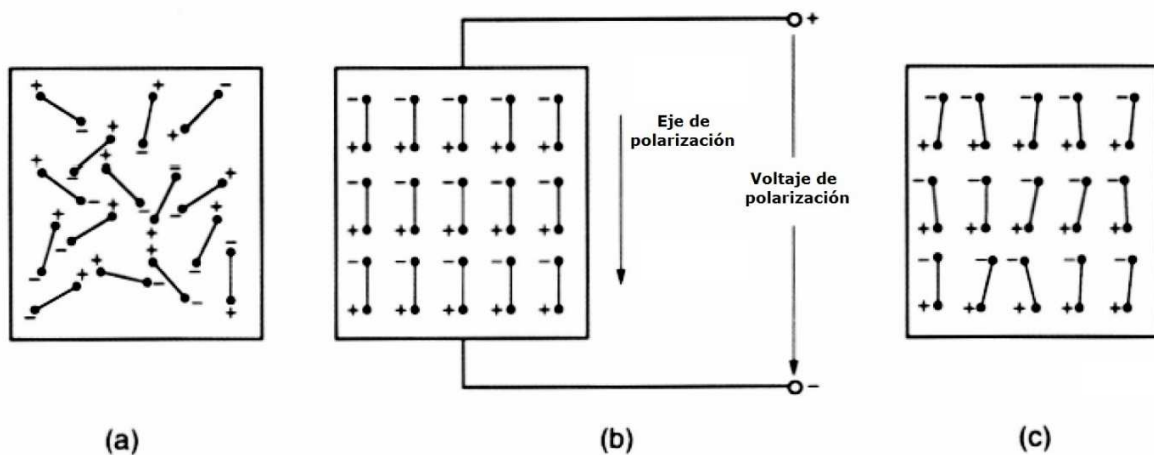


Figura II. 3 Momentos dipolares eléctricos en los dominios de Weiss. (a) Antes de polarizar (b) Durante la polarización (c) Después de la polarización

El material cerámico puede volverse piezoeléctrico en cualquier dirección elegida mediante un tratamiento de polarización que implica exponerlo a un campo eléctrico fuerte y a una temperatura ligeramente inferior al punto de Curie (Figura II. 3 (b)). Bajo la acción de este campo, los dominios más cercanos al campo crecerán a costa de los otros dominios, y además el material también se alargará en la dirección del campo. Cuando se elimina el campo (Figura II. 3 (c)), los dipolos permanecen fijos pero no totalmente alineados, dando al material cerámico una polarización remanente y una deformación permanente (es decir, haciéndolo anisotrópico). El tratamiento de polarización suele ser el tratamiento final de la fabricación del componente PZT [22].

II.2 Histéresis dieléctrica

El campo eléctrico E y la polarización P están relacionados en un medio dieléctrico por la relación:

$$D = \epsilon_0 E + P \tag{II.1}$$

En donde ϵ_0 es la permitividad del espacio libre y D es el desplazamiento eléctrico en un material ferroeléctrico como el PZT, cabe aclarar que P es en sí mismo una función de E como se muestra en la [Figura II. 4](#). En esta gráfica, el efecto de histéresis evidentemente es muy parecido al comportamiento de los materiales ferromagnéticos.

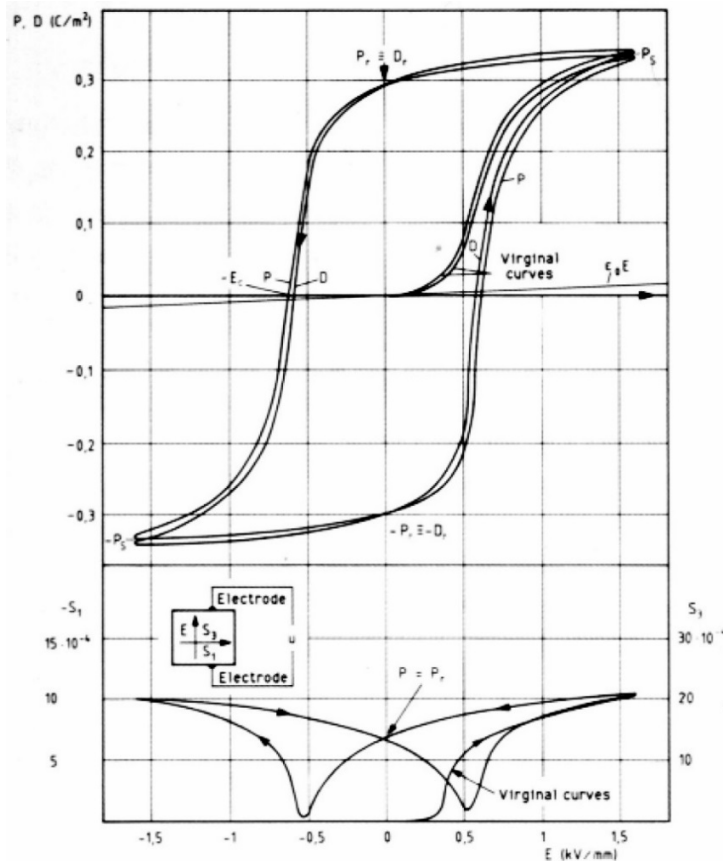


Figura II. 4 Parte superior de la figura: Histéresis dieléctrica de un PZT "suave".

El desplazamiento eléctrico $D(E)$ se obtiene mediante la adición de $\epsilon_0 E$ a la polarización $P(E)$ de acuerdo con la ecuación II.1. Parte inferior de la figura: Deformación mecánica S_3 en la dirección de polarización y campo, así como S_1 y S_2 normales en esta dirección en función de la intensidad de campo para un PZT "suave"

Si una muestra de PZT (inicialmente no polarizada) se ve sometida a un campo eléctrico en aumento a una temperatura ligeramente inferior a su punto de Curie, los dipolos se alinean cada vez con el campo y la polarización seguirá la 'curva inicial' que se muestra en la [Figura II. 4](#). Cuando el campo ha aumentado más allá de cierto valor, no se observará un aumento adicional en la polarización debido a que los dipolos están todos alineados con el campo. Luego, se dice que el material alcanzó su polarización de saturación P_S^* .

Si el campo ahora se reduce a cero, los dipolos se alinean menos fuertemente, ya que en ausencia de un campo externo se unen a ciertas direcciones preferenciales dentro de los cristales individuales. Sin embargo, no vuelven a su alineación original (es decir, la alineación antes de aplicar el campo), ya que hay varias direcciones preferenciales dentro de los cristales y los dipolos permanecen en posiciones lo más cercanas al campo original. Por lo tanto, como todavía hay un grado muy alto de alineación (como se puede ver en la [Figura II. 3 \(c\)](#)), la polarización no vuelve a cero sino a un valor algo inferior a la polarización de saturación conocida como polarización remanente P_r .

Si el campo ahora se incrementa en la dirección opuesta, la polarización de la muestra cae inicialmente a cero y luego aumenta en la dirección negativa hasta que alcanza una polarización de saturación $-P_S^*$. Si el campo vuelve a reducirse a cero, la polarización cae a la polarización remanente $-P_r$ y finalmente, si el campo aumenta en la dirección positiva nuevamente, la polarización caerá a cero y luego regresará a P_S^* .

La curva así trazada se conoce como curva de histéresis. Su forma varía para los diferentes materiales ferroeléctricos (la [Figura II. 4](#) es la curva de histéresis para un PZT "suave"), la polarización remanente es generalmente de alrededor de $0.3 \left[\frac{C}{m^2} \right]$ para la mayoría de los materiales PZT. La variación del desplazamiento eléctrico D en función de la intensidad del campo eléctrico sigue muy de cerca la curva de polarización. Por ejemplo, en el pico de la curva de histéresis ($E = 1.6 \left[\frac{kV}{mm} \right]$), D está solo alrededor de $0.014 \left[\frac{C}{m^2} \right]$ más alto que P . En $E = 0$, D y P son iguales, es decir, D es igual a la polarización remanente P_r .

La parte inferior de la [Figura II. 4](#) podemos ver la variación relativa del tamaño la muestra S_3 en la dirección de polarización del campo eléctrico, y se puede ver que esto también muestra un efecto de histéresis que corresponde precisamente con el efecto observado para la polarización.

Ya que el volumen de la muestra permanece aproximadamente constante, un aumento relativo (o disminución) en la deformación en la dirección 3, S_3 , irá acompañado de una disminución relativa (o aumento) en las deformaciones S_1 y S_2 , las cuales son deformaciones con direcciones perpendiculares al campo aplicado en la dirección 3. La

magnitud de las deformaciones S_1 y S_2 será aproximadamente igual a la mitad del cambio en S_3 . Esta relación también se cumple para las fuerzas de compresión y tensión ejercidas por la muestra.

Finalmente, la [Figura II. 5](#) muestra cómo S_1 varía con el desplazamiento eléctrico, y nuevamente se observa un efecto de histéresis.

En la [Figura II. 6](#) se ilustra el comportamiento de un cilindro de PZT polarizado a lo largo de su eje de polarización. Para una mayor claridad, la magnitud del efecto ha sido exagerada. En la [Figura II. 6 \(a\)](#) se muestra el cilindro en condiciones sin carga. Si una fuerza externa produce un esfuerzo de compresión o de tensión en el material, el cambio resultante en el momento de los dipolos hace que aparezca un voltaje entre los electrodos.

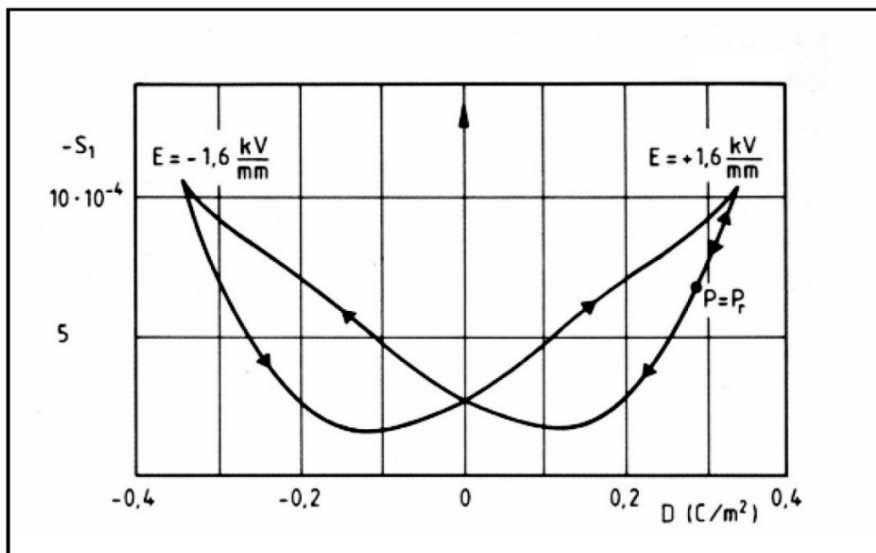


Figura II. 5 Deformación mecánica S_1 y S_2 normal a la dirección de polarización en función del desplazamiento eléctrico para un PZT "suave"

Si el cilindro se comprime producirá carga eléctrica en la superficie del material, es decir, se polarizará y habrá un voltaje entre los electrodos con la misma polaridad que la polarización de los dipolos del material (ver [Figura II. 6 \(b\)](#)). Pero si en lugar de comprimir estiramos el cilindro, el voltaje en los electrodos tendrá una polaridad opuesta a la polarización de los dipolos del material (ver [Figura II. 6 \(c\)](#)). Desde el punto de vista de ingeniería, este fenómeno es útil como generador, es decir, conversión de energía mecánica en energía eléctrica.

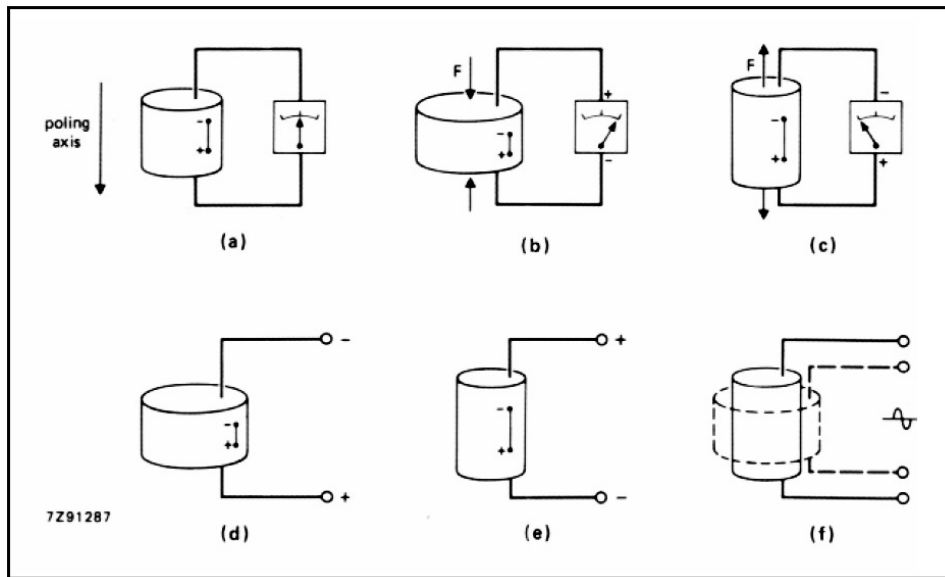


Figura II. 6 El efecto piezoeléctrico en un cuerpo cilíndrico de cerámica piezoeléctrica. Para una mayor claridad, solo se ha dibujado un dipolo en cada caso.

Se pueden encontrar ejemplos de generadores piezoeléctricos en encendedores de cigarrillos y gas, pastillas de gramófono, acelerómetros y micrófonos.

De modo similar, si se aplica un voltaje entre los electrodos y de la misma polaridad a la dirección de polarización de los dipolos del material, el cilindro se encogerá (ver [Figura II. 6 \(d\)](#)). Si el voltaje aplicado tiene una polaridad opuesta a la polarización de los dipolos del material, el cilindro se alargará ([Figura II. 6 \(e\)](#)). Finalmente, si se aplica un voltaje alterno a los electrodos, el cilindro se expandirá y se contraerá a la misma frecuencia del voltaje aplicado ([Figura II. 6 \(f\)](#)). Estos son ejemplos de actuadores: conversión de energía eléctrica a energía mecánica.

II.3 Ecuaciones constitutivas de los materiales piezoeléctricos

Como a los materiales piezoeléctricos se les pueden estimular ya sea aplicando una carga mecánica o aplicando un campo eléctrico en una cierta dirección y como además las cerámicas piezoeléctricas como el PZT son materiales anisotrópicos, las propiedades de elasticidad, acoplamiento, permitividad, etc. son tensores de segundo orden, estas cantidades tensoriales se relacionan tanto con la dirección de la carga mecánica o campo eléctrico aplicado y también con las direcciones perpendiculares a éstas. Por este motivo,

a estas cantidades generalmente se les asignan dos subíndices, uno relacionado con el estímulo aplicado al material y otro relacionado con el cambio producido en el material debido a ese estímulo. Por ejemplo, para la elasticidad de un material aplicamos como estímulo un esfuerzo (primer subíndice del tensor) y obtenemos una deformación (segundo subíndice del tensor). Otro ejemplo es la permitividad de los materiales dieléctricos, aplicamos un campo eléctrico (primer subíndice del tensor) como estímulo y se obtiene un flujo eléctrico (segundo subíndice del tensor). Un superíndice se utiliza para indicar una cantidad que se mantiene constante [23].

Para facilitar la descripción matemática se utiliza un sistema de coordenadas específico para indicar las direcciones de esfuerzo, deformación, flujo y campo eléctrico [24]. En la Figura II. 7 se muestra el sistema coordenado convencional. Habitualmente, la dirección de polarización es el eje z (o 3).

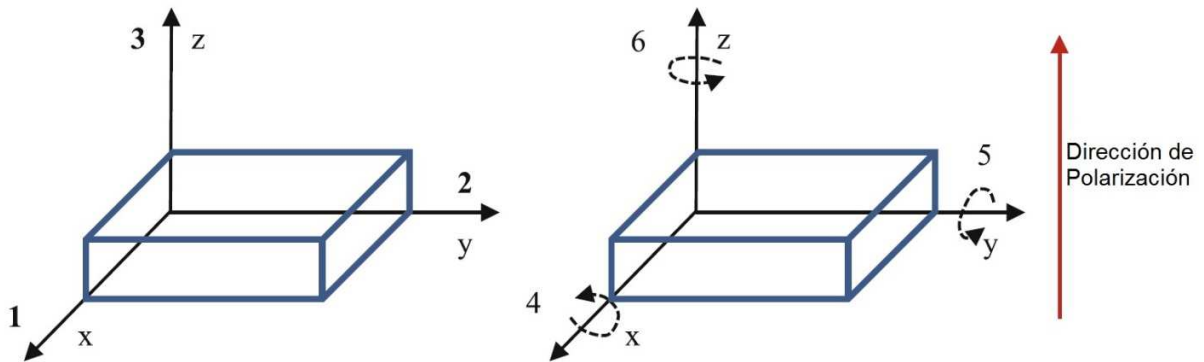


Figura II. 7 Notación específica para coordenadas utilizadas en constantes y cantidades piezoeléctricas. El eje z coincide con la dirección de polarización. Los números 1, 2 y 3 representan las coordenadas cartesianas (lado izquierdo) y los números 4, 5 y 6 representan el corte sobre las coordenadas cartesianas (lado derecho) [24].

El efecto piezoeléctrico puede ser expresado en términos de relaciones constitutivas. Las relaciones constitutivas básicas de estos materiales son lineales. La forma general de escribir estas relaciones es:

$$S_{ij} = s_{ijkl}^E T_{kl} + d_{kij} E_k \tag{II.2}$$

$$D_i = d_{ikl} T_{kl} + \epsilon_{ik}^T E_k \tag{II.3}$$

Donde:

S_{ij} : Tensor de deformación mecánica

s_{ijkl}^E : Tensor de flexibilidad a campo eléctrico constante

T_{kl} : Tensor de tensión mecánica

d_{kij} : Tensor de coeficientes piezoeléctricos

D_i : Vector de desplazamiento eléctrico

ε_{ik}^T : Tensor de permitividad a tensión mecánica constante

E_k : Vector de campo eléctrico

La expresión (II.2) representa la ecuación de un actuador piezoeléctrico, y la ecuación (II.3) la de un sensor piezoeléctrico. Los actuadores están asociados al efecto piezoeléctrico inverso, mientras que los sensores al efecto piezoeléctrico directo [25]. Para un caso general y considerando el sistema de referencia de la [Figura II. 7](#), la ecuación II.2 se escribe de forma tensorial matricial como:

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & s_{14}^E & s_{15}^E & s_{16}^E \\ s_{21}^E & s_{22}^E & s_{23}^E & s_{24}^E & s_{25}^E & s_{26}^E \\ s_{31}^E & s_{32}^E & s_{33}^E & s_{34}^E & s_{35}^E & s_{36}^E \\ s_{41}^E & s_{42}^E & s_{43}^E & s_{44}^E & s_{45}^E & s_{46}^E \\ s_{51}^E & s_{52}^E & s_{53}^E & s_{54}^E & s_{55}^E & s_{56}^E \\ s_{61}^E & s_{62}^E & s_{63}^E & s_{64}^E & s_{65}^E & s_{66}^E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \\ d_{41} & d_{42} & d_{43} \\ d_{51} & d_{52} & d_{53} \\ d_{61} & d_{62} & d_{63} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

Donde S_1 , S_2 , y S_3 son las deformaciones axiales asociadas a las direcciones ortogonales 1, 2 y 3 respectivamente, y S_4 , S_5 y S_6 son las deformaciones transversales o de corte en 4, 5 y 6 respectivamente. T_1 , T_2 y T_3 son esfuerzos normales, y T_4 , T_5 y T_6 son esfuerzos transversales o de corte. Debido a que $s_{ij} = s_{ji}$, las 36 constantes de la matriz s se reducen a 21. De manera similar podemos reescribir la ecuación (II.3) en su forma tensorial matricial.

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{11}^T & \varepsilon_{12}^T & \varepsilon_{13}^T \\ \varepsilon_{21}^T & \varepsilon_{22}^T & \varepsilon_{23}^T \\ \varepsilon_{31}^T & \varepsilon_{32}^T & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

Donde D_1 , D_2 y D_3 son el flujo eléctrico en las direcciones 1, 2 y 3 respectivamente. E_1 , E_2 y E_3 son el campo eléctrico en las direcciones 1, 2 y 3. Los elementos ε_{ij}^T son elementos tensoriales de la matriz de permitividad dieléctrica a esfuerzo mecánico constante y los elementos d_{ij} pertenecen a la matriz de coeficientes piezoeléctricos.

II.4 Constantes piezoeléctricas

Permitividad ϵ

La permitividad de un material se define como el desplazamiento eléctrico D (flujo) por unidad de campo eléctrico E . La permitividad expresa la oposición de un material para polarizarse en respuesta a un campo aplicado. Físicamente significa que cuanto mayor sea la polarización desarrollada por un material en un campo eléctrico aplicado de intensidad dada, mayor será la constante dieléctrica. El primer subíndice indica la dirección del desplazamiento dieléctrico D , el segundo da la dirección del campo eléctrico E . Por ejemplo:

- ϵ_{11}^T Es la permitividad para el desplazamiento dieléctrico y el campo eléctrico en la dirección 1 bajo condiciones de tensión mecánica constante, y
- ϵ_{33}^S Es la permitividad para el desplazamiento dieléctrico y el campo eléctrico en la dirección 3 en condiciones de deformación constante.

Generalmente los valores de permitividad se expresan en permitividad relativa, la cual, es la relación de la permitividad absoluta entre la permitividad del espacio libre ($8,85 \times 10^{-12}$ F / m).

Flexibilidad s

La flexibilidad s de un material se define como el cambio de forma o deformación (expansión, compresión, torsión, corte o doblamiento de un material, sin cambio de volumen) por unidad de esfuerzo (carga mecánica aplicada). Esta propiedad es el recíproco del módulo de Young y representa con qué facilidad se deforma un material debido a cargas mecánicas. El primer subíndice se refiere a la dirección de la deformación, el segundo subíndice se refiere a la dirección de los esfuerzos. Por ejemplo:

- s_{11}^E Es la flexibilidad para deformación y esfuerzo en la dirección 1 bajo condiciones de campo eléctrico constante.
- s_{36}^D Es la flexibilidad para una deformación en la dirección 3 y un esfuerzo sobre la dirección 6 bajo condiciones de desplazamiento eléctrico constante.

Constantes de carga piezoeléctrica d

Las constantes piezoeléctricas d establecen una relación entre la generación de cargas eléctricas y las cargas mecánicas aplicadas (efecto piezoeléctrico directo) y entre la deformación y el campo eléctrico aplicado (efecto piezoeléctrico inverso). Se define como la polarización eléctrica generada en un material por unidad de esfuerzo mecánico que

se le aplica. Alternativamente, es la deformación mecánica experimentada por el material por unidad de campo eléctrico que se le aplica. El primer subíndice se refiere a la dirección de polarización generada en el material (efecto piezoelectrico directo) o a la intensidad del campo aplicado (efecto piezoelectrico inverso). El segundo subíndice se refiere a la dirección de esfuerzo mecánico aplicado (efecto piezoelectrico directo) o a la dirección de la deformación inducida (efecto piezoelectrico inverso).

d_{33} Es la polarización inducida por unidad de esfuerzo aplicado en la dirección 3. Alternativamente, es la deformación inducida por unidad de campo eléctrico en la dirección 3.

d_{31} Es la polarización inducida en la dirección 3 por unidad de esfuerzo aplicado en la dirección 1. Alternativamente, es la deformación mecánica inducida en el material en la dirección 1 por unidad de campo eléctrico aplicado en la dirección 3.

Factor de acoplamiento electromecánico k

Otra constante importante para los materiales piezoelectricos es el factor de acoplamiento electromecánico k , que es una medida de la eficiencia con la que la energía eléctrica se convierte en energía mecánica. A frecuencias muy por debajo de la frecuencia de resonancia del cuerpo del material piezoelectrico, k se define como:

$$k^2 = \frac{\text{Energía mecánica convertida}}{\text{Energía eléctrica suministrada}} \quad (\text{II.4})$$

De la misma forma que con otras constantes piezoelectricas, el factor de acoplamiento es una cantidad tensorial y por lo tanto se utilizan subíndices para ubicarlas e interpretarlas. Por ejemplo, k_{33} es el factor de acoplamiento para las vibraciones longitudinales de una varilla muy larga y muy delgada (en teoría infinitamente larga, en la práctica con una relación $\frac{\text{longitud}}{\text{diámetro}} > 10$) bajo la influencia de un campo eléctrico longitudinal. k_{31} es el factor de acoplamiento para vibraciones longitudinales de varillas largas bajo la influencia de un campo eléctrico transversal, y k_{15} describe las vibraciones del modo de corte de un cuerpo piezoelectrico. La expresión para el factor de acoplamiento electromecánico longitudinal k_{33} de acuerdo a [26] es:

$$k_{33}^2 = \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}^T s_{33}^E} \quad (\text{II.5})$$

II.5 Conclusiones

La piezoelectricidad ocurre cuando aplicamos una fuerza de compresión o de tensión a un material piezoeléctrico y como consecuencia se producen cargas eléctricas en la superficie del material, las cuales generan un campo eléctrico, a este efecto se le conoce como efecto piezoeléctrico directo. Por otro lado, el efecto piezoeléctrico inverso consiste en aplicar un campo eléctrico al material piezoeléctrico y como resultado, el material se expande o se comprime dependiendo de la polaridad del campo aplicado. Este fenómeno se presenta de manera natural en algunos materiales policristalinos como el cuarzo, o también pueden ser fabricados como en el caso de las cerámicas piezoeléctricas como el PZT y polímeros piezoeléctricos como el PVDF.

El efecto piezoeléctrico directo convierte energía mecánica en energía eléctrica mientras que el efecto piezoeléctrico inverso convierte energía eléctrica en energía mecánica. El efecto piezoeléctrico directo se utiliza comúnmente para el diseño de sensores mientras que el efecto piezoeléctrico inverso se utiliza para el diseño de actuadores.

Los materiales piezoeléctricos son materiales anisotrópicos, esto significa que sus propiedades físicas no son uniformes y por lo tanto dependen de la dirección espacial que se considere, como consecuencia sus propiedades de elasticidad, permitividad y piezoelectricidad son representadas como magnitudes tensoriales. El comportamiento de estos materiales se describe mediante sus ecuaciones constitutivas tensoriales y para estimularlos se suministran campos eléctricos y esfuerzos mecánicos.

Capítulo III: Interruptores RF MEMS piezoeléctricos

III.1 Dispositivos piezoeléctricos MEMS

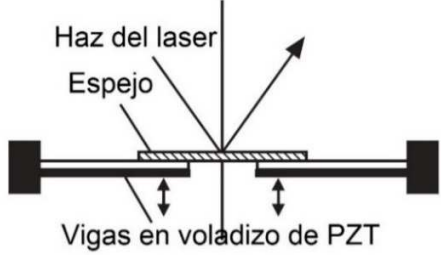

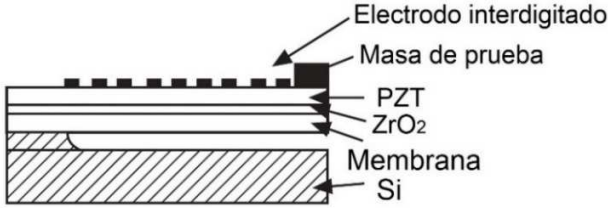
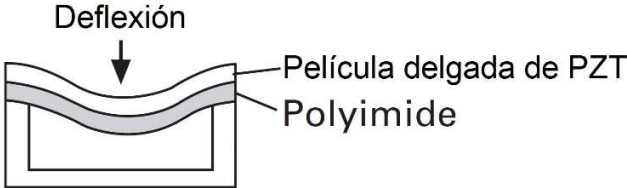
MEMS (*Micro Electromechanical Systems*) es un acrónimo para referirse a sistemas de dimensiones microscópicas, es decir, sistemas con longitudes del orden de micras (una milésima parte de un milímetro) que integran elementos electrónicos y mecánicos en un mismo sustrato. Los MEMS plantean todo un nuevo campo de investigación multidisciplinario en los que intervienen ramas de la física como la mecánica y la electrónica, además estos sistemas requieren para su fabricación materiales especiales y técnicas de microfabricación que emplean equipo de alta tecnología [21].

Actualmente se fabrican diferentes tipos de sensores y actuadores MEMS utilizando materiales piezoeléctricos en forma de película delgada (películas de espesores de 10 nanómetros hasta 20 micrómetros) [3]. Uno de los materiales más utilizados es el PZT (Titanato zirconato de plomo) el cual, tiene como fórmula química: $Pb[Zr_xTi_{1-x}]O_3$ donde ($0 \leq x \leq 1$). Principalmente se utilizan películas delgadas de PZT en estructuras de viga en voladiza y de diafragma para fabricar dispositivos MEMS como:

- Sensores MEMS
- RF MEMS
- MEMS de potencia
- Dispositivos de micro-fluidos
- MEMS ópticos

En la [Tabla III. 1](#) se muestra un resumen de los dispositivos y sensores MEMS piezoeléctricos de película delgada. Los dispositivos MEMS ópticos son útiles para la fabricación de interruptores ópticos, escáneres ópticos en una o dos dimensiones y en sistemas de visualización (*Displays*). Los dispositivos RF MEMS son útiles para sistemas de comunicación móviles debido a su bajo consumo de energía y pequeños voltajes de operación. También los resonadores piezoeléctricos de película delgada PZT como los FBAR (resonadores acústicos de película delgada) son dispositivos prometedores en el futuro próximo. Los MEMS de potencia incluyen celdas de micro-combustible y / o generadores de micro-potencia usando el efecto piezoeléctrico directo. En las celdas de microcombustible, se podrían utilizar micro bombas que usan películas delgadas de PZT.

Tabla III. 1 Dispositivos piezoeléctricos MEMS de película delgada

Tipo de dispositivo MEMS	Dispositivos típicos	Diagrama
MEMS ópticos	<p>Micro espejo Aplicaciones en:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Escáner • Sistema de visualización (Display) • Espejos deformables 	 <p>Haz del laser Espejo Vigas en voladizo de PZT Escáner micro-óptico</p>
RF MEMS	<p>Interruptores y varactores de microondas Aplicaciones en:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Antenas • Resonadores • Desplazadores de fase <p>Resonador de onda acústica de película delgada (FBAR) Aplicaciones en:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Sistemas de comunicaciones móviles 	 <p>Viga voladiza Contacto Línea de transmisión tipo microcinta</p>
MEMS de potencia	<p>Generadores piezoeléctricos Aplicaciones en:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Micro celdas de combustible • Turbinas de micro-gas 	 <p>Electrodo interdigitado Masa de prueba PZT ZrO₂ Membrana Si Micro generadores de potencia</p>
Dispositivos de micro-fluidos	<p>Bio-MEMS Aplicaciones en:</p> <ul style="list-style-type: none"> • μ-TAS (Microsistemas de análisis total) <p>Reactores micro químicos</p>	 <p>Deflexión Película delgada de PZT Polyimide Diafragma de PZT</p>
Sensores MEMS	<ul style="list-style-type: none"> • Sensores de Giro • Sensores de Fuerza • Sensores de presión • Sensores de infrarrojo • Detectores de gas 	

Los generadores piezoeléctricos de micro-energía han sido desarrollados para la recolección de energía proveniente del medio ambiente. Sobre todo, la vibración mecánica es una fuente de energía potencial para estos microgeneradores. La bomba en voladizo y también la de tipo diafragma se usa para la operación de dispositivos de micro-fluidos. Los dispositivos Bio-MEMS básicamente utilizan los mismos dispositivos de micro-fluidos. La bomba de película delgada de PZT es un dispositivo clave para la operación estable de dispositivos de micro-fluidos. En la práctica, se utilizan algunos dispositivos MEMS de película delgada como los sensores de giro en teléfonos celulares y cabezales para impresoras de inyección de tinta.

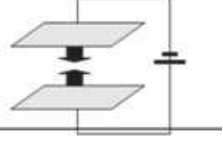
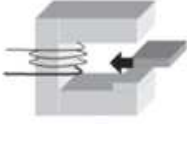
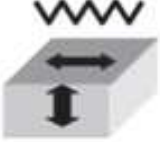
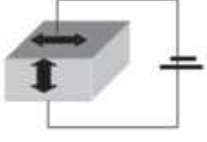
III.2 Actuadores piezoeléctricos

Durante los últimos veinticinco años, la tecnología MEMS ha propuesto diferentes tipos de mecanismos de actuación para la fabricación de interruptores RF MEMS. Actualmente, solo los mecanismos de actuación electrostáticos y piezoeléctricos tienen el potencial de lograr diseños de interruptores RF MEMS de muy buenas características [1]. Los actuadores piezoeléctricos convierten energía eléctrica en energía mecánica mediante el efecto piezoeléctrico inverso; es decir, el material piezoeléctrico es sometido a un campo eléctrico externo y genera una deformación mecánica. Debido a estas propiedades electromecánicas únicas, así como otras ventajas, tales como peso ligero, alto factor de acoplamiento, respuesta rápida y bajo consumo de energía; los actuadores cerámicos piezoeléctricos están recibiendo mucha atención para una gran variedad de aplicaciones [27].

En la [Tabla 2](#) se muestran los principales mecanismos de actuación que se han investigado para el diseño de los interruptores RF MEMS con sus ecuaciones fundamentales y sus principales ventajas y desventajas.

En la [Tabla 2](#) podemos observar las expresiones para calcular la fuerza generada por cada mecanismo de actuación, excepto para el mecanismo piezoeléctrico. En el mecanismo piezoeléctrico nosotros aplicamos un voltaje de actuación mediante un par electrodos como se ve en la [Figura III. 1](#). Este voltaje genera un campo eléctrico a través del material piezoeléctrico que polariza a los dipolos del material y como resultado el material se deforma. Se podría decir, que en el mecanismo piezoeléctrico no se produce una fuerza, pero si una deformación.

Tabla 2 Mecanismos de actuación para el diseño de interruptores RF MEMS

Electrostático	Magnetostático	Térmico	Piezoeléctrico
			
$F(x) = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{(d-x)^2} V^2$	$F = \frac{n^2 l^2}{2x_0} \frac{\mu_0 A}{g_\mu + \frac{\mu_0 L_m}{\mu}}$	$F = \alpha \cdot \Delta T \cdot E$	$T_3 = E \cdot d_{33} \cdot \frac{V}{t}$ $T_1 = E \cdot d_{31} \cdot \frac{V}{t} L$
Ventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Fácil fabricación • Respuesta rápida 	Ventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Actuador convencional • Operación sencilla 	Ventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Gran fuerza • Estructura simple 	Ventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Respuesta rápida • Bajo voltaje • Gran fuerza
Desventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Fuerza pequeña • (Alto voltaje de actuación) 	Desventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Difícil fabricación • Pérdidas altas 	Desventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Aislamiento bajo • Respuesta lenta 	Desventajas: <ul style="list-style-type: none"> • Dificultades para su fabricación

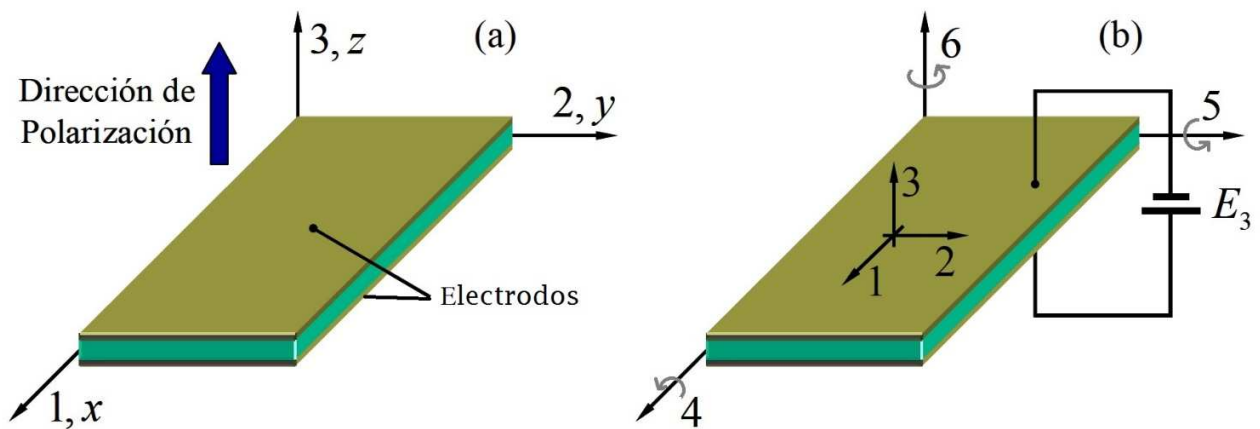


Figura III. 1 Estructura del mecanismo de actuación piezoeléctrico

En la [Figura III. 1](#) los electrodos están colocados en el plano 1 – 2 o xy , de forma que el campo eléctrico se aplica a través de la dirección 3, a través del espesor de la lámina. Cuando se utiliza un material piezoeléctrico como actuador, el campo eléctrico, E , es la variable de entrada y la deformación, S , es la salida [25]. Para que realmente el efecto piezoeléctrico se considere un mecanismo de actuación MEMS, los actuadores tienen que trabajar con señales eléctricas (Voltajes de DC o AC) como variables de entrada, y

como variables de salida desplazamientos o fuerzas. En cuanto al intervalo de operación de estos actuadores, en términos de frecuencia mecánica, van desde un equilibrio estático y pueden llegar a trabajar aproximadamente a la mitad de la frecuencia de resonancia del sistema [23].

Los actuadores piezoeléctricos se pueden clasificar en tres diferentes grupos

- Actuadores axiales (modo d_{33})
- Actuadores transversales (modo d_{31})
- Actuadores de flexión (modo d_{31})

Los actuadores axiales y transversales tienen una gran rigidez y están optimizados para pequeños movimientos y altas fuerzas. Los actuadores de flexión (bimorfos y unimorfos), por otro lado cubren las aplicaciones donde se requieren movimientos más grandes [27].

III.3 Actuadores de flexión (modo d_{31})

Los actuadores piezoeléctricos de flexión son los más utilizados en interruptores RF MEMS debido a que se buscan desplazamientos relativamente grandes, bajos voltajes de actuación y estructuras simples de fabricar como las famosas estructuras en viga voladiza. La única desventaja de estos actuadores es que aplican una menor fuerza, pero lo compensan con un mayor desplazamiento.

El principio de operación de los actuadores de flexión viene de la idea de unir dos placas piezoeléctricas con direcciones de polarización opuestas, las cuales, al polarizarse se obtiene un movimiento mecánico. Esta idea fue introducida por primera vez hace casi nueve décadas por C. B. Sawyer de los Brush Laboratories [28]. Al describir éste dispositivo, Sawyer lo comparó con el funcionamiento del termostato bimetalico, que ciertamente, es la analogía más conveniente para los actuadores de flexión piezoeléctricos.

El termostato bimetalico es un dispositivo muy utilizado para el control de temperatura, el cual, consiste en la unión de dos metales de diferente coeficiente de expansión térmica como se muestra en la [Figura III. 2](#). Al calentarse, uno de los metales tiende a expandirse más que el otro y provoca un arqueado de la barra hacia el metal con el menor coeficiente de dilatación. Este movimiento se aprovecha para abrir o cerrar un circuito eléctrico que enciende o apaga un sistema de calefacción.

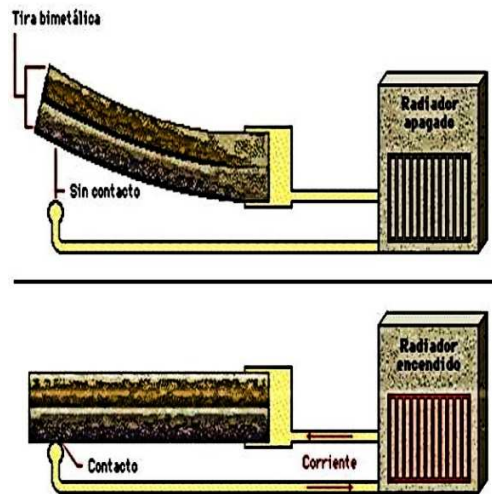


Figura III. 2 Termostato bimetalico

De manera análoga, se pueden construir actuadores uniendo dos materiales piezoeléctricos con diferentes direcciones de polarización, de modo que al aplicar un campo eléctrico, uno de ellos tiende a expandirse mientras que el otro se contrae, lo cual, producirá un movimiento de flexión.

Básicamente, existen tres tipos de actuadores de flexión (modo d_{31}):

- Bimorfo serie
- Bimorfo paralelo
- Unimorfo

Actuador Bimorfo serie

Como hemos mencionado anteriormente, este actuador consiste en la unión de dos materiales piezoeléctricos, los cuales, tienen direcciones de polarización opuesta. Para poder polarizarlos, cuentan con un electrodo superior y uno inferior colocados de manera similar a la de un sándwich. Típicamente, este tipo de actuadores se fabrican en una estructura en viga voladiza como la que se muestra en la Figura III. 3. El nombre de Bimorfo serie, se debe a que los elementos piezoeléctricos se ven en conexión en serie por la fuente de voltaje. En cuanto a su principio de operación, los actuadores bimorfos funcionan de manera análoga al termostato bimetalico. Al aplicar una diferencia de potencial entre los electrodos, estos generan un campo eléctrico igual al voltaje de la fuente V dividido entre la distancia total $2t$ entre los electrodos. Se considera que los dos materiales piezoeléctricos tienen el mismo espesor t y por lo tanto la distancia entre electrodos es $2t$. El campo eléctrico generado obliga a una capa piezoeléctrica a expandirse mientras que a la otra la obliga a contraerse.

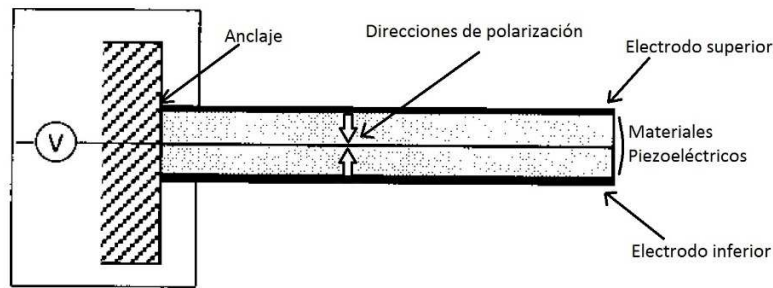


Figura III. 3 Actuador bimorfo serie de polarización piezoeléctrica opuesta

Como existe una restricción en la interfaz de las dos capas, la deformación por flexión ocurre en toda la estructura. Por restricción se entiende que las capas piezoeléctricas no se pueden deformar libremente en expansión y contracción debido a que están fuertemente unidas. Y como consecuencia se generan fuerzas de tracción y compresión como se indica en la Figura III. 4. Debido a estas fuerzas y de acuerdo a la teoría de flexión de vigas, se asumirá una distribución de deformación de Euler-Bernoulli linealmente variable en toda la estructura [29], incluyendo los electrodos, como se muestra en la Figura III. 4.

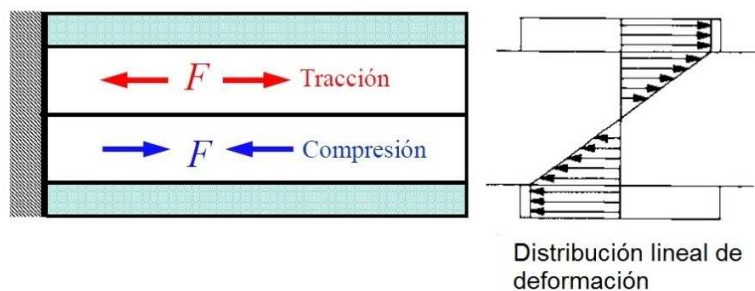


Figura III. 4 Fuerzas internas del actuador Bimorfo

En resumen, al aplicar voltaje a los electrodos se genera un campo eléctrico y la capa de material piezoeléctrico superior trata de expandirse mientras que la inferior trata de contraerse, lo que resulta en una flexión en dirección descendente. Como resultado de la flexión, en la punta del bimorfo hay una desviación máxima, como se muestra en la Figura III. 5. Además, el actuador bimorfo ha desplazado todo el volumen de la estructura y hay un momento y fuerza resultante [30].

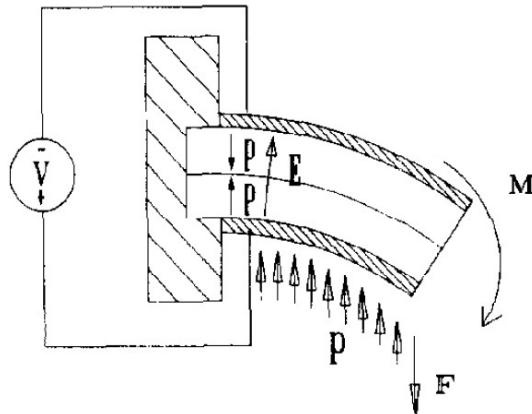


Figura III. 5 Flexión del actuador bimorfo

Actuador Bimorfo Paralelo

Una de las desventajas del actuador bimorfo serie, desde el punto de vista de su fabricación, es que fabricar y unir dos materiales piezoeléctricos con direcciones de polarización totalmente opuesta no es trivial. Si consideramos que obtener una dirección de polarización totalmente vertical implica alinear la totalidad de los cristales del material, lo cual supone ciertas dificultades, alinear dos capas de material supondrá el doble de dificultades. Entonces, para evitar estos problemas se pensó en un diseño que siguiera utilizando dos capas de material piezoeléctrico pero que solo usara una única dirección de polarización. Sin embargo, si se unen capas piezoeléctricas con la misma dirección de polarización, no habría manera de flexionar la viga y lo único que ocurriría es la expansión y contracción de la estructura. Como vimos en el caso del bimorfo serie, una condición para que se produzca la flexión es que una capa se expanda y la otra se contraiga. La forma en que se resolvió este problema fue introduciendo un tercer electrodo. En la Figura III. 6 se presenta la estructura típica de un actuador bimorfo paralelo, como podemos notar es muy semejante al bimorfo serie.

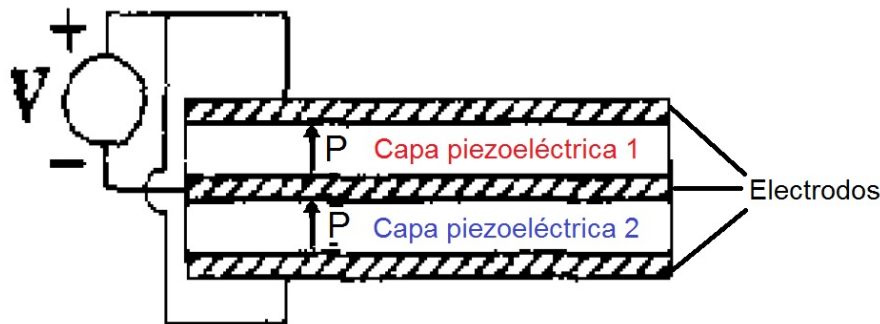


Figura III. 6 Actuador Bimorfo paralelo

Dado que las capas piezoeléctricas tienen la misma dirección de polarización, se aplicaron polaridades de campo eléctrico opuestas. Como se puede observar en la [Figura III. 6](#) el electrodo superior y el electrodo inferior están conectados a la terminal positiva de la fuente de voltaje mientras que la terminal negativa se conectó al electrodo intermedio. Debido a la conexión eléctrica a este actuador se le conoce como actuador bimorfo paralelo.

En cuanto al principio de operación mecánico, podemos decir que es prácticamente igual al del actuador bimorfo serie; una capa piezoeléctrica se expande mientras la otra se contrae, y entonces toda la estructura se flexiona. En cuanto a la parte eléctrica, el campo a través de los elementos piezoeléctricos ahora es igual al voltaje V dividido entre la distancia t , donde t es el espesor de una capa de material piezoeléctrico. Cabe señalar que el campo eléctrico es el doble que el de un bimorfo serie [30]. El voltaje para un actuador bimorfo paralelo se puede reducir a la mitad del valor de un bimorfo serie, siempre y cuando se mantenga la misma potencia eléctrica y la misma capacidad de actuación. Sin embargo, la capacitancia dieléctrica en el caso paralelo es cuatro veces mayor que la del caso en serie y con respecto al consumo de energía es el mismo en ambos casos [31].

Actuador Unimorfo

Como señalamos anteriormente, el actuador bimorfo paralelo tiene la ventaja de requerir capas piezoeléctricas de una sola dirección de polarización. Y además, el voltaje de actuación se puede reducir a la mitad, solo si se suministra la misma potencia que al bimorfo serie. Sin embargo, tener que agregar un tercer electrodo y dos capas piezoeléctricas sigue siendo algo incómodo de fabricar. Por consiguiente, se pensó en diseñar un actuador que utilizara solo una capa de material piezoeléctrico, evidentemente, con una sola dirección de polarización. No obstante, sabemos que para que ocurra una flexión se necesita que una capa se expanda mientras la otra se contrae.

Esta afirmación es parcialmente cierta, sin embargo una forma más correcta y precisa de decirlo sería: Para que ocurra una flexión se necesita que una capa genere un esfuerzo de tracción mientras que la otra genere un esfuerzo de compresión. Tomando en cuenta lo anterior, para el diseño del actuador unimorfo se prescindió del segundo piezoeléctrico y se sustituyó por una capa no piezoeléctrica. Ciertamente esta capa no puede expandirse ni contraerse, pero su principal función es generar un esfuerzo. Esto lo consigue al restringir e impedir la deformación del piezoeléctrico (recordemos que estas dos capas están fuertemente unidas). Al impedir la deformación del piezoeléctrico, esta capa genera una reacción contraria y de igual magnitud. Esta restricción hace que el piezoeléctrico genere un esfuerzo de tracción (en el caso de que el material trate de expandirse), mientras que la capa no piezoeléctrica genera un esfuerzo de compresión contrario al del piezoeléctrico, y como consecuencia toda la estructura se flexiona.

Entonces, fundamentalmente en un actuador unimorfo, una capa piezoeléctrica y una capa elástica están unidas. Cuando se aplica un campo eléctrico a la capa piezoeléctrica, esta se deforma para expandirse o contraerse, la capa no piezoeléctrica impide este cambio de forma, lo que conlleva a la deformación por flexión de toda la estructura. La estructura de los actuadores unimorfos es bastante simple. Como se muestra esquemáticamente en la [Figura III. 7](#). Además, a la capa no piezoeléctrica también se le conoce como capa elástica. El uso de esta capa puede aumentar en gran medida la fiabilidad mecánica del actuador, el cual es un problema importante en aplicaciones prácticas [32].

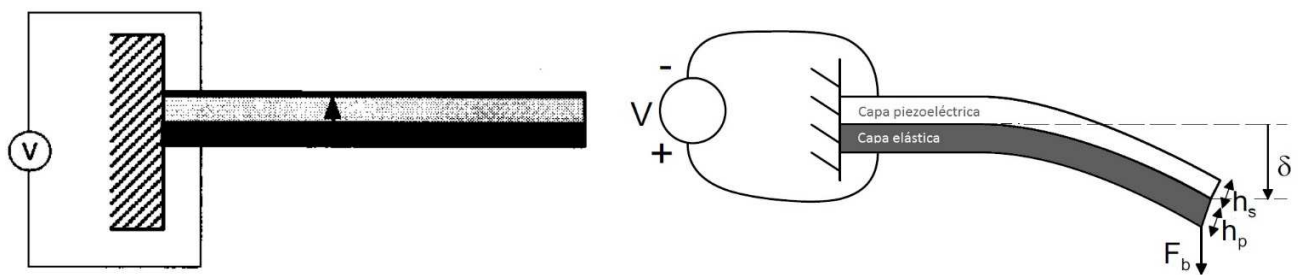


Figura III. 7 Actuador unimorfo

III.4 Estado del arte de los interruptores RF MEMS piezoeléctricos

En esta sección se presentan algunos de los diseños de interruptores RF MEMS piezoeléctricos más recientes. Se consideraron los diseños más completos, es decir, interruptores que contaran con análisis, diseño, simulación y fabricación. Pero además, se incluyeron algunos actuadores debido a que fueron pensados específicamente para futuras aplicaciones en dispositivos RF MEMS.

El tipo de actuador más utilizado en interruptores RF MEMS es el unimorfo modo d_{31} , debido principalmente a que su fabricación es mucho más sencilla. Los actuadores bimorfos son menos populares y solo se incluyeron un par de diseños. En cuanto a materiales piezoeléctricos, el más utilizado es el titanato zirconato de plomo, mejor conocido como PZT. Esto no sorprende en lo absoluto, puesto que este material cerámico cuenta con el coeficiente piezoeléctrico d_{31} más alto. Sin embargo, ha habido intentos con materiales como el nitruro de aluminio (AlN) y con polímeros como el polifluoruro de vinilideno (PVDF).

Una de las ventajas más importantes de utilizar el mecanismo piezoeléctrico es el bajo voltaje de actuación. Los diseños con el menor voltaje fueron aquellos que utilizaron PZT como material piezoeléctrico obteniendo voltajes de actuación menores a 10 [V]. Con nitruro de aluminio se obtienen voltajes de actuación menores a 20 [V]. Otro parámetro importante que podemos mencionar es la frecuencia de resonancia mecánica, la cual se reporta entre 1 [kHz] y 42 [kHz]. Los tiempos de conmutación se reportan menores a 3 [μ s]. Con respecto al desempeño electrodinámico, los mejores diseños logran un aislamiento de -30 [dB] a una frecuencia de 10 [GHz] y pérdidas de inserción de 0.4 [dB] a 10 [GHz]. Todas estas características son muy atractivas para obtener desplazadores de fase de bajas pérdidas, los cuales a su vez mejoran el desempeño de las antenas en arreglos de fase con el objetivo de mejorar los sistemas de comunicación y radar [18]. A continuación se muestran algunos desarrollos de actuadores e interruptores RF MEMS piezoeléctricos.

Cálculos teóricos y rendimiento de un actuador de película delgada de PZT [33]

Este trabajo fue desarrollado en Aachen, Alemania en los Laboratorios de Investigación de Materiales Electrocerámicos. En este artículo se presenta un actuador tipo unimorfo que utiliza PZT como material piezoeléctrico. Para la capa elástica del actuador, se utilizó polisilicio de bajo esfuerzo y altamente dopado con fósforo. Para los electrodos, se empleó platino como material conductor y está fabricado sobre un sustrato de silicio. En la figura [Figura III. 8](#) se muestra un esquema de éste actuador, los números que aparecen

en la imagen se refieren a todos los materiales utilizados en [33], anteriormente solo se mencionaron los materiales más importantes.

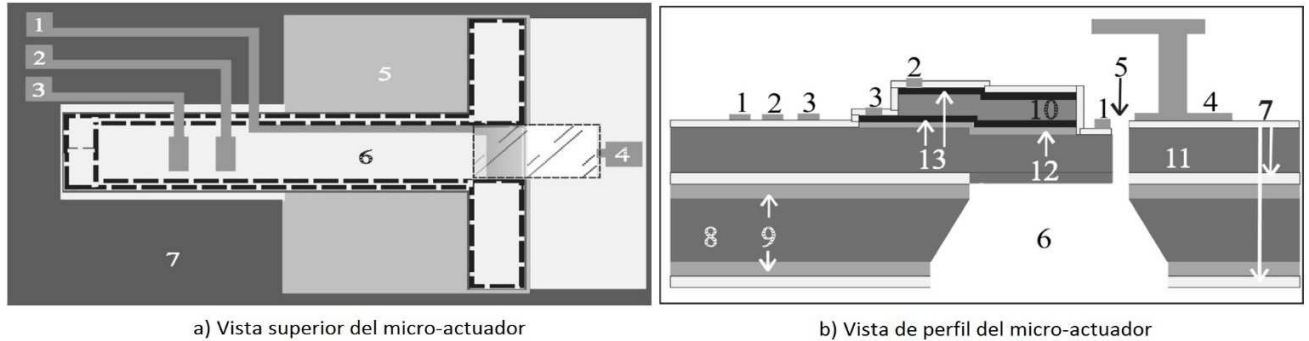


Figura III. 8 Micro-actuador tipo unimorfo con PZT

Para la fabricación de este dispositivo, se utilizó un proceso Sol-gel para la obtención de películas de PZT. Esta técnica consiste en un proceso de síntesis química del material por medio de una suspensión coloidal llamada sol, la cual después de un proceso de secado se convierte en un gel que puede ser depositado mediante la técnica de recubrimiento por centrifugación (Spin coating). Otros procesos utilizados para el depósito de materiales fueron: Pulverización catódica (Sputtering) para el depósito de materiales conductores, deposición química en fase vapor a baja presión para la capa no piezoeléctrica o elástica del unimorfo. El grabado de los materiales se realizó mediante ataques secos por el método de grabado reactivo de iones utilizando un ciclotrón de resonancia de electrones (*Reactive Ion Etching by Electron Cyclotron Resonance ECR-RIE*). Y además, para la cristalización del PZT y el platino se utilizó la técnica de recocido rápido térmico (Rapid Thermal Annealing RTA). Para la construcción de la viga voladiza se llevó a cabo un proceso de micromaquinado en volumen, el cual consiste en remover material del sustrato. En la Figura III. 9 se muestran algunas imágenes de los interruptores fabricados tomadas por la técnica de microscopia de escaneo electrónico (Scanning Electron Microscopy SEM).

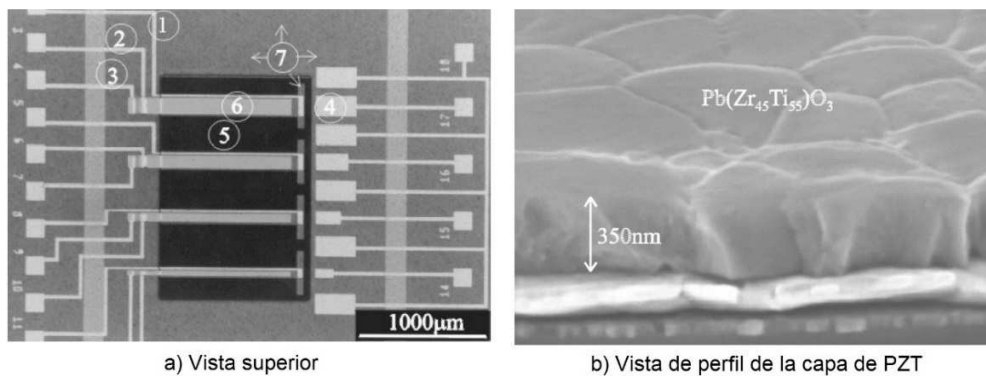


Figura III. 9 Imagen microscópica de voladizos integrados y de la capa de PZT sobre el electrodo de TiO_2/Pt

En la imagen [Figura III. 9 a\)](#) se muestra la vista superior de los interruptores fabricados, por otro lado en la [Figura III. 9 b\)](#) se muestra con mayor detalle la capa de material piezoeléctrico, la cual muestra un crecimiento en forma de columna de alta densidad.

En éste trabajo también se presentan cálculos analíticos y simulaciones de método de elemento finito mediante el software ANSYS 5.4 con el fin de la optimización de un actuador de película delgada de PZT. Como resultado, los actuadores unimorfos con longitudes, entre 300 μm y 1000 μm , fueron diseñados para una deflexión mínima de 10 μm . Las frecuencias de resonancia se calcularon en un intervalo de 12 kHz para las vigas más cortas y de 1 kHz para las vigas más largas. Para garantizar un funcionamiento seguro, el voltaje aplicado debe estar en un intervalo de 5 V a 12 V [33].

En el proceso de fabricación del actuador, obtuvieron electrodos de platinos altamente orientados en la dirección (111), libres de montículos, y películas delgadas de PZT en forma de columna de alta densidad con grandes tamaños de grano mediante un proceso Sol-gel bien sintetizado.

Actuadores bimorfos piezoeléctricos de película delgada de mayor espesor utilizando capas dobles de $Pb[Zr, Ti]O_3$ [34]

Éste trabajo reporta el diseño de un actuador bimorfo paralelo, su principal propuesta es aumentar el espesor de la viga para disminuir el riesgo de falla en el material piezoeléctrico por exceso de voltaje. Fue fabricado en la universidad de Hyōgo, Japón.

En la [Figura III. 10](#) se muestra un esquema del actuador, como mencionamos antes se trata de un actuador bimorfo paralelo, lo cual significa que tiene dos capas piezoeléctricas con la misma dirección de polarización y conectadas eléctricamente en paralelo. Cuenta con tres electrodos para polarizar a las capas piezoeléctricas.

Como se puede observar en la [Figura III. 10](#) los electrodos superior, intermedio e inferior aprisionan las capas de PZT superior e inferior. Mediante una película metálica se cortocircuitan los electrodos superior e inferior para hacer una conexión en paralelo y activar las capas de PZT. Cuando se aplica voltaje a los electrodos superior/intermedio e intermedio/inferior simultáneamente, el actuador bimorfo se flexiona con una desviación que es aproximadamente igual al doble que la del actuador unimorfo [34].

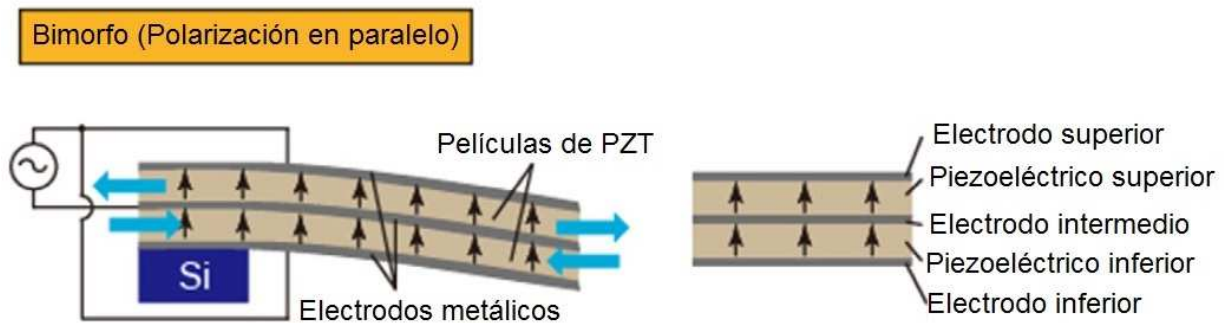


Figura III. 10 Ilustración esquemática de un actuador bimorfo

Una ventaja que se menciona en el artículo es que las estructuras bimorfas tienen muchos menos desajustes térmicos que las estructuras unimorfas debido a que su estructura es simétrica y comparten los mismos coeficientes de expansión térmica.

Las estructuras bimorfas comprenden tres capas de metal y dos capas de piezoeléctrico. Para fabricar estas capas, se utilizó un sustrato de silicio, en el cual, se depositaron los materiales mediante el método de pulverización magnetron de radiofrecuencia (Radio Frequency Magnetron Sputtering). Para la óptima deposición del PZT se llevaron a cabo un calentamiento de sustrato y además se trabajaron en una atmósfera de argón-oxígeno. En la Figura III. 11 se muestran fotografías de microscopía de escaneo electrónico de la superficie de la película de PZT. Los mejores resultados se obtuvieron a una temperatura de 550 °C.

Para grabar las capas conductoras y piezoeléctricas utilizaron procesos de ataque seco, y para la viga voladiza se llevó a cabo un proceso de micromaquinado de volumen por el método de grabado de iones reactivos profundos (Deep Reactive Ion Etching D-RIE). En la Figura III. 12 se muestra el proceso de fabricación del dispositivo. La imagen de los actuadores bimorfos fabricados se muestra en la Figura III. 13. Las dimensiones de los voladizos son de 100 μm de ancho y de 200 a 1000 μm de largo.

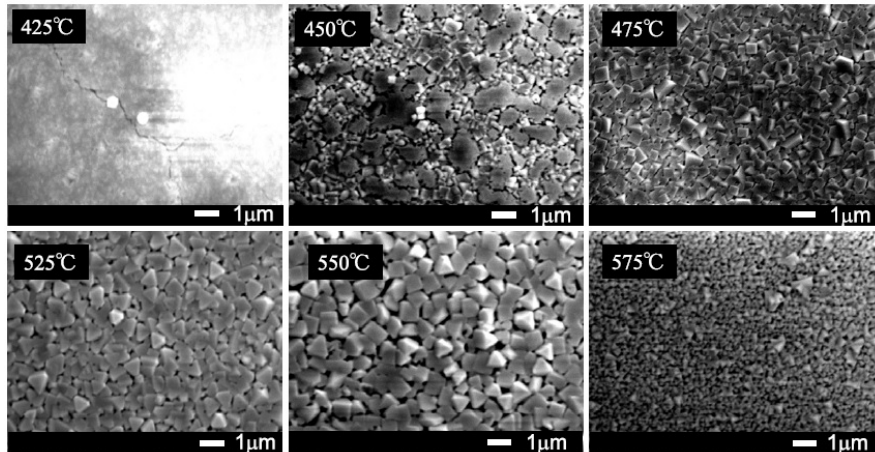


Figura III. 11 Imagen SEM de la película delgada PZT a diferentes temperaturas de sustrato

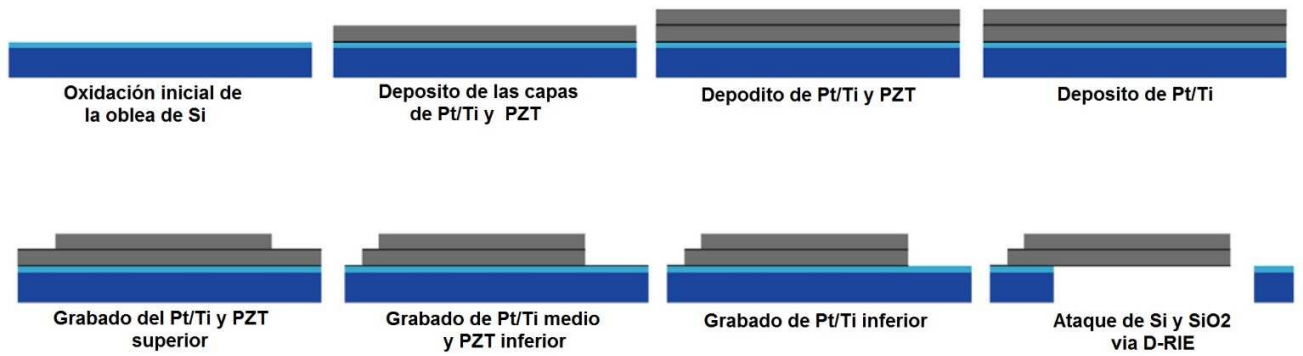


Figura III. 12 Proceso de fabricación para el voladizo bimorfo PZT / PZT

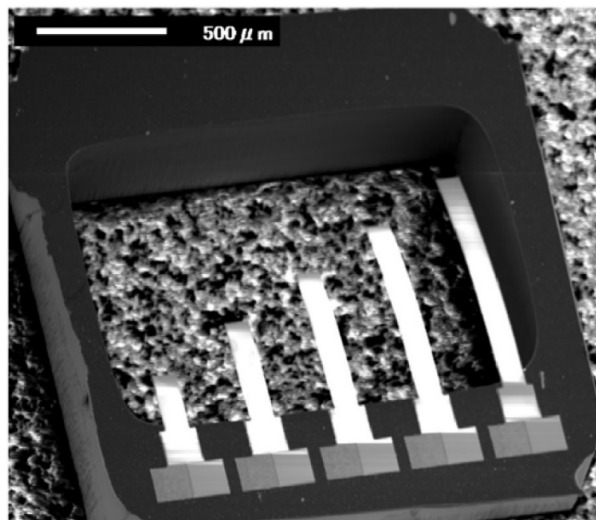


Figura III. 13 Imagen fotográfica del bimorfo PZT / PZT fabricado

La valoración de este actuador reveló buenas características piezoeléctricas, se estimó un coeficiente piezoeléctrico de $-61 \frac{pm}{V}$. El voltaje de actuación es menor a 5 volts con deflexiones de hasta 20 micras y con una frecuencia de resonancia mecánica de 2.86 KHz.

Accionamiento piezoeléctrico de micropuentes utilizando AlN [35]

Éste trabajo fue desarrollado en el departamento de tecnología electrónica de la universidad politécnica de Madrid, España. Éste actuador se basa en un una viga fija-fija con mecanismo de flexión tipo unimorfo, como material piezoeléctrico emplearon nitruro de aluminio (*AlN*), como capa elástica utilizaron nitruro de silicio (*Si₃N₄*), para los electrodos utilizaron molibdeno (*Mo*) y está fabricado sobre un sustrato de silicio. En la [Figura III. 14](#) se muestra el proceso de fabricación. Primero atacan el sustrato a través de grabado de iones reactivos (Reactive Ion Etching RIE) para formar dos postes, después llenan el hueco con dióxido de silicio (*SiO₂*) como material de sacrificio para construir la viga. Posteriormente, se depositan y graban los materiales conductores piezoeléctricos mediante los procesos de pulverización catódica de RF normal y reactiva (RF reactive sputtering) y ataques húmedos químicos. Finalmente, eliminan el material de sacrificio mediante otro ataque químico.

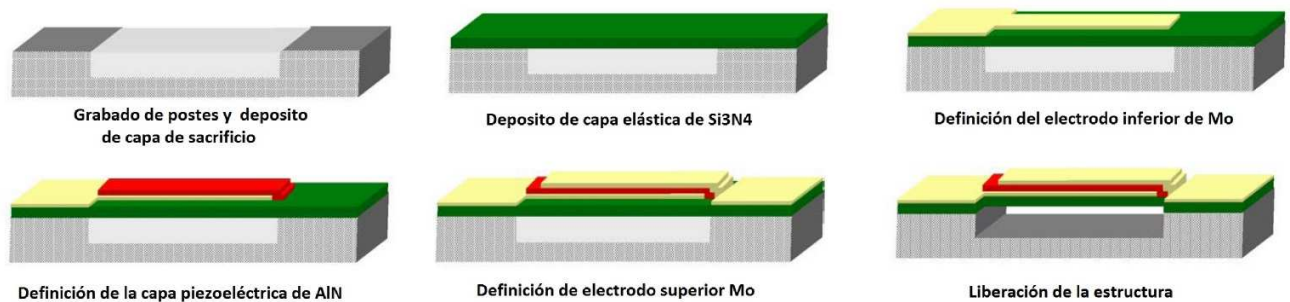


Figura III. 14 Proceso de fabricación del micropuente

Los resultados obtenidos fueron un voltaje de actuación de 16 volts y una deflexión de 3.5 micras, estos resultados son interesantes porque el voltaje de actuación es relativamente bajo e incluso comparable con los voltajes más bajos de los actuadores electrostáticos. Esto llama mucho la atención si tomamos en cuenta que utilizaron nitruro de aluminio, un material que tiene un bajo coeficiente piezoeléctrico y además utilizaron una estructura muy rígida de viga fija-fija. Como veremos más adelante, el voltaje de actuación es directamente proporcional al coeficiente piezoeléctrico. Finalmente en la [Figura III. 15](#) se muestran fotografías de microscopía de escaneo electrónico (SEM) del

actuador fabricado y una gráfica de la deflexión en función del voltaje aplicado, obsérvese que si invertimos el voltaje el actuador se mueve en la dirección opuesta.

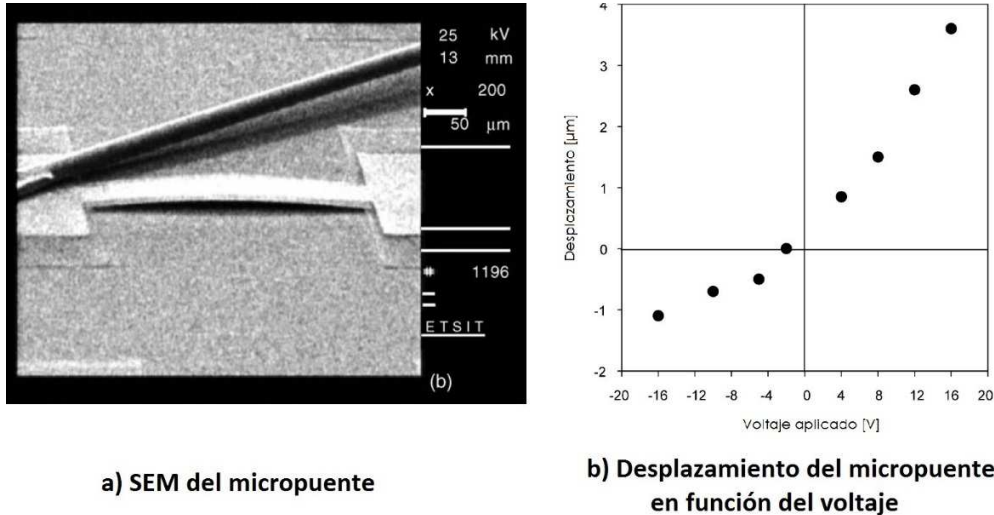


Figura III. 15 SEM y gráfica del micropuente

Diseño, fabricación y rendimiento de RF de dos tipos diferentes de interruptores MEMS óhmicos accionados piezoeléctricamente [36]

Éste trabajo fue desarrollado en el laboratorio de materiales del instituto de tecnología electrónica de LG en Seúl, Corea. Los resultados aquí publicados son muy atractivos para desarrollar desplazadores de fase de bajas pérdidas. Se presentan dos diseños, los cuales, se basan en un actuador unimorfo en viga voladiza colocados en una línea de transmisión coplanar. Utilizan PZT como material piezoeléctrico y nitruro de silicio como capa elástica, es importante señalar que a la capa no piezoeléctrica o elástica también se le denomina sustrato y es una capa indispensable para el funcionamiento del actuador unimorfo. En la Figura III. 16 a) se muestra de manera esquemática las diferentes partes del actuador y la Figura III. 16 b) muestra el movimiento del interruptor que completa la sección del conductor central de una línea de transmisión coplanar al cerrarse, permitiendo el flujo de señales de RF. Una particularidad de este diseño es que se fabricó un pequeño contacto óhmico de oro sobre unos muelles hechos con el mismo material que el de la capa elástica (Ver Figura III. 16 a)).

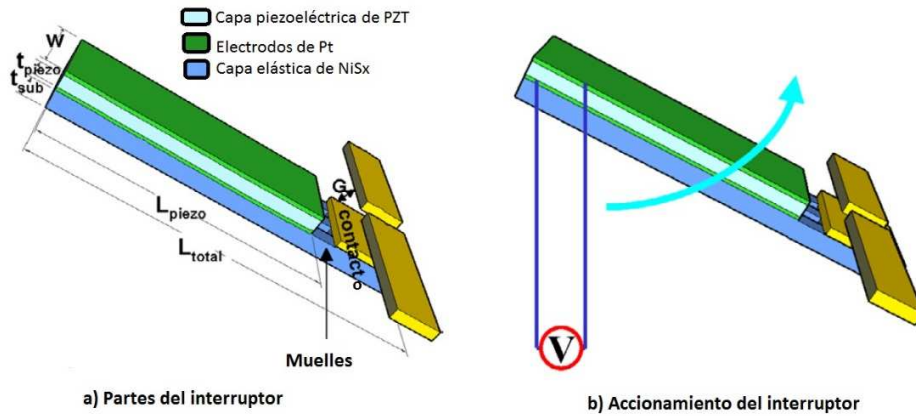


Figura III. 16 Esquema del interruptor de LG Electronics

Para la construcción del interruptor se utilizó un sustrato para microondas de silicio sobre aislante (Silicon On Insulator SOI). Los técnicas para el depósito de materiales no son mencionados, sin embargo para la capa piezoeléctrica hacen referencia al método de depósito químico de vapor mejorado por medio de plasma de resonancia ciclotrónica. En la figura se muestra de manera resumida el proceso de fabricación del interruptor y de la línea de transmisión coplanar.

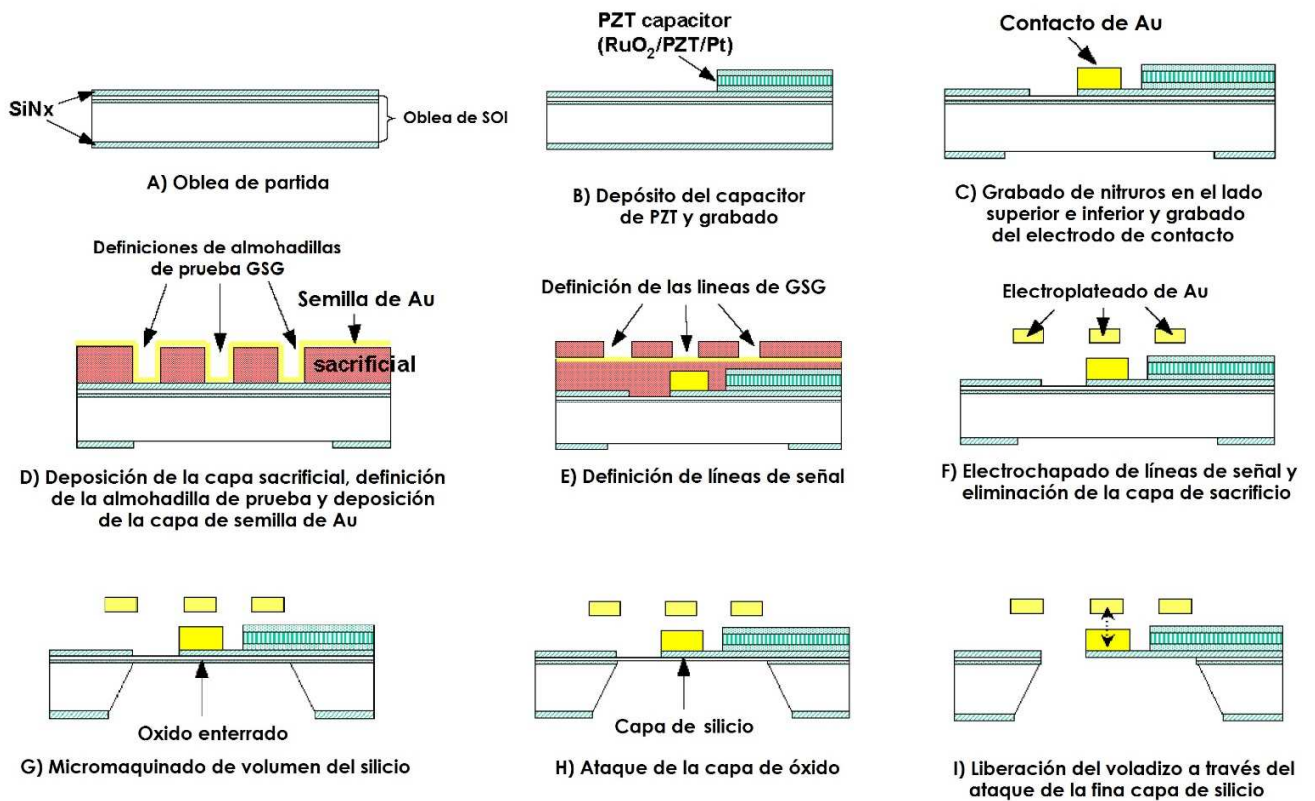


Figura III. 17 Proceso de fabricación del interruptor

La Figura III. 18 muestra imágenes de microscopía de barrido electrónico (SEM) de los interruptores RF MEMS fabricados con dos geometrías estructurales diferentes. El interruptor que se muestra en la Figura III. 18 (a) tiene la estructura de un solo voladizo piezoeléctrico y un electrodo de contacto unido a su borde con tres, mientras que el de la Figura III. 18 (b) contiene cuatro voladizos piezoeléctricos que son combinados simétricamente a través de bisagras para soportar un electrodo de contacto centrado.

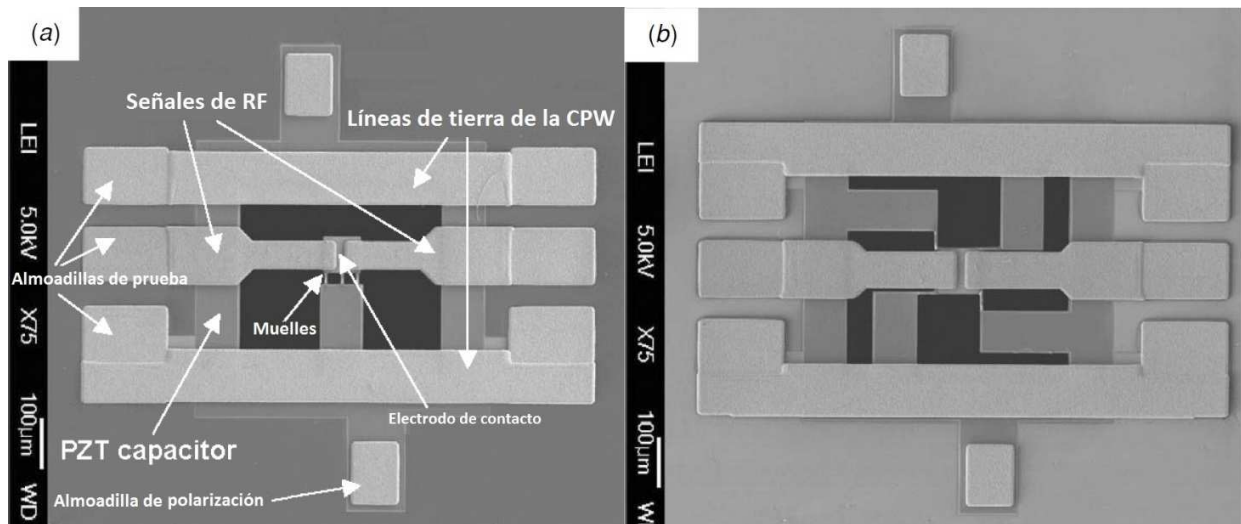


Figura III. 18 Imágenes de microscopía electrónica de barrido (SEM) de los interruptores RF MEMS fabricados

Los resultados de éste trabajo reportan un voltaje de actuación de 2.5 volts, una deflexión de 6 $[\mu m]$, una frecuencia de resonancia de 42 $[kHz]$. También se midió el desempeño electrodinámico, el aislamiento reportado es de $-30 [dB] @ 10 [GHz]$ y las pérdidas de inserción son de $0.4 [dB] @ 10 [GHz]$. Por último en la Figura III. 19 se muestra las gráficas de aislamiento y pérdidas de inserción en función de la frecuencia.

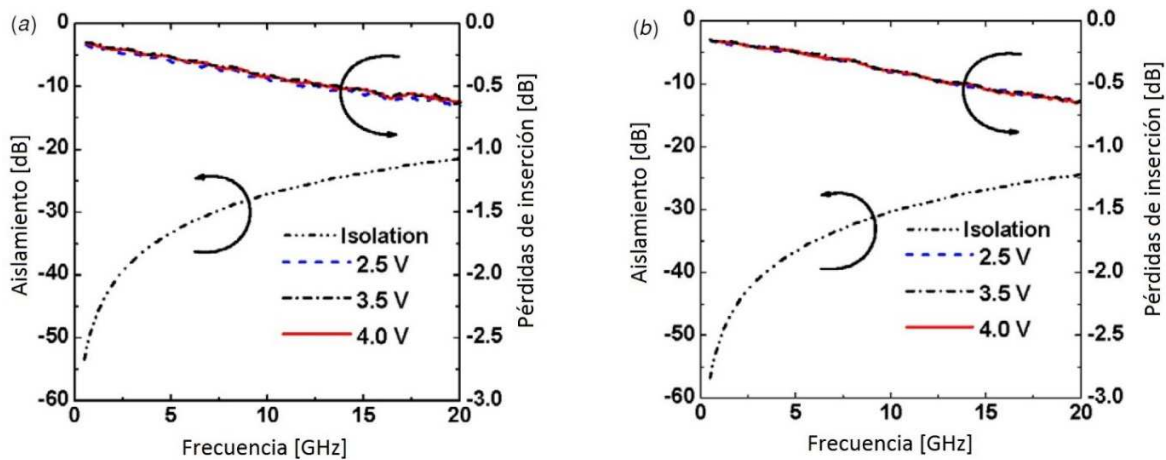


Figura III. 19 Aislamiento y pérdidas de inserción

Actuación de interruptores RF MEMS piezoeléctricos de vigas dobles de AlN integrados monolíticamente [37]

Éste trabajo se desarrolló en la universidad de Pensilvania en Estados Unidos. Éste interruptor consiste en dos actuadores unimorfos montados sobre una línea de transmisión coplanar. El material piezoeléctrico utilizado fue el nitruro de aluminio, para los electrodos se empleó platino, para la capa no piezoeléctrica se utilizó oro, el cual además funciona como material del conductor central de la línea de transmisión. En la [Figura III. 20](#) se muestra el diseño del interruptor.

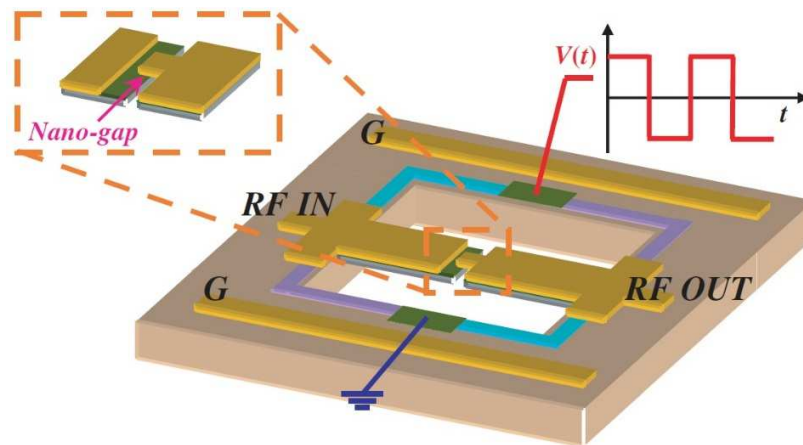


Figura III. 20 Vista esquemática en 3D del conmutador RF MEMS de AlN de doble viga

El principio de operación de éste diseño se basa en la idea de flexionar dos vigas actuadoras tipo unimorfo como se muestra en la [Figura III. 21](#). Para cerrar el interruptor aplicamos un voltaje positivo al unimorfo izquierdo, el cual se flexiona hacia arriba, mientras que al unimorfo derecho le aplicamos un voltaje negativo, el cual flexiona la viga hacia abajo. Para abrir el interruptor solamente tenemos que invertir los voltajes de los unimorfos y el interruptor se abre.

Para la fabricación de éste dispositivo se utilizó un sustrato de silicio, desafortunadamente no se mencionan los procesos de depósito de los materiales, solo indican que utilizaron ataques secos y húmedos para el grabado. También se incluyeron fotografías de microscopia de barrido electrónico como las que se muestran en la [Figura III. 22](#). Algo que noté fue que el ancho del conductor central de la línea de transmisión coplanar es mucho más ancho que los planos de tierra.

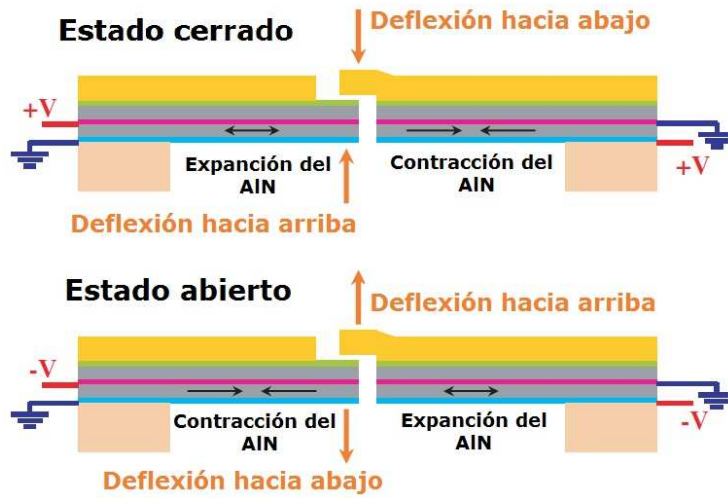


Figura III. 21 Vista esquemática en 2D del funcionamiento interruptor de doble viga

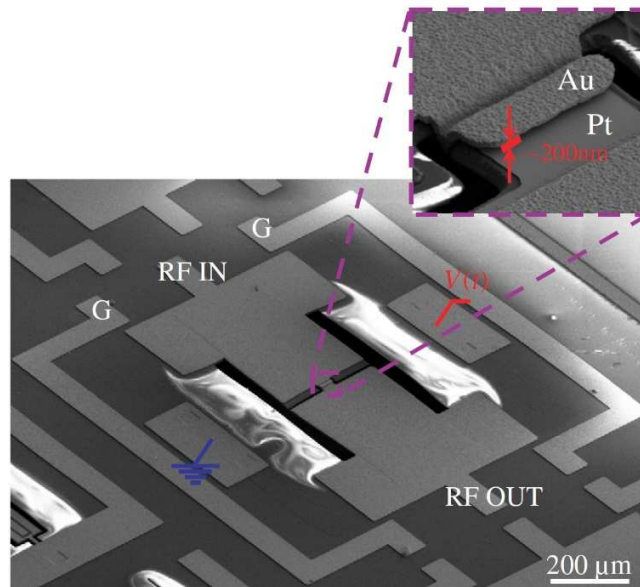


Figura III. 22 SEM del interruptor de AIN fabricado

Por último mencionaremos que este interruptor tiene un voltaje de actuación que va de 5 a 20 volts con una deflexión de 1 a 2 [μm], una frecuencia de resonancia mecánica de 30 [kHz], pérdidas de inserción no muy buenas de 1.2 [dB] @ 10 [GHz] y un aislamiento también no tan bueno de -15 [dB] @ 10 [GHz]. En la Figura III. 23 se muestran las gráficas los parámetros electrodinámicos.

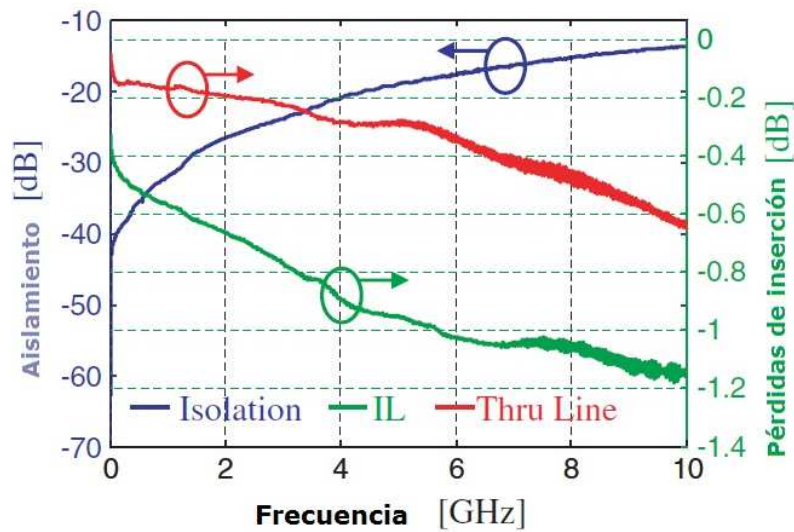


Figura III. 23 Pérdidas de inserción y aislamiento

Interruptor micro electromecánico de conexión serie y contacto óhmico que utiliza actuadores piezoeléctricos de película delgada [38]

Éste trabajo fue publicado en la revista “IEEE Transactions on microwave theory and techniques”. Fue desarrollado en la universidad de Pensilvania en Estados Unidos. Éste trabajo presenta un interruptor microelectromecánico que utiliza actuadores piezoeléctricos unimorfos. El conmutador utiliza películas delgadas de PZT depositadas sobre un sustrato de silicio de alta resistividad con líneas de transmisión de guía de onda coplanar.

La fabricación del interruptor se realizó en el cuarto limpio de los laboratorios de investigación de sensores y materiales electrónicos del Ejército de EE. UU. Primero se recubrió un sustrato de silicio de $10 [k\Omega]$ de alta resistividad mediante un proceso de depósito químico en fase vapor de plasma mejorado (Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposited PECVD) con una capa elástica compuesta de $1000 [\text{Å}]$ de SiO, $500 [\text{Å}]$ de SiN y $3500 [\text{Å}]$ de SiO. Esta capa elástica se diseñó específicamente para controlar la deformación de los actuadores PZT. Después de la deposición, la capa elástica fue sometida a $700\text{ }^\circ\text{C}$ en N_2 fluyente para eliminar cualquier molécula de hidrógeno atrapada debido al proceso PECVD. A continuación, se depositaron $160 [\text{Å}]$ de titanio, $90 [\text{Å}]$ de dióxido de titanio, $1640 [\text{Å}]$ de platino y $20 [\text{Å}]$ de titanio a una temperatura del sustrato de $500\text{ }^\circ\text{C}$. La capa delgada de dióxido de titanio sobre el platino sirvió para ayudar a la orientación (111) de la película delgada de PZT. Las películas delgadas PZT se prepararon a través de un proceso químico de solución metal-orgánico. Las soluciones se agruparon con un 12% de plomo en exceso. Se preparó una película delgada de $5000 [\text{Å}]$ de PZT usando un procedimiento de multideposición y recocido. Las películas se

cristalizaron a 700°C. A continuación, se depositó una película delgada de platino de 1050 [Å] por pulverización catódica sobre la superficie del PZT a 300°C. En la [Figura III. 24](#) se muestra un esquema de la pila de películas.

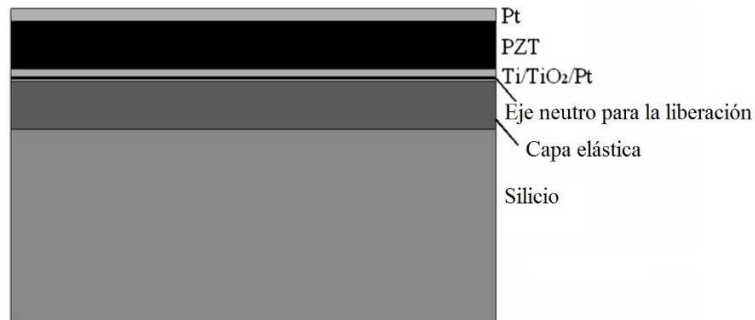

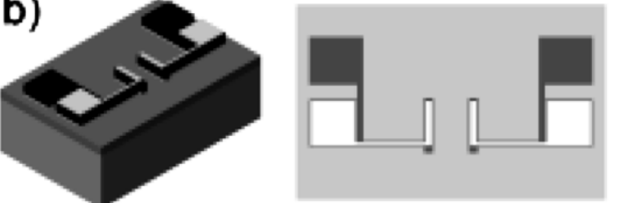

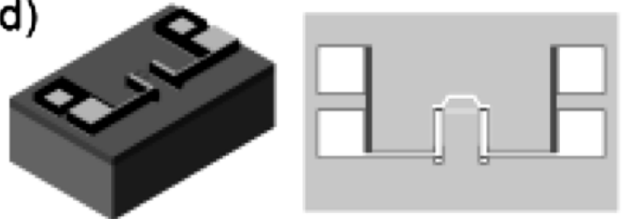







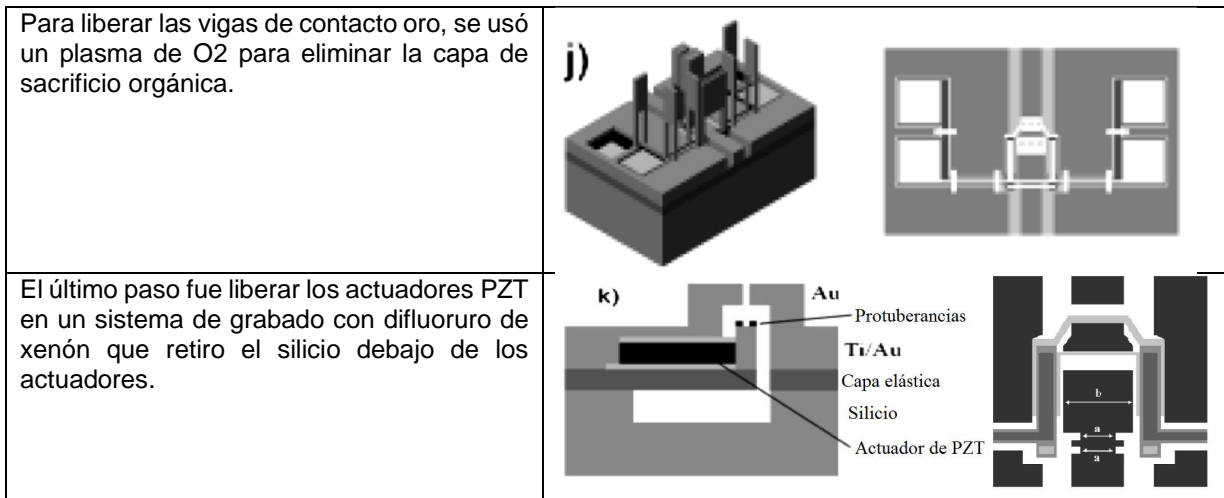
Figura III. 24 Representación de la pila de películas delgadas

En la [Tabla III. 2](#) se muestra la segunda parte del proceso de fabricación para construir el actuador y la línea de transmisión coplanar.

Tabla III. 2 Segunda parte del proceso de fabricación

<p>La segunda parte del proceso de fabricación, comenzó con la creación de los actuadores mediante la definición del electrodo superior utilizando molienda de iones de argón (Argon Ion-milling).</p>	<p>a) </p>
<p>Posteriormente, el PZT y el electrodo inferior se grabaron usando molienda de iones de argón (Argon Ion-milling).</p>	<p>b) </p>
<p>Para obtener acceso al electrodo inferior, se usó un ataque químico húmedo de HO, HCl y HF en proporción de 2: 1: 0.04 para eliminar localmente el PZT.</p>	<p>c) </p>

<p>A continuación, la capa estructural se modeló con un ataque iónico reactivo (Reactive Ion Etching RIE) utilizando CF₄, CHF₃ y se abrió un acceso al sustrato de silicio para el ataque de liberación final.</p>	<p>d)</p> 
<p>Las líneas de transmisión de CPW se modelaron luego utilizando la técnica de lift-off para definir la metalización de 200 [Å] de titanio y 7300 [Å] de oro.</p>	<p>e)</p> 
<p>Las protuberancias de contacto hechas de oro de 4000 [Å] recubiertos con platino de 1000 [Å] se depositaron por el método de evaporación por haz de electrones sobre una parte de la línea de transmisión y se grabaron mediante lift-off.</p>	<p>f)</p> 
<p>Para crear el mecanismo de contacto del interruptor, se hizo girar un hilado orgánico fotodefinible sobre el sustrato y se curó a 200 ° C.</p>	<p>g)</p> 
<p>Los agujeros que están directamente sobre las protuberancias de contacto se grabaron posteriormente en la parte superior de la capa orgánica utilizando una capa fotorresina y atacada con plasma de O₂. A continuación, se evaporó una película delgada de oro de 2 micras de espesor sobre la superficie de la oblea.</p>	<p>h)</p> 
<p>Para definir las vigas de contacto del interruptor, se utilizó la molienda de iones de argón (Argon Ion-Milling) con una máscara de resina fotosensible.</p>	<p>i)</p> 



Éste interruptor se basa en actuadores unimorfos, los cuales están colocados a los costados del conductor central de la línea de transmisión. Al aplicar voltaje, los actuadores de PZT desvían la almohadilla de contacto de RF hacia arriba (ver figura k) de la [Tabla III. 2](#)), permitiendo el cierre del interruptor y completando el circuito de RF al hacer contacto con los dos voladizos suspendidos. Dos líneas de polarización, una para cada actuador, están conectadas eléctricamente con puentes de aire sobre el conductor de RF. Las líneas de polarización del actuador permiten que la tensión de actuación se aplique independientemente del conductor de RF. Los puentes de aire de polarización que atraviesan el conductor de RF requieren que se modifique el ancho del conductor central para mantener una impedancia de 50 [Ω]. Por lo tanto, el conductor de RF se estrecha debajo de los puentes de aire de polarización y se ensancha en las regiones donde se ubicaron los actuadores PZT (ver Figura k) de la tabla [Tabla III. 2](#)). En la [Figura III. 25](#) se muestra una fotografía de microscopia de barrido electrónico (SEM) del interruptor.

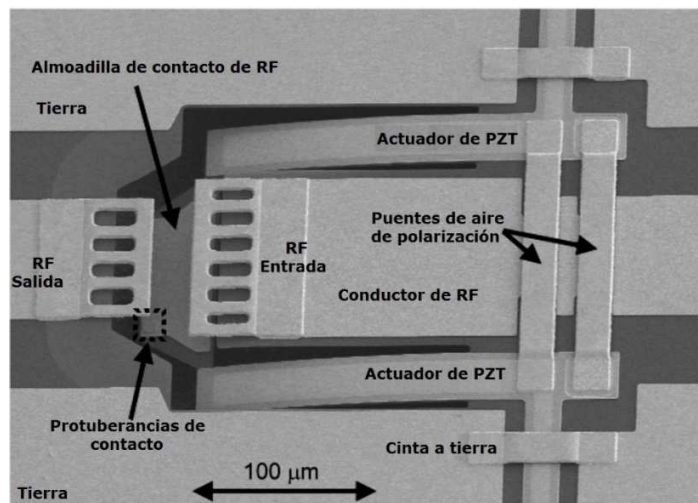


Figura III. 25 SEM del interruptor

El rendimiento del dispositivo es muy bueno, tiene un voltaje de actuación menor a 10 volts, la deflexión máxima es de 11 $[\mu m]$, una frecuencia de resonancia mecánica de 21.75 $[kHz]$, pérdidas de inserción de 0.5 $[dB]$ @ 10 $[GHz]$, un aislamiento de -30 $[dB]$ @ 10 $[GHz]$. En la [Figura III. 26](#) se muestran los parámetros S del interruptor.

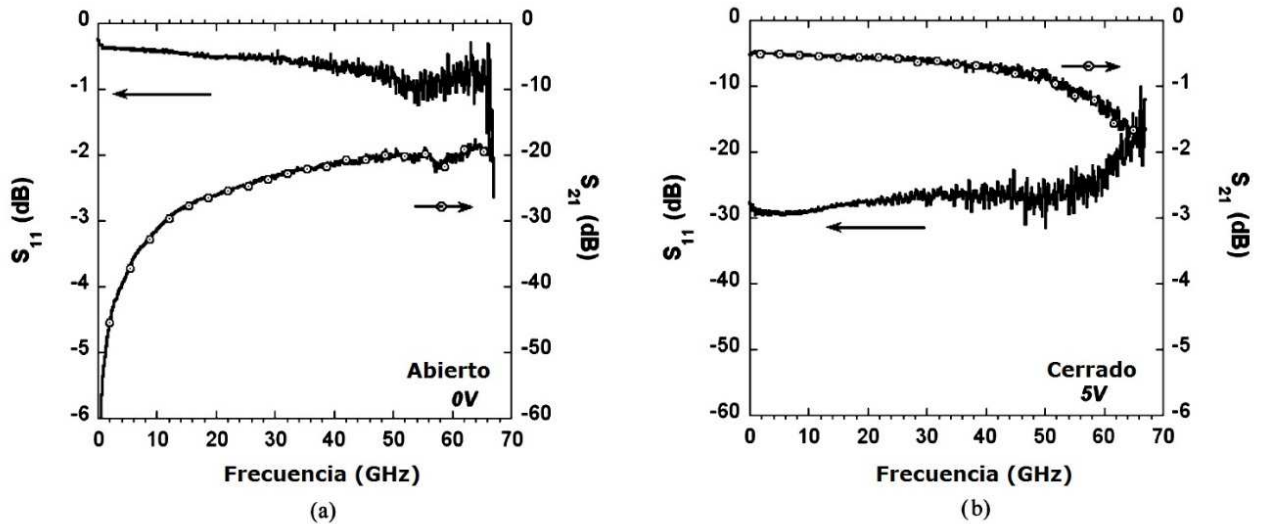


Figura III. 26 Parámetros S del interruptor

Finalmente, en la [Tabla III. 3](#) y en la

[Tabla III. 4](#) se muestra un resumen de las características más importantes de los actuadores e interruptores RF MEMS piezoeléctricos. Estos resultados demuestran que se pueden alcanzar voltajes de actuación menores a 20 $[V]$ con AIN y menores a 12 $[V]$ con PZT, frecuencias de resonancia mecánica de hasta 42 $[kHz]$, aislamientos de hasta $-30 \text{ dB @ } 10 \text{ GHz}$ y pérdidas de inserción de $0.4 \text{ dB @ } 10 \text{ GHz}$. Con respecto a los materiales, en todos los diseños se utilizó sustratos de silicio, el platino fue el material conductor más utilizado para los electrodos de polarización, así como el nitruro de silicio para la capa elástica, para el caso de actuadores unimorfos. Para la fabricación, se utilizaron técnicas de micromaquinado de superficie para el depósito y grabado de materiales, y además se utilizaron técnicas de micromaquinado de volumen para la liberación de las estructuras de viga voladiza y viga fija-fija.

Tabla III. 3 Principales características de los actuadores piezoeléctricos consultados

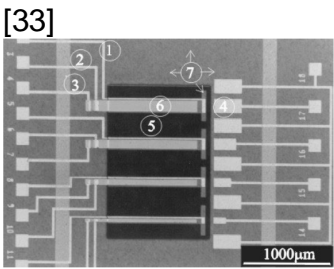
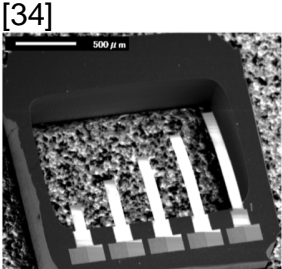
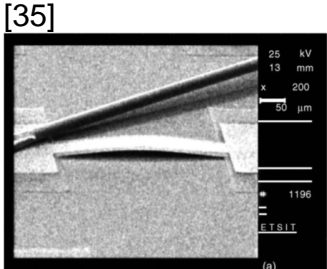
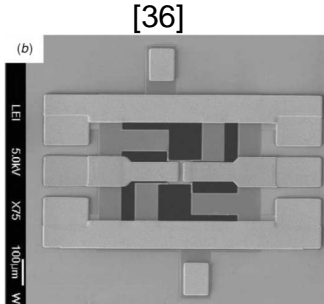
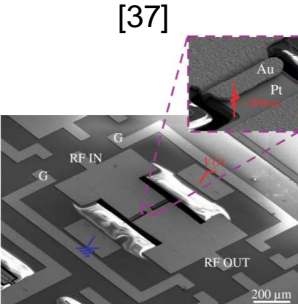
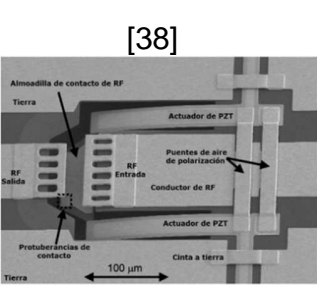
SEM			
Lugar	Alemania	Japón	España
Año	2003	2015	2005
Tipo de actuador	Unimorfo	Bimorfo paralelo	Unimorfo
Desempeño electromecánico			
Voltaje de actuación [V]	5 - 12	Menor a 5	16
Deflexión [μm]	10	20	3.5
Frecuencia de resonancia mecánica [kHz]	1 -12	2.86	----
Fabricación			
Sustrato	Silicio	Silicio	Silicio
Piezoeléctrico	PZT	PZT	AlN
Electrodos	Platino	Platino / Titanio	Molibdeno
Capa elástica	Polisilicio	----	Nitruro de silicio
Técnicas de fabricación	Sputtering Sol-gel Spin Coating ECR-RIE RTA	RF Sputtering D-RIE	RF Sputtering Wet Etching RIE

Tabla III. 4 Principales características de los interruptores piezoeléctricos RF MEMS consultados

	[36]	[37]	[38]
			
Lugar	Corea	Estados Unidos	Estados Unidos
Año	2005	2008	2007
Tipo de actuador	Unimorfo	Unimorfo	Unimorfo
Desempeño electromecánico			
Voltaje de actuación [V]	2.5	5 - 20	< 10
Deflexión [μm]	6	1 - 2	11
Frecuencia de resonancia mecánica [kHz]	42	30	21.75
Tiempo de conmutación [μs]		1 - 2	60
Desempeño electrodinámico			
Pérdidas de inserción [dB] @ 10 [GHz]	0.4	1.2	0.5
Aislamiento [dB] @ 10 [GHz]	-30	-15	-30
Fabricación			
Sustrato	Silicio SOI	Silicio	Silicio SOI
Piezoeléctrico	PZT	AlN	PZT
Electrodos	Platino	Platino	Platino / Titanio
Capa elástica	Nitruro de Silicio	Oro	Nitruro de silicio
Técnicas de fabricación	----	----	PECVD Argon Ion-milling RIE Wet Etching Lift-Off

III.5 Conclusiones

Las principales aplicaciones de los dispositivos piezoeléctricos MEMS son: Sensores MEMS, RF MEMS, MEMS de potencia, dispositivos de micro-fluidos, Bio-MEMS y MEMS ópticos. Para el diseño de todos estos dispositivos se utilizan principalmente estructuras en viga voladiza, las cuales utilizan el principio de operación de los actuadores bimorfos y unimorfos piezoeléctricos. El actuador unimorfo es el más utilizado, principalmente por su diseño simple y facilidad de fabricación.

El estado del arte de estos dispositivos indica que el material piezoeléctrico más utilizado es el PZT, sin embargo existen algunos diseños con AlN. Además, actualmente se están desarrollando materiales ecológicos libres de plomo los cuales buscan sustituir al PZT, un ejemplo de estos materiales es el KNN, el cual ha demostrado muy buenas características, sin embargo aún no hay diseños con este material. Adicionalmente, los diseños de interruptores RF MEMS piezoeléctricos han demostrado un mejor desempeño que los RF MEMS electrostáticos, ya que tienen menores voltajes de actuación, mejor aislamiento y menores pérdidas de inserción. Sin embargo, su principal desventaja es la dificultad de su fabricación, debida en gran parte, al proceso de fabricación de las películas delgadas piezoeléctricas.

Capítulo IV: Análisis, diseño y simulación electromecánica

IV.1 Consideraciones teóricas del actuador unimorfo

Los actuadores bimorfos y unimorfos son los actuadores típicos piezoeléctricos de modo flexión d_{31} , anteriormente en el capítulo III se habían presentado y descrito estos actuadores, pero en este capítulo se analiza con mayor detalle al actuador unimorfo, el cual es el más adecuado para aplicaciones RF MEMS, principalmente porque implica menores dificultades para su fabricación. El actuador unimorfo consiste en una capa piezoeléctrica y una capa no piezoeléctrica o elástica, también a esta capa se le conoce como capa pasiva, capa soporte e incluso algunos autores la denomina sustrato. En el actuador unimorfo, cuando la capa piezoeléctrica se impulsa para expandirse o contraerse, la capa elástica se resistirá a este cambio de dimensión, lo que resultará en una deformación por flexión y estiramiento. En la [Figura IV. 1](#) se muestra esquemáticamente al actuador unimorfo.

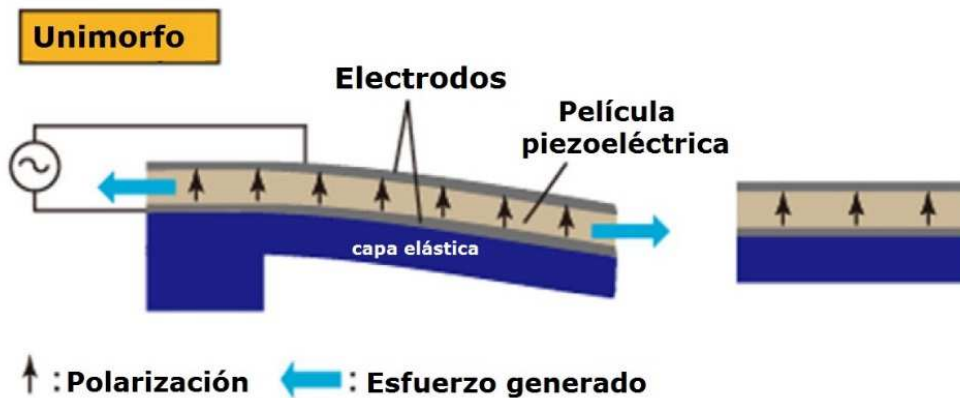


Figura IV. 1 Actuador unimorfo

Estos actuadores pueden generar un desplazamiento de punta muy grande, en el intervalo de decenas de micras o incluso varios milímetros, según las dimensiones geométricas de los actuadores [39]. En éste trabajo, para describir a los actuadores unimorfos se presentan las expresiones analíticas del momento equivalente, desviación de punta de la viga y frecuencia de resonancia en relación con las dimensiones

geométricas del actuador, con las propiedades de los materiales como el módulo de Young, las densidades y coeficientes piezoeléctricos.

En la [Figura IV. 2](#) se muestra otro diagrama esquemático de un actuador unimorfo en voladizo con una película delgada de actuación piezoeléctrica, donde se definen las medidas geométricas más relevantes.

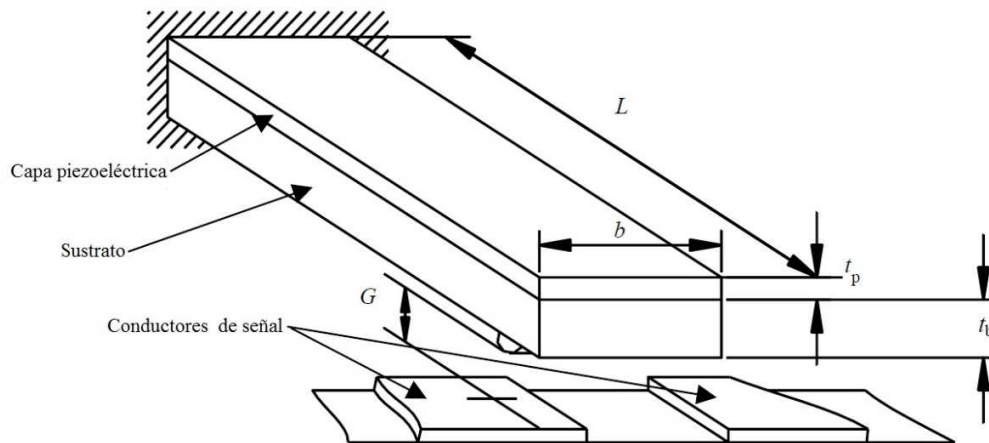


Figura IV. 2 Principales dimensiones del actuador unimorfo

Como hemos mencionado antes, cuando se aplica voltaje entre los electrodos (los cuales no se muestran en la [Figura IV. 2](#)) de las superficies superior e inferior de la película piezoeléctrica, la película intenta expandirse o contraerse en su plano mediante la acción del coeficiente piezoeléctrico d_{31} . La expansión de la película piezoeléctrica está limitada para deformarse libremente por la capa elástica. Como consecuencia, el extremo del voladizo se mueve hacia arriba o hacia abajo (dependiendo de la polaridad de voltaje aplicado), cambiando así la separación inicial, G , entre la punta de la viga y los conductores de señal.

Con las propiedades piezoeléctricas adecuadas, el voltaje de actuación suficiente y las dimensiones correctas del dispositivo, la brecha entre la punta de voladizo y los conductores de señal se puede cerrar, activando así el interruptor. Si se retira el voltaje de accionamiento, se recupera la posición original debido a la elasticidad del voladizo y se abre el interruptor. Para permitir un diseño, ahora se establecen modelos estáticos y mecánicos de una viga voladiza de película delgada con mecanismo de actuación piezoeléctrico. Se supone que el patrón de desviación del microinterruptor es una combinación de estiramiento y flexión, y en parte, está determinada por la capa elástica. Crawley y Luis han analizado la distribución del esfuerzo cortante en la interfaz piezoeléctrica / capa elástica [29], la cual, puede representarse simplemente como una fuerza de corte concentrada al final de la interfaz, lo que permite modelar el esfuerzo de actuación simplemente como un momento de flexión equivalente, M_e , como se muestra

en la [Figura IV. 3](#). (En el análisis siguiente, la influencia de las fuerzas electrostáticas entre los electrodos es despreciable).

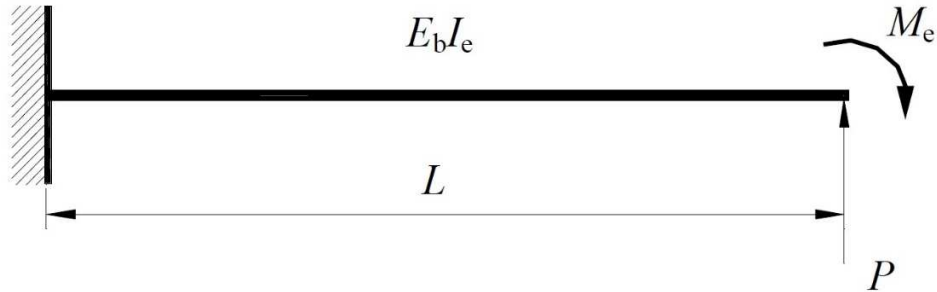


Figura IV. 3 Modelo de parámetros de concentrados mecánico del microinterruptor en estado encendido

El momento de flexión M_b que actúa sobre la capa elástica se puede determinar como en [27]:

$$M_b = \frac{\varepsilon_0 t_b}{2 \left(\frac{1}{E_b A_b} + \frac{t_b(t_b + t_p)}{4E_b I_b} + \frac{1}{E_p A_p} \right)} \quad (\text{IV.1})$$

Donde:

$$\varepsilon_0 = \frac{d_{31} V}{t_p} \quad (\text{IV.2})$$

d_{31} : Coeficiente piezoeléctrico

ε_0 : Es la tensión piezoeléctrica libre en la película debido al voltaje de actuación V .

t_b : Es el espesor de la capa elástica

E_b : Es el módulo de Young de la capa elástica

A_b : Es el área de la sección transversal de la capa elástica $A_b = b t_b$

I_b : Es el momento de inercia de la capa elástica $I_b = \frac{b t_b^3}{12}$

t_p : Es el espesor de la capa piezoeléctrica

A_p : Es el área de la sección transversal de la capa piezoeléctrica $A_p = b t_p$

E_p : Es el módulo de Young de la capa piezoeléctrica

Para calcular la deflexión del voladizo, se utiliza el momento de flexión equivalente M_e , el cual toma en cuenta que la deformación de la capa piezoeléctrica varía linealmente a través de su espesor y que la distribución de esfuerzos en la capa de la capa elástica también varía linealmente (Ver Figura III. 4), y además toma en cuenta el hecho de que la viga voladiza está compuesta de dos materiales. M_e está dado por:

$$M_e = \frac{I_e}{I_b} M_b \quad (IV.3)$$

Donde:

$$I_e = \frac{b}{3} \left[\left(\frac{t_b}{2} - \delta \right)^3 + \left(\frac{t_b}{2} + \delta \right)^3 \right] + \frac{E_p b}{3E_b} \left[\left(\frac{t_b}{2} - \delta + t_p \right)^3 - \left(\frac{t_b}{2} - \delta \right)^3 \right] \quad (IV.4)$$

Y

$$\delta = \frac{E_p(t_p + t_b)}{2(E_p t_p + E_b t_b)} t_p \quad (IV.5)$$

De esto se deduce que la desviación en la punta del voladizo debido a la actuación piezoeléctrica se puede expresar como:

$$w = \frac{M_e}{2E_b I_e} L^2 \quad (IV.6)$$

La ecuación IV.1 se basa en el supuesto de que la capa piezoeléctrica es esencialmente unidimensional. Si el ancho del voladizo es significativamente mayor que el grosor de la capa elástica, como lo suele ser en la práctica, tal que $b \gg t_b$, entonces la estructura es más como una placa rectangular que una viga. En este caso, una representación bidimensional de la distribución de tensión en la película piezoeléctrica es beneficiosa y se puede obtener una precisión mejorada en las fórmulas reemplazando $E_{b,p}$ por $\frac{E_{b,p}}{1-\nu_{b,p}^2}$ y d_{31} por $d_{31}(1 + \nu_p)$, donde ν_p y ν_b son la razón de poisson de la capa piezoeléctrica y la capa elástica respectivamente.

La expresión de frecuencia de resonancia implica un análisis de mayor complejidad, debido a que se analiza el comportamiento del actuador de manera dinámica. La ecuación (IV.7) de la frecuencia de resonancia mecánica de una estructura en voladizo de dos capas sujeta en un extremo se calculó de acuerdo con la fórmula de [33].

$$f_{rm} = \frac{(1.875)^2}{2\pi L^2} \sqrt{\frac{(\overline{EI})}{b(\rho_b t_b + \rho_p t_p)}} \quad (IV.7)$$

Donde:

ρ_b y ρ_p son las densidades de la capa elástica y piezoeléctrica respectivamente y

$$\frac{1}{(\overline{EI})} = \frac{12[E_b t_b + E_p t_p]}{b[E_b^2 t_b^4 + E_p^2 t_p^4 + E_b E_p t_b t_p (4t_b^2 + 6t_b t_p + 4t_p^2)]} \quad (IV.8)$$

IV.2 Diseño del Interruptor RF MEMS piezoeléctrico

Gran parte del diseño de un interruptor RF MEMS depende de la aplicación. La mayoría de los interruptores RF MEMS están diseñados para utilizarse en líneas transmisión específicas y pensados como elementos discretos, es decir, que estén encapsulados o empaquetados, y que mediante un par de terminales sea posible su conexión. Por otro lado, los interruptores RF MEMS monolíticamente integrados están diseñados para integrarse en áreas específicas de un sistema o dispositivo particular y nos es necesario un encapsulado, debido a que forman parte del mismo sustrato y proceso de fabricación del dispositivo o sistema.

En éste caso, el objetivo es diseñar un interruptor RF MEMS piezoeléctrico que se integre monolíticamente a un desplazador de fase tipo espirafase. Por lo tanto, antes de continuar explicaremos brevemente cuál es su principio de operación e indicaremos en que zonas del desplazador se utilizara nuestro interruptor.

IV.2.1 Desplazador de fase tipo espirafase de [40]

En un desplazador de fase de dos bits, el elemento principal es un diafragma de control, el cual tiene 4 elementos conmutadores conectados. Este diafragma de control está situado en la sección transversal de una guía de onda circular que termina en un cortocircuito, como se muestra en la [Figura IV. 4](#). El diafragma tiene un resonador de ranura en forma de anillo (ver el número 1 de la [Figura IV. 4](#)) y cuatro stubs radiales en forma de trapecio (ver números 2–5 de la [Figura IV. 4](#)) y cuatro elementos conmutadores que están

conectados en paralelo a los stubs (ver 6–9 de la [Figura IV. 4](#)). Los elementos conmutadores más utilizados en los desplazadores de fase son los diodos p-i-n.

En cualquier momento dado, un diodo está apagado mientras que los otros tres están encendidos. Supongamos que el diodo 6 conectado en el stub 2 está apagado. Cuando incide una onda de polarización circular de modo TE_{11} con el plano de polarización paralelo al stub 2 no puede excitar este stub mientras los stubs 3–5 estén cortocircuitados por los diodos encendidos. Por lo tanto, el diafragma de control para la polarización dada de la onda incidente se comporta como un resonador de anillo ranurado.

Entonces a la frecuencia de resonancia paralela ω_p , Si el perímetro promedio del resonador de anillo ranurado es aproximadamente igual a la longitud de onda λ , el diafragma de control será transparente a la onda incidente (Solo si el plano de polarización es paralelo al stub 2). Con un cortocircuito instalado a una distancia de $\frac{\lambda}{4}$ del diafragma de control, el coeficiente de reflexión $\Gamma_{perpendicular}$ es cercano a 1 en el plano del diafragma de control.

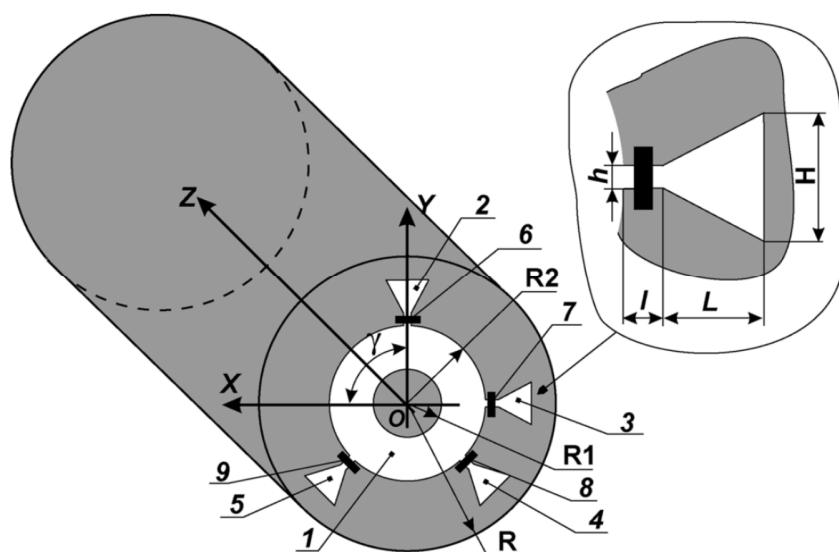


Figura IV. 4 Desplazador de fase de dos bits

Ahora bien, si una onda incidente con un plano de polarización perpendicular al stub 2 con el diodo 6 apagado excitara a este stub y la inductancia del anillo metálico exterior con la capacitancia del diodo apagado forman un circuito resonante en serie. A la frecuencia de resonancia serie ω_s , el diafragma de control es equivalente a un cortocircuito y el coeficiente de reflexión $\Gamma_{paralelo}$ es casi -1 en el plano del diafragma de control para esta polarización de la onda incidente.

Ahora suponga que una onda de polarización circular se está propagando hacia el diafragma de control en la dirección

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{-j\beta z} \quad (IV.9)$$

Donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son los vectores unitarios en la dirección x y y , respectivamente, β es la constante de propagación para el modo TE_{11} , y $j = \sqrt{-1}$. Entonces la onda reflejada puede ser presentada como la suma de dos componentes:

$$\begin{aligned} \vec{E}_r = & 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{perpendicular} - \Gamma_{paralelo})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{-j\beta z} + \\ & 0.5E_0(\Gamma_{perpendicular} + \Gamma_{paralelo})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{j\beta z} \end{aligned} \quad (IV.10)$$

Donde γ es el ángulo entre el eje x y el stub donde el diodo está apagado, en este caso el stub 2 (ver [Figura IV. 4](#)). El primer componente de (IV.10) es una onda de polarización circular con la misma dirección de rotación que el vector \vec{E}_i . La fase de esta "onda controlada" depende de la posición angular del stub que tiene conectado el diodo en estado apagado, o sea depende de γ . El segundo componente es una "onda no deseada" con fase no controlable y para suprimir esta onda "no deseada", es necesario garantizar la siguiente condición:

$$\Gamma_{paralelo} = -\Gamma_{perpendicular} \quad (IV.11)$$

Por lo tanto, una conmutación adecuada de los diodos p-i-n conduce a un cambio de fase en la onda de polarización circular reflejada cuando se cumple la condición (IV.11) y entonces la expresión (IV.10) queda:

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{perpendicular} - \Gamma_{paralelo})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{-j\beta z} \quad (IV.12)$$

Para el desplazador de fase de 2 bits de [40], las posiciones angulares de los stubs 2–5 fueron 90° , 180° , 225° y 315° , respectivamente. Por lo tanto, es posible introducir cambios de fase de 180° , 360° (0°), 450° (90°) y 630° (270°) en la onda reflejada polarizada circularmente.

Con respecto a las pérdidas de inserción, las pérdidas mínimas posibles se pueden calcular con la formula (IV.13) en el caso de que las pérdidas solo se concentren en los

elementos de conmutación. Y además, el cumplimiento de (IV.11) conduce a la minimización de las pérdidas de inserción en el desplazador de fase.

$$L_{opt} \approx 10 \log \left(2 - 2 \sqrt{\frac{2^{M+1} r_d}{R_d}} \right) \quad (IV.13)$$

Donde M es el número de bits del desplazador de fase, r_d es la resistencia en serie del diodo en estado cerrado, y R_d es la resistencia del circuito equivalente paralelo $R_d C_d$ correspondiente al diodo en estado abierto.

Como podemos ver el funcionamiento del desplazador de fase depende de los elementos conmutadores. La expresión (IV.12) define el cambio de fase en el desplazador y depende del estado de los interruptores, tres tienen que estar cerrados y uno abierto (en el caso de un desplazador de fase de dos bits). Además, las pérdidas en el desplazador dependen también de los elementos de conmutación. Por lo tanto, la propuesta de este trabajo es sustituir los diodos p-i-n por interruptores RF MEMS piezoeléctricos, cuyo objetivo será disminuir las pérdidas de inserción del desplazador y disminuir los costos de fabricación.

IV.2.2 Diseño del Interruptor RF MEMS con mecanismo de actuación piezoeléctrico

Como anteriormente mencionamos, el interruptor se conectará en paralelo sobre los stubs radiales de un diafragma de control en el desplazador de fase. En la [Figura IV. 5](#) se muestra la zona específica del stub, donde se conectará nuestro interruptor RF MEMS piezoeléctrico.

Como podemos ver en la [Figura IV. 5](#), necesitamos conectar el interruptor RF MEMS en paralelo con la ranura del stub radial de manera que en estado cerrado se logre un cortocircuito entre las dos placas de metal y en estado abierto se mantenga un estado de alta impedancia.

Ahora que tenemos clara la función que va desempeñar nuestro interruptor, estamos listos para el diseño. Como mencionamos en el capítulo anterior, el actuador más utilizado en interruptores RF MEMS piezoeléctricos es el actuador unimorfo modo d_{31} , debido principalmente a que su fabricación es más simple que la de los demás actuadores. Por lo tanto, el diseño presentado en esta tesis se basó totalmente en este tipo de actuador.

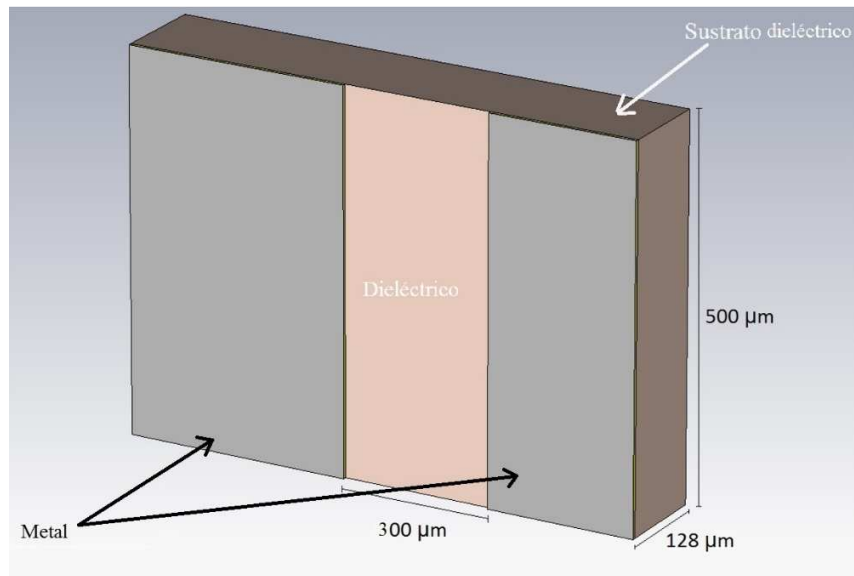


Figura IV. 5 Brecha del stub radial en el que se conecta el elemento de conmutación

Para el diseño de un actuador unimorfo es necesario tomar en cuenta dos aspectos muy importantes. Primero, las propiedades de los materiales y segundo la geometría del dispositivo. Con respecto a los materiales, la capa piezoeléctrica desempeña un papel fundamental ya que la deflexión es directamente proporcional al coeficiente piezoeléctrico d_{31} , por esta razón se escogió el material con el mayor coeficiente piezoeléctrico.

En la [Tabla IV. 1](#) se muestran cuatro materiales piezoeléctricos. El PZT (Zirconato titanato de plomo) es el piezoeléctrico más popular y con las mejores características, le sigue el AlN (Nitruro de Aluminio), este material es interesante porque se han reportado interruptores con un desempeño tan bueno como el de los interruptores electrostáticos a pesar de su bajo coeficiente piezoeléctrico. El PVDF (Polifloruro de polivinilo) es un polímero piezoeléctrico (los demás materiales son materiales cerámicos) que tiene como principal ventaja su facilidad de fabricación, desafortunadamente los resultados con este material no son muy buenos y se utiliza principalmente en sensores MEMS. El KNN es un material ecológico libre de plomo, relativamente nuevo, que busca sustituir al PZT ya que en algunos países está prohibido su uso para productos comerciales. Aún no hay diseños de dispositivos RF MEMS con este material, sin embargo se ha demostrado que tiene propiedades mejores que el AlN y casi tan buenas como las del PZT [41].

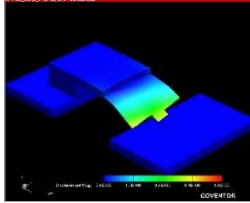
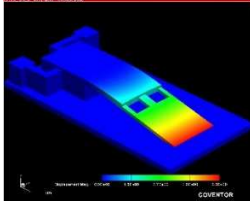
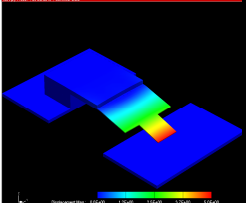
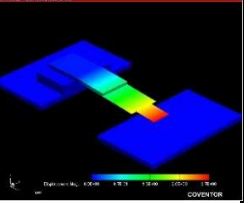
Tabla IV. 1 Propiedades de los materiales piezoeléctricos analizados

Material	PZT	KNN	AlN	PVDF
Módulo de Young E [GPa]	89	120	395	2.7
Coficiente de Poisson ν [Adimensional]	0.25	0.4	---	0.18
Densidad $\left[\frac{kg}{m^3}\right]$	7550	---	3260	1780
Coficiente piezoeléctrico d_{33} $\left[\frac{pC}{N}\right]$	593	310	5.9	-34
Coficiente piezoeléctrico d_{31} $\left[\frac{pC}{N}\right]$	-274	-123	-2	21
Tangente de pérdidas $\tan \delta$ [Adimensional]	0.017	0.04	0.0003	---
Permitividad relativa ϵ_r [Adimensional]	1470	2140	8.6	9.27

Adelantándonos al tema de simulación, en la figura se muestran cuatro simulaciones utilizando los materiales de la [Tabla IV. 1](#). Estas simulaciones se hicieron mediante CoventorWare, el cual es un software especializado para el diseño de dispositivos MEMS [42]. En la [Tabla IV. 2](#) se muestran los principales parámetros para evaluar el desempeño de un interruptor RF MEMS, como podemos notar el diseño con PZT es el que tiene las mejores características tanto electromecánicas como electrodinámicas, a excepción de la frecuencia de resonancia mecánica, la cual fue más alta para el KNN. La [Tabla IV. 2](#) también muestra parámetros electrodinámicos como lo son el aislamiento y las pérdidas de inserción, estos parámetros se simularon mediante CST Microwave Studio, el cual es un software especializado para el diseño de dispositivos de microondas [43].

Con respecto a la geometría del dispositivo, uno de los requisitos es la longitud de viga, la cual tiene que ser mayor a 300 $[\mu m]$ para cubrir la longitud de la brecha del stub. En la [Figura IV. 6](#) se muestra dos curvas de diseño de [33] para los parámetros de frecuencia de resonancia mecánica y sensibilidad (desviación de la punta por un volt de voltaje aplicado) los cuales están basados en las expresiones (IV.6) y (IV.7) y se graficaron en función de la longitud de viga del actuador unimorfo. Un aumento en la longitud del unimorfo conduce a una sensibilidad creciente, es decir, a una mayor deflexión por volt aplicado [33]. Por otro lado, un aumento de longitud de viga disminuye la frecuencia de resonancia mecánica. Por ejemplo, si se aplica un voltaje de 1 volt a una película delgada piezoeléctrica de 500 μm de largo, la punta se desviará a 34.7 μm , mientras que la frecuencia de resonancia mecánica es de 4.4 kHz. En nuestro caso, para una viga de longitud mayor a 300 μm se obtendrían sensibilidades de 17 $\left[\frac{\mu m}{V}\right]$ y una frecuencia de resonancia mecánica de 12 [kHz]. Como la viga no puede ser menor a 300 μm , la frecuencia de resonancia no podría aumentar más de 12 [kHz], aunque la sensibilidad si podría aumentar más de 17 $\left[\frac{\mu m}{V}\right]$ e implicaría un voltaje de actuación menor, siempre y cuando aumentemos la longitud de la viga.

Tabla IV. 2 Diseños simulados con diferentes materiales piezoeléctricos

Material	PZT	KNN	AlN	PVDF
				
Voltaje de actuación [V]	2	5	42	200
Deflexión máxima [μm]	6.8	5.3	4.0	2.7
Frecuencia de resonancia [kHz]	5.65	88.00	---	4.98
Aislamiento [dB] @ 10 [GHz]	-21.4	---	-21.0	---
Pérdidas de inserción [dB] @ 10 [GHz]	0.024	---	0.030	---
Factor de Calidad de Conmutación	204 018	---	---	---

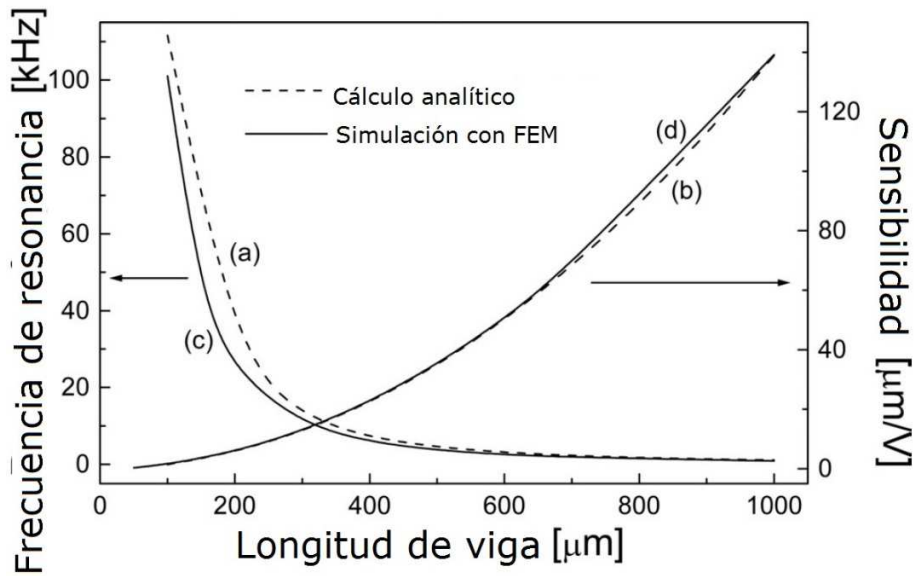


Figura IV. 6 Frecuencia de resonancia y sensibilidad con respecto a la longitud del voladizo

Otro aspecto importante en el diseño de actuadores unimorfos piezoeléctricos es la capa elástica, cuya principal función es restringir la deformación del piezoeléctrico y generar un esfuerzo de reacción que provocará la flexión de toda la estructura. Como vimos en el estado del arte, el nitruro de silicio es el material más utilizado para la capa elástica, sin embargo en este trabajo se optó por un metal, titanio, principalmente porque así evitaríamos agregar otro material al proceso de fabricación del dispositivo y además en [44] se indica que el actuador unimorfo con capa elástica de metal forma una estructura mucho más robusta que opera a una frecuencia de resonancia adecuada y se pueden producir grandes desplazamientos.

Con base en lo anterior, en la Figura IV. 7 se presenta la propuesta de diseño de un interruptor RF MEMS piezoeléctrico, que tiene como principales características:

- Mecanismo de actuación piezoeléctrico tipo unimorfo modo d_{31}
- Estructura en viga voladiza
- Tipo de contacto metal-metal
- Sustrato de cuarzo
- Conexión eléctrica en paralelo

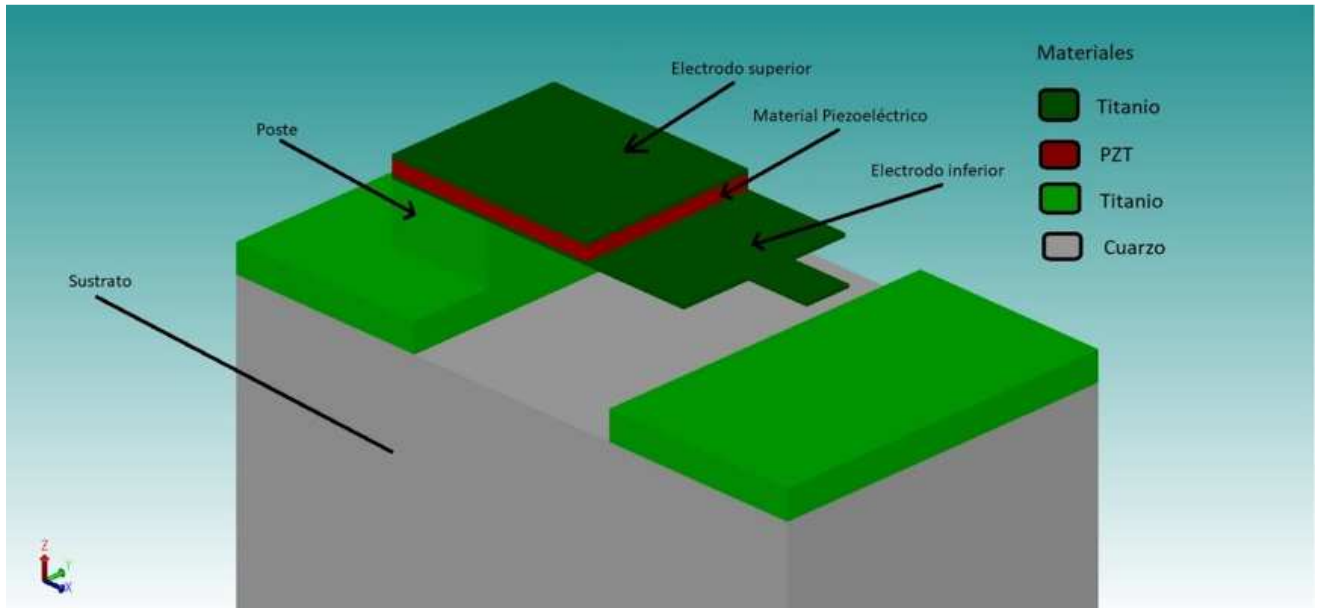


Figura IV. 7 Esquema del interruptor diseñado

Cabe señalar que el electrodo inferior tiene dos funciones, una como electrodo inferior y otra como capa elástica. El sustrato de cuarzo se eligió porque tiene buenas características en frecuencias de microondas y además resiste altas temperaturas, esto es muy importante ya que el depósito de PZT requiere de temperaturas altas para su adecuada cristalización. Observe que el material piezoeléctrico solo llega hasta la mitad de la viga, esto se debe a un diseño anterior con AlN, en el cual esta fue la geometría que obtuvo el menor voltaje de actuación. En la Tabla IV. 3 se muestran las propiedades de los materiales utilizados y las dimensiones de viga para calcular teóricamente la deflexión, la frecuencia de resonancia y el voltaje de actuación, para fines prácticos se consideró la longitud del piezoeléctrico como longitud de viga L_p .

Ahora calculemos la deflexión de la viga, anteriormente mencionamos que sí el ancho del voladizo es significativamente mayor que el espesor del soporte, es decir, $b \gg t_b$, entonces la estructura es más como una placa y el módulo de Young $E_{b,p}$ es reemplazando por $\frac{E_{b,p}}{1-\nu_{b,p}^2}$ y el coeficiente piezoeléctrico d_{31} por $d_{31}(1 + \nu_p)$, donde ν_p y ν_b son la razón de poisson de la capa piezoeléctrica y la capa elástica respectivamente. Considerando esto, ahora $E_b = 123.44 [GPa]$, $E_p = 94.93 [GPa]$ y $d_{31} = 3.425 \times 10^{-10} \left[\frac{m}{V} \right]$ son los nuevos valores. Ahora ya podemos calcular la tensión piezoeléctrica libre ε_0 , mediante la ecuación (IV.2) y suponiendo un voltaje de 2 volts, entonces queda $\varepsilon_0 = 1.03 \times 10^{-3}$, con este resultado mediante (IV.1) calculamos el momento de flexión M_b que actúa sobre la capa elástica y nos queda $M_b = 4.04 \times 10^{-11} [N \cdot m]$. Con este resultado y mediante las ecuaciones (IV.5), (IV.4) y (IV.3) obtenemos el momento equivalente M_e debida a una viga conformada por dos materiales diferentes y nos queda

$M_e = 4.3229 \times 10^{-9} [N \cdot m]$. Finalmente, sustituimos M_e , E_b , I_e y L en la ecuación (IV.6) y obtuvimos una deflexión $w = 11.33 [\mu m]$ a 2 [V] de voltaje de actuación aplicado.

Tabla IV. 3 Constantes materiales y geométricas de capa piezoeléctrica y elástica

Material	Piezoeléctrico PZT	Capa elástica Ti
Coeficiente piezoeléctrico	$d_{31} = 2.74 \times 10^{-10} \left[\frac{m}{V} \right]$	----
Módulo de Young	$E_p = 89 [GPa]$	$E_b = 110 [GPa]$
Coeficiente de Poisson	$\nu_p = 0.25$	$\nu_b = 0.33$
Densidad	$\rho_p = 7550 \left[\frac{kg}{m^3} \right]$	$\rho_b = 4506.30 \left[\frac{kg}{m^3} \right]$
Espesor	$t_p = 1 [\mu m]$	$t_b = 0.25 [\mu m]$
Dimensiones de la viga voladiza		
Ancho de viga	$b = 250 [\mu m]$	
Longitud de viga	$L_p = 150 [\mu m]$	

Para la frecuencia de resonancia mecánica, se tomó la longitud total de la viga, es decir $L_T = 380 [\mu m]$. Cabe aclarar que en los cálculos anteriores se tomó como longitud a L_p , porque el material piezoeléctrico solo actúa sobre la primera mitad de la longitud de la brecha. Con la ecuación (IV.8) obtuvimos la constante $\frac{1}{EI} = 2.3298 \times 10^{11} \left[\frac{1}{N \cdot m^2} \right]$ y la sustituimos en la ecuación (IV.7) de frecuencia de resonancia y obtuvimos $f_{rm} = 5.45 [kHz]$. Con este resultado concluimos la parte de diseño y análisis, y ahora veremos la parte de simulación.


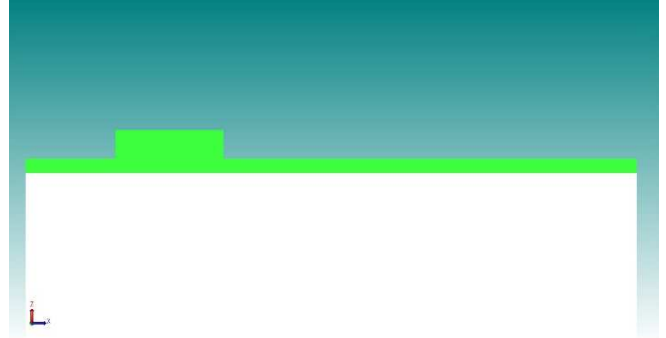
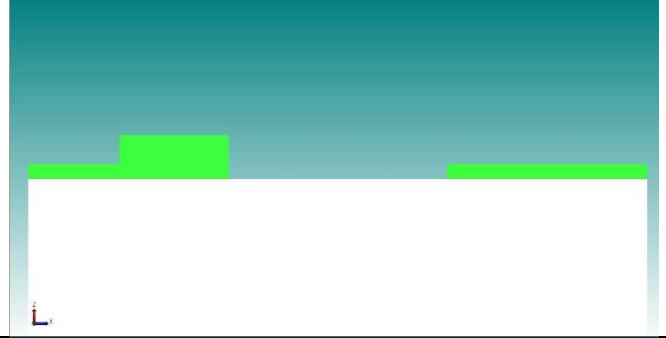
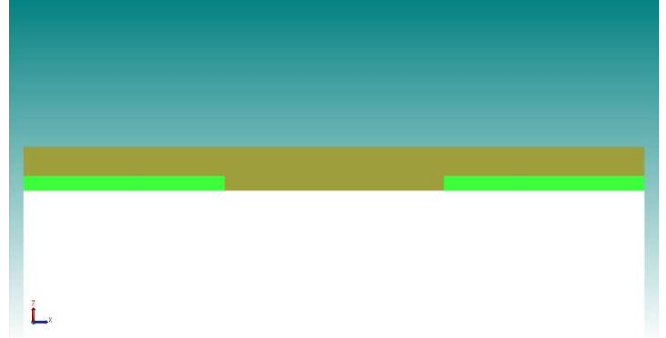
IV.3 Simulación electromecánica del Interruptor RF MEMS piezoeléctrico

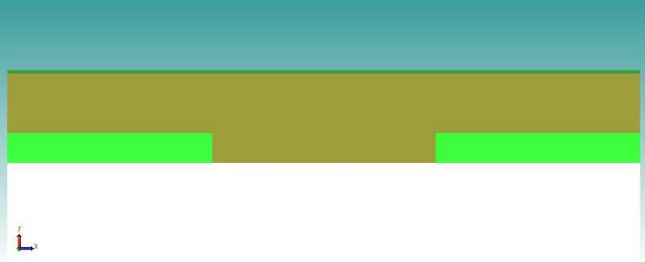
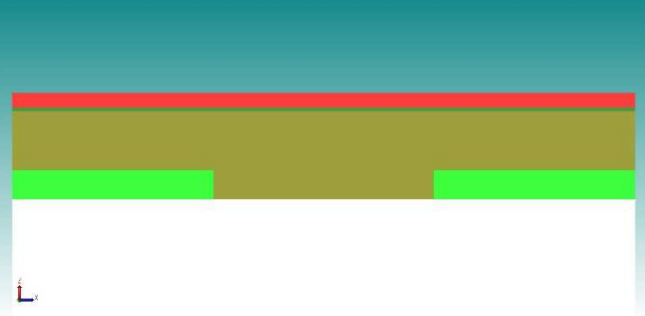
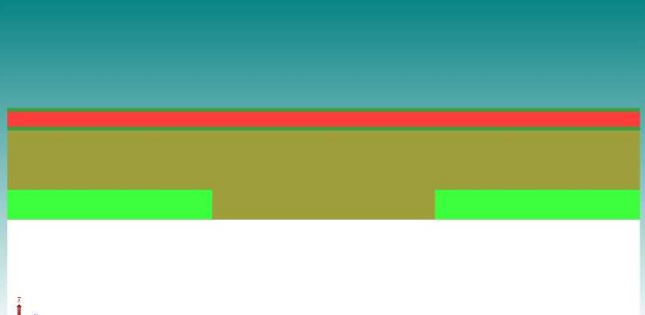
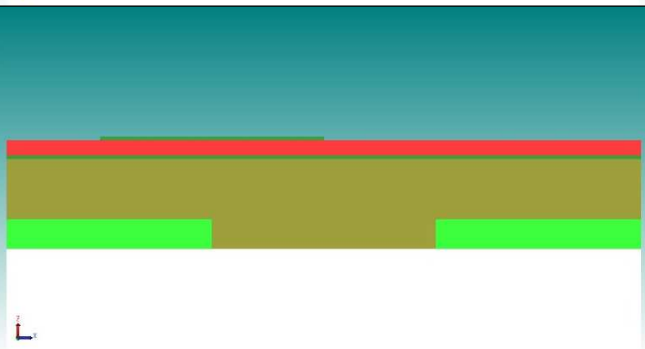
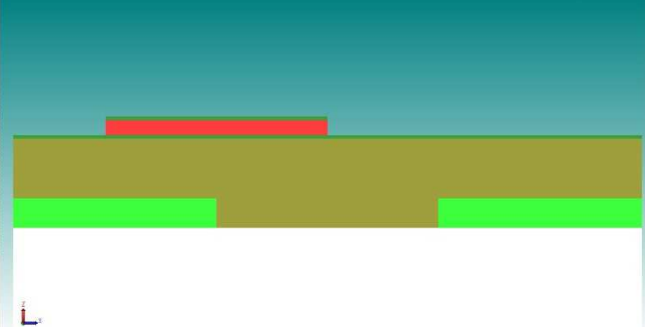
Simulación del proceso de fabricación

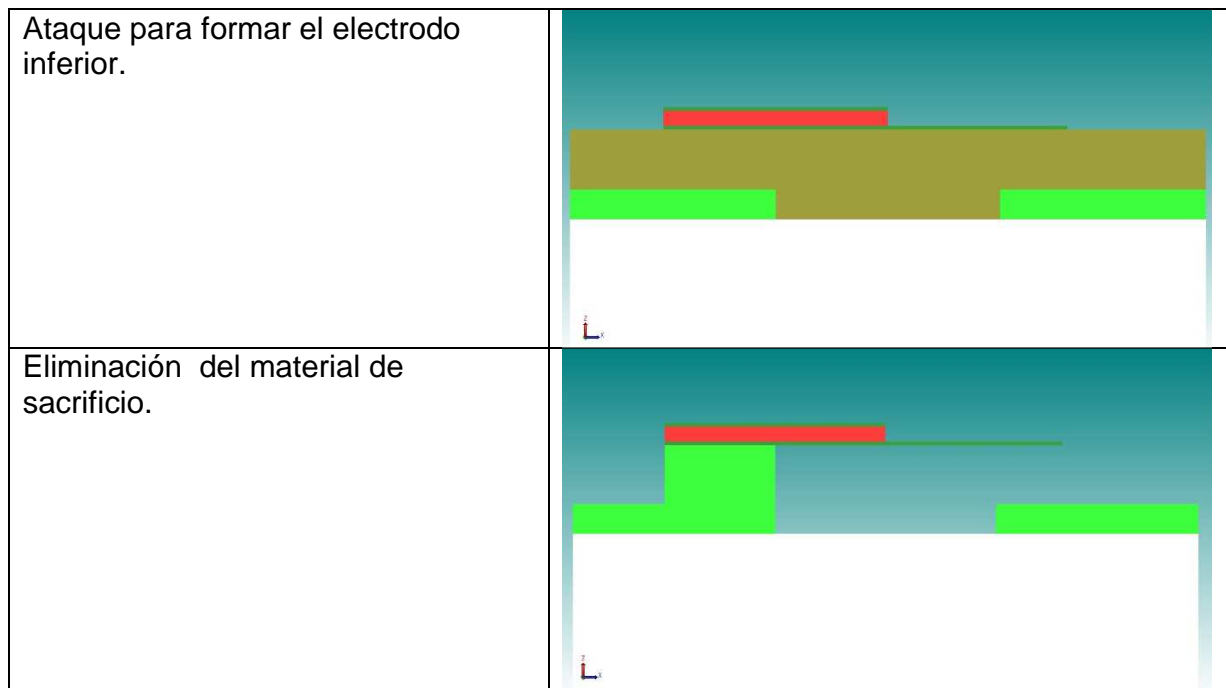
El software utilizado para la simulación electromecánica fue CoventorWare 2014. Lo primero, antes de simular nuestro dispositivo, es construir un modelo sólido en tres dimensiones, el cual, pueda ser dividido en elementos discretos con el objetivo de aplicar el método de elemento finito [42]. Para tal motivo, CoventorWare cuenta con su propio simulador de procesos, donde el usuario puede elegir y modificar los materiales que se emplearán en la construcción de su dispositivo. Además cuenta con varias librerías para simular diversos procesos físicos y químicos de depósito de materiales, también cuenta

con procesos de ataque de materiales, y cuenta con una herramienta 2D para dibujar máscaras, que se utilizan, para llevar a cabo simulaciones de procesos fotolitográficos. A continuación en la [Tabla IV. 4](#) se muestra de manera secuencial la simulación del proceso de fabricación de nuestro dispositivo.

Tabla IV. 4 Simulación del proceso de fabricación

<p>Depósito de 6 micras de titanio sobre un sustrato de cuarzo por pulverización catódica de RF.</p>	
<p>Ataque húmedo para formar poste.</p>	
<p>Segundo ataque para formar brecha.</p>	
<p>Depósito de silicio como material sacrificio.</p>	

<p>Depósito de titanio como electrodo inferior por pulverización catódica de RF.</p>	
<p>Depósito de PZT como material piezoeléctrico por pulverización catódica de RF reactiva en una atmosfera de Argón-Oxígeno.</p>	
<p>Depósito de titanio como electrodo superior por pulverización catódica de RF.</p>	
<p>Ataque húmedo para formar el electrodo superior.</p>	
<p>Ataque húmedo del material piezoeléctrico</p>	



El resultado final de este proceso de fabricación se mostró previamente en la [Figura IV. 7](#). Y ahora este modelo solido tridimensional está listo para ser simulado.

Simulación electromecánica en CoventorWare 2014

Una vez construido el modelo 3D en CoventorWare debemos mallarlo, mallar significa que la geometría de la estructura debe reducirse a un grupo de simples bloques o ladrillos de elementos finitos, esto es necesario, debido a que CoventorWare requiere la presentación de la estructura en tal forma para poder utilizar el método de análisis de elementos finitos. En la [Figura IV. 8](#) se muestra la estructura mallada, en la cual, se omite el sustrato de cuarzo debido a que no influye en la parte mecánica del interruptor y además incluirlo resultaría en tiempos de simulación más prolongados.

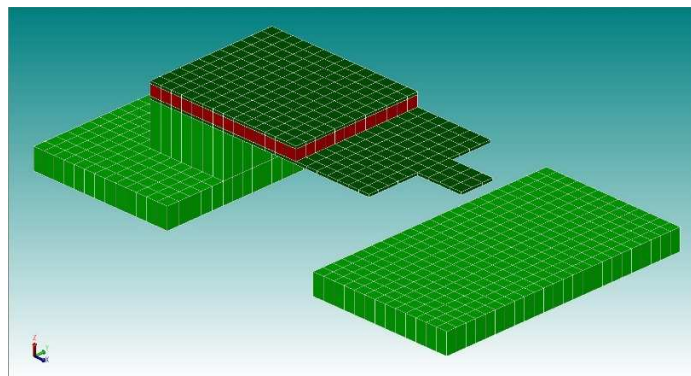


Figura IV. 8 Estructura 3D con mallado tipo Manhattan

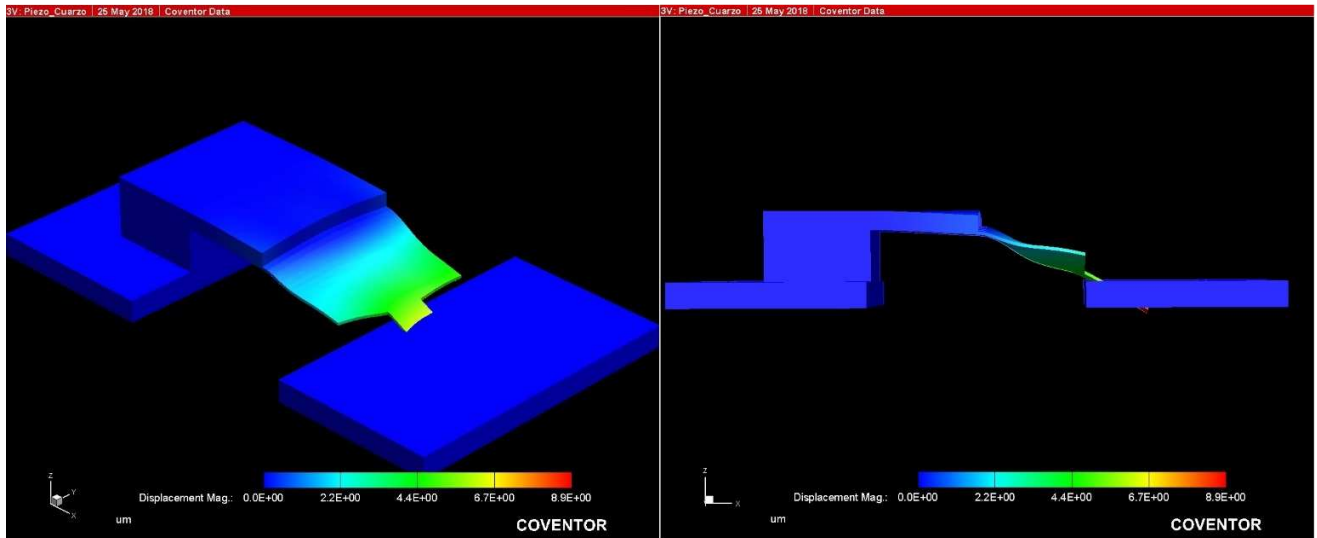


Figura IV. 9 Resultados de la simulación electromecánica en CoventorWare

La primera simulación realizada del modelo 3D del interruptor RF MEMS diseñado fue el voltaje de actuación. Para ello, se configuró a CoventorWare para aplicar una diferencia de potencial entre los electrodos de actuación y medir la deflexión de la viga en un intervalo de 0 a 5 [V], incrementando la diferencia de potencial de 1 [V] en 1 [V]. En la [Figura IV. 9](#) se muestran los resultados obtenidos de la simulación en CoventorWare.

Como podemos ver en la [Figura IV. 9](#) cuando polarizamos a 3 [V] a nuestro material piezoeléctrico, la viga tiene una deflexión máxima de 8.9 [μm], la cual, es más que suficiente porque la distancia necesaria es de 4 [μm].

Para que estos resultados sean confiables y precisos debemos tomar en cuenta la cantidad de mallado o cantidad de bloques de elementos finitos porque determina que tan correctos son los resultados obtenidos por la simulación. Si se define un mallado muy pobre, lo más probable es que los resultados sean poco precisos o incluso erróneos. En el caso opuesto, si se define un mallado excesivo, es más factible llegar a resultados correctos, pero a expensas de tiempos de simulación demasiado prolongados [42].

Una manera simple y rápida para obtener resultados confiables es aumentando el mallado progresivamente hasta observar que los resultados ya no varían significativamente, en la [Figura IV. 10](#) se muestra el aumento de mallado del modelo 3D, para asegurarnos de que los resultados obtenidos fueran confiables.

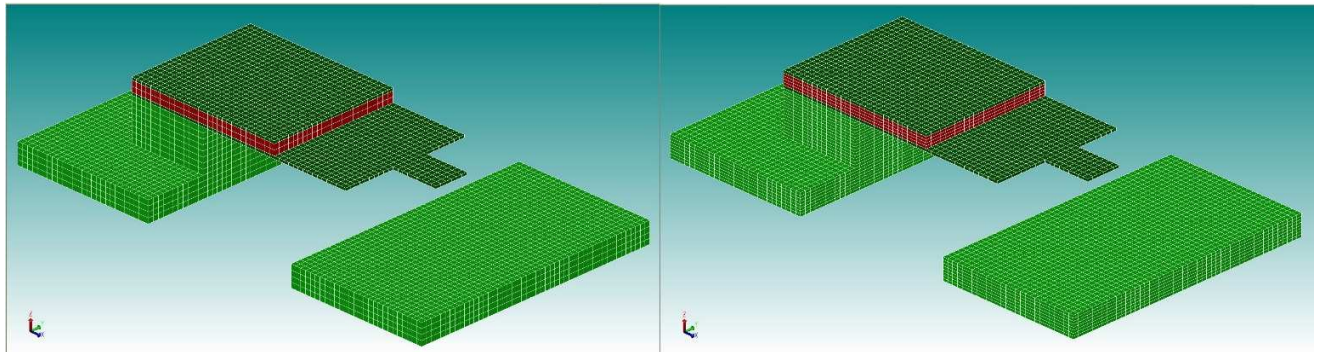


Figura IV. 10 Aumento de mallado del Modelo 3D del interruptor

Los resultados obtenidos con el aumento de mallado se muestran en la Figura IV. 11 se puede ver que el voltaje de actuación fue de 2V y la deflexión máxima fue de $6.8 \mu\text{m}$. Estos resultados se deben a que el coeficiente piezoeléctrico del PZT es muy alto a comparación de otros materiales piezoeléctricos, cabe señalar que anteriormente se habían simulado otros materiales piezoeléctricos como el AlN, el KNN y el PVDF. Los resultados obtenidos con estos materiales muestran voltajes de actuación muy altos debido a sus pobres coeficientes piezoeléctricos. Solo el KNN tiene buenas características.

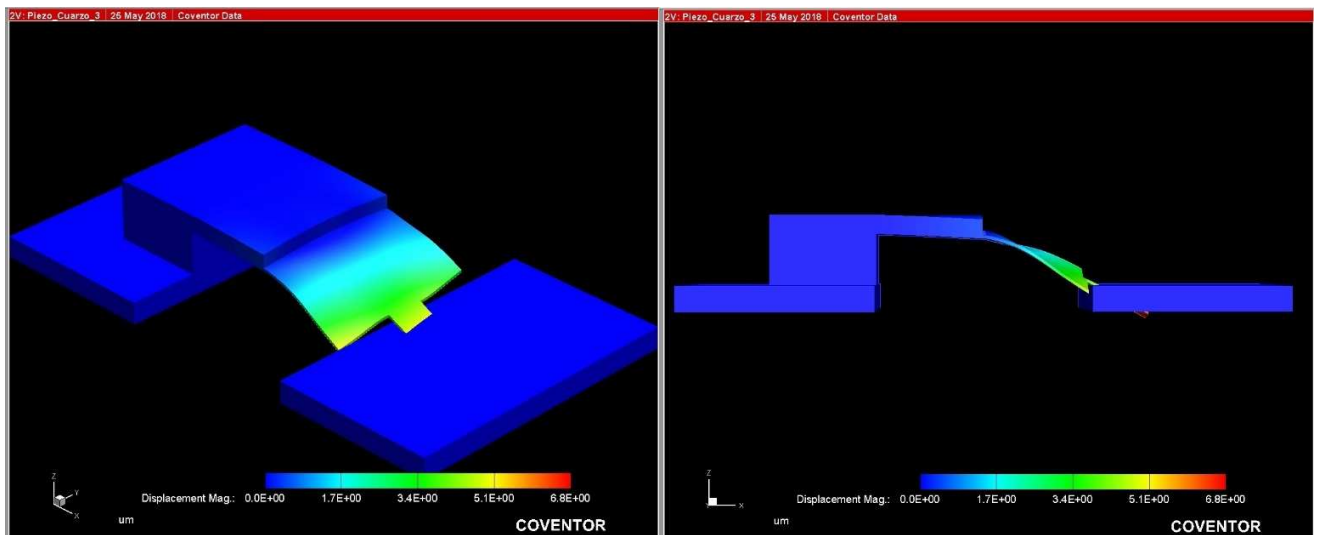


Figura IV. 11 Simulación electromecánica con aumento de mallado

IV.4 Resultados del análisis electromecánico

Finalmente en la [Tabla IV. 5](#) se muestran los resultados teóricos y simulados del interruptor RF MEMS piezoeléctrico propuesto. Los voltajes de actuación teórico y simulado son iguales debido a que con 2 [V] se cumple una deflexión mayor a 4 [μm], con respecto a la deflexión, el valor teórico es aproximadamente el doble que el simulado, con respecto a la frecuencia de resonancia los valores tanto teóricos como simulados son muy parecidos. Por lo tanto, las expresiones teóricas son muy buenas aproximaciones, si tomamos en cuenta que el diseño final difiere de la forma de viga rectangular.

Tabla IV. 6 Resultados electromecánicos teóricos y simulados

	Resultados teóricos	Resultados simulados
Voltaje de actuación	$V_T = 2[V]$	$V_S = 2[V]$
Deflexión	$w_T = 11.33 [\mu\text{m}]$	$w_S = 6.8 [\mu\text{m}]$
Frecuencia de resonancia mecánica	$f_T = 5.45 [kHz]$	$f_S = 5.65 [kHz]$

IV.5 Conclusiones

Los principales parámetros para describir a los actuadores unimorfos son: El voltaje de actuación, desviación de punta de la viga y la frecuencia de resonancia. Estos parámetros dependen de las dimensiones geométricas del actuador, los espesores de los materiales y las propiedades físicas de los materiales. Con respecto a los materiales, la capa piezoeléctrica desempeña un papel fundamental ya que la deflexión es directamente proporcional al coeficiente piezoeléctrico d_{31} .

Gran parte del diseño de un interruptor RF MEMS depende de la aplicación y el lugar donde será colocado. En nuestro caso, el objetivo es integrar monolíticamente un interruptor RF MEMS piezoeléctrico a un desplazador de fase tipo espirafase. Dado que, el funcionamiento de este dispositivo depende de los elementos conmutadores. Y además, las pérdidas en el desplazador también dependen de los elementos de conmutación. Se diseñó un actuador unimorfo tipo d_{31} tomando en cuenta las propiedades de los materiales y la geometría del dispositivo. Se obtuvo un bajo voltaje de actuación, el cual es mucho menor al de los interruptores RF MEMS electrostáticos. La deflexión del actuador tanto teórica como simulada fue mayor a 4 [μm] y la frecuencia de resonancia mecánica teórica fue de 5.45 [kHz] y 5.65 [kHz] simulada. Estos resultados fueron los esperados de acuerdo al estado del arte y a las expresiones matemáticas utilizadas, y demuestran el potencial de estos dispositivos para mejorar el desempeño de los desplazadores de fase tipo espirafase.

Capítulo V: Análisis y simulación electrodinámica

V.1 Factor de calidad de conmutación

El factor de calidad de conmutación es una figura de mérito que caracteriza el desempeño de cualquier dispositivo de conmutación, sin importar su naturaleza o principio de operación. Este parámetro fue propuesto en [22] como una mejor alternativa para describir el comportamiento de dispositivos de conmutación en el intervalo de frecuencias de microondas.

Un dispositivo de conmutación o interruptor se puede considerar como una red de un puerto capaz de cambiar entre dos estados diferentes. Estos estados se caracterizan mediante un par de impedancias como se muestra en la [Figura V. 1](#).

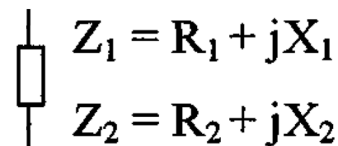


Figura V. 1 Cualquier dispositivo de conmutación se puede describir mediante un par de impedancias Z_1 y Z_2

Si se utilizan las impedancias Z_1 y Z_2 como cargas de una red de dos puertos, recíproca y sin pérdidas (ver [Figura V. 2](#)), entonces en el puerto de entrada de dicha red veríamos las impedancias de entrada $Z_1^{(in)}$ y $Z_2^{(in)}$, definidas por las ecuaciones (V.1) y (V.2):

$$Z_1^{(in)} = R_1^{(in)} + jX_1^{(in)} \tag{V.1}$$

$$Z_2^{(in)} = R_2^{(in)} + jX_2^{(in)} \tag{V.2}$$

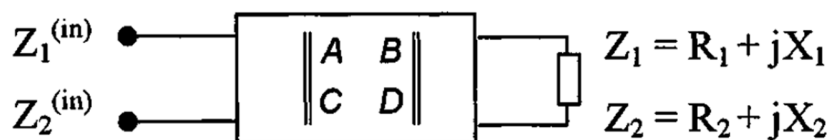


Figura V. 2 Dispositivo de conmutación conectado a una red de dos puertos recíproca y sin pérdidas

El par de impedancias del dispositivo de conmutación debe ser transformado por la red de tal manera que proporcione una máxima influencia en el circuito de microondas formado por la propia red de transformación y el dispositivo de conmutación [22], además, esta red debe tomar en cuenta los dos estados del dispositivo, que de manera ideal en un primer estado no permitiría el paso de señal de RF y reflejaría la señal en su totalidad, en el segundo estado el dispositivo transmitiría la señal de RF sin sufrir pérdidas.

La red de transformación está definida por su matriz ABCD:

$$A = a$$

$$B = jb$$

$$C = jc$$

$$D = d$$

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

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

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

$$X_1^{(in)} = X_2^{(in)} = 0 \tag{V.4}$$

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

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

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

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

El valor de k obtenido por [21] está dado por la ecuación (V.8)

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

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

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

V.2 Simulación electrodinámica en CST Microwave Studio

Para poder obtener el factor de calidad de conmutación de nuestro interruptor RF MEMS necesitamos calcular primero el par de impedancias que caracterizan los dos estados del interruptor (interruptor abierto e interruptor cerrado), para ello recurrimos a software especializado (CST Microwave Studio) capaz de simular los campos electromagnéticos producidos por estructuras tridimensionales arbitrarias. Para simular estos campos electromagnéticos CST Microwave Studio utiliza las ecuaciones de Maxwell de forma discreta utilizando el algoritmo de integración finita (FIT), aplicable en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia [43].

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

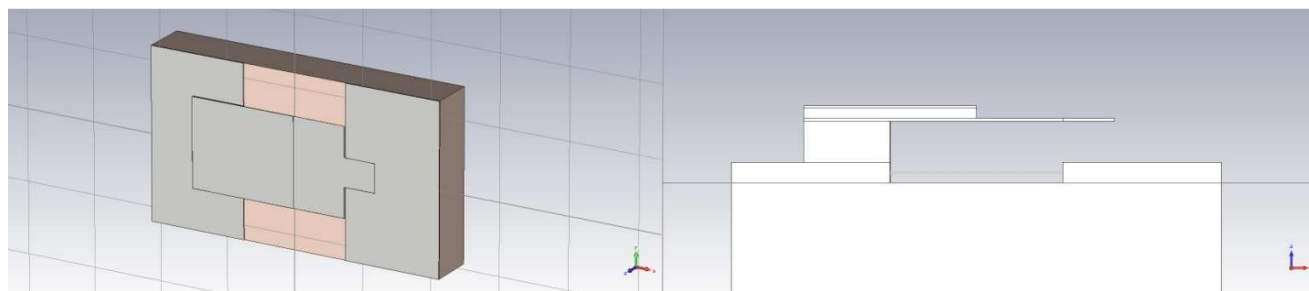


Figura V. 3 Modelo 3D en CST Microwave Studio del interruptor RF MEMS en estado abierto

Una vez que tenemos la estructura tridimensional de nuestro interruptor necesitamos encontrar su impedancia en ése estado. Para ello, en CST Microwave Studio colocamos un puerto discreto en la zona de interés, donde el interruptor ejerce mayor influencia. En la Figura V. 4 se muestra la ubicación del puerto discreto, el cual se extiende a lo largo de la ranura.

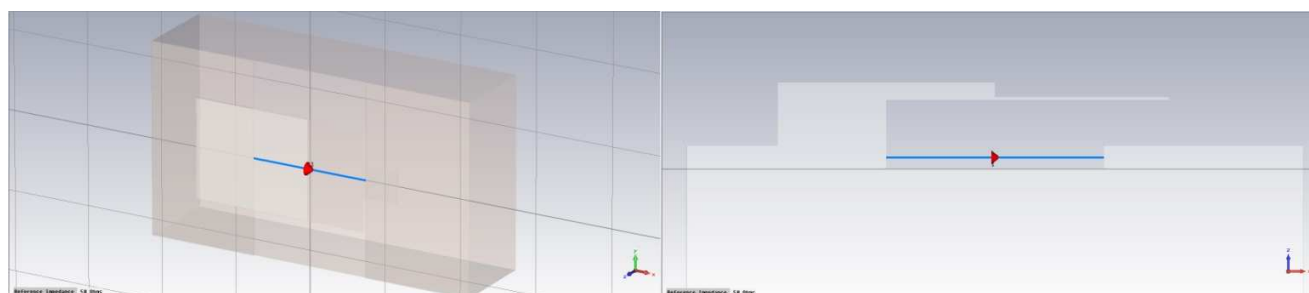


Figura V. 4 Ubicación del puerto discreto en CST Microwave Studio para caracterizar el estado del interruptor

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

Como podemos observar en la Figura V. 5 la impedancia asociada al estado abierto del interruptor es capacitiva (la parte imaginaria es negativa) y a medida que aumenta la frecuencia su impedancia se vuelve menos capacitiva, es decir, la parte negativa de su impedancia se hace más positiva.

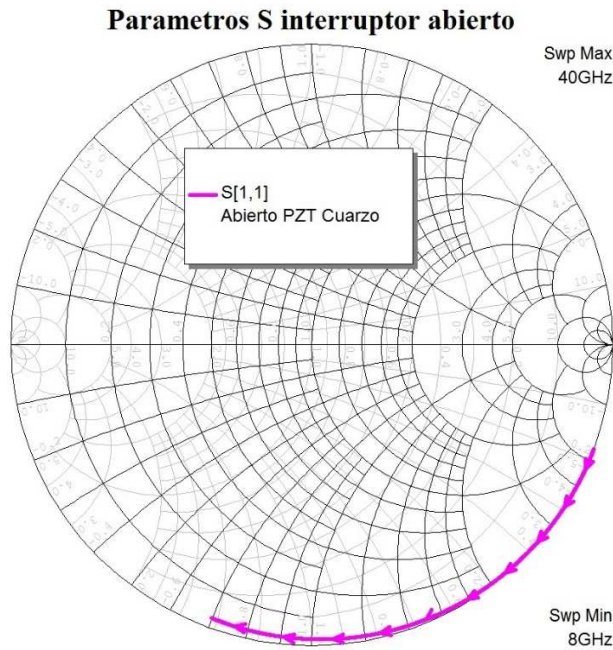


Figura V. 5 Resultados de la simulación en CST Microwave Studio del interruptor en estado abierto

Para poder hacer el cálculo del factor de calidad de conmutación, además de tener los datos de impedancia en estado abierto, necesitamos los datos de impedancia del interruptor en estado cerrado. Para ello, nuevamente construimos la estructura de nuestro interruptor en CST Microwave Studio, pero en su estado de interruptor cerrado, es decir, con voltaje de actuación aplicado. Después mediante un puerto discreto medimos los parámetros S de dispersión, habiendo obtenido los parámetros de dispersión en CST Microwave Studio podemos convertir los parámetros de dispersión a parámetros Z . En la [Figura V. 6](#) se muestra la estructura construida y la posición del puerto discreto para realizar la simulación del interruptor en estado cerrado.

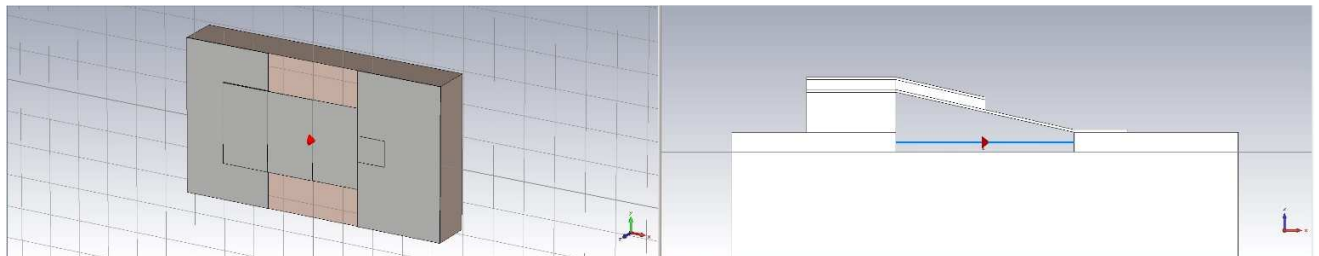


Figura V. 6 Simulación electrodinámica en estado cerrado

En la [Figura V. 7](#) se presentan los resultados de la simulación de CST Microwave Studio en la carta Smith de los parámetros S del interruptor en estado cerrado en un intervalo de frecuencias de 8 a 40 GHz. Como podemos observar la [Figura V. 7](#) muestra que el comportamiento del interruptor en estado cerrado es inductivo (la parte imaginaria de su impedancia es positiva) y a medida que aumenta la frecuencia su impedancia incrementa.

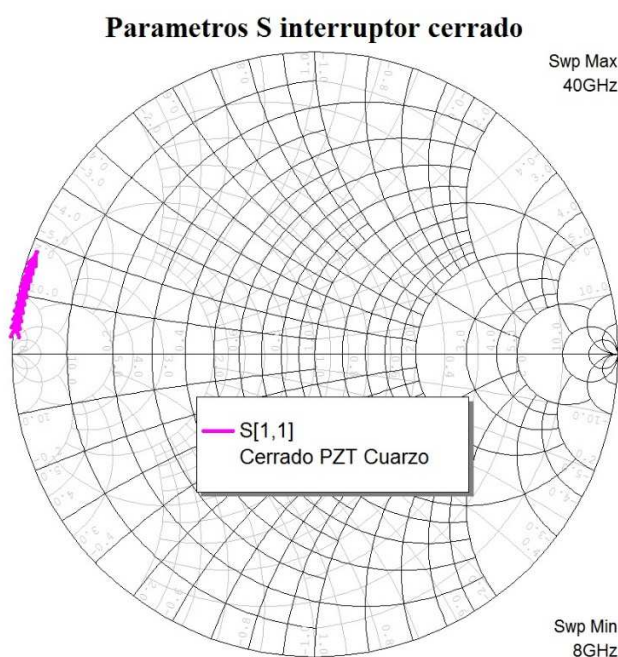


Figura V. 7 Resultados de la simulación en CST Microwave Studio del interruptor en estado abierto

V.3 Circuito equivalente

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

El circuito equivalente de un interruptor RF MEMS depende en gran medida de cómo es conectado en la estructura donde va a ser usado. En este caso, el interruptor RF MEMS diseñado se conectó en paralelo con la ranura que forma parte de un *stub* radial de un desplazador de fase. Esta ranura puede ser considerada como una línea de transmisión de tipo ranurada. En la [Figura V. 8](#) se muestra la conexión de nuestro interruptor y su circuito equivalente correspondiente.

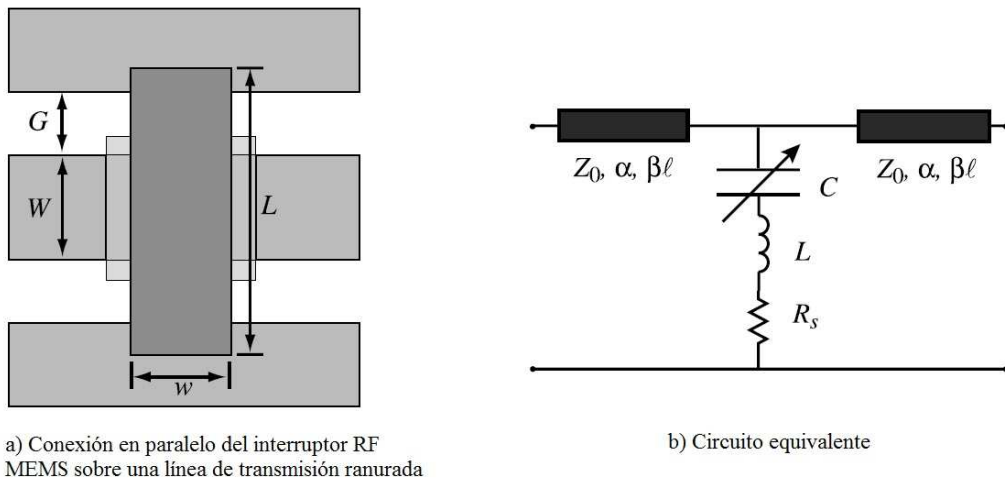


Figura V. 8 Modelo del interruptor RF MEMS.

El modelo de la Figura V. 8 es uno de los más simples y utilizados, sin embargo existen otros modelos. Por ejemplo, en el artículo [38] se propone un modelo mucho más complejo que podemos ver en la Figura V. 9, este modelo incluye las líneas de transmisión coplanar en el circuito equivalente.

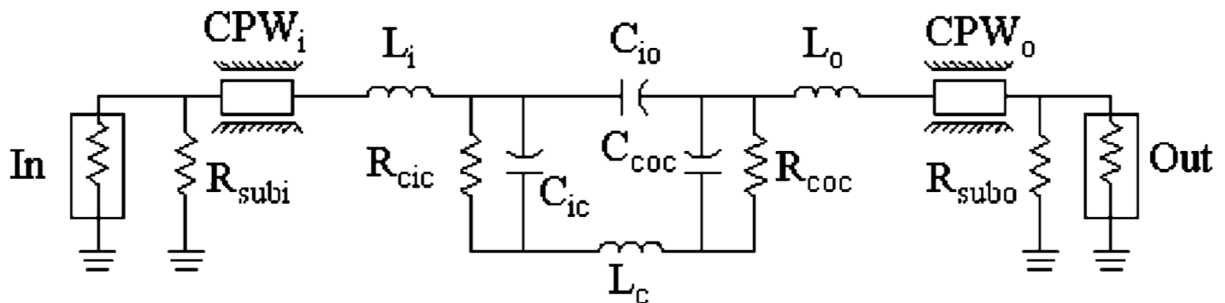


Figura V. 9 Circuito equivalente de un interruptor RF MEMS piezoeléctrico de [38]

Cabe aclarar que hay dos circuitos equivalentes, uno para el estado abierto y otro para el estado cerrado. En los dos modelos presentados, para pasar de un estado abierto a un estado cerrado, únicamente se modifican los valores de los elementos. En la siguiente sección se presentaran los circuitos equivalentes de nuestro interruptor a partir de los resultados de las simulaciones de CST Microwave Studio.

Circuito equivalente de la línea ranurada

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

Con CST Microwave Studio simulamos la estructura sin el interruptor en un intervalo de frecuencias de 8 a 40 GHz y medimos sus parámetros S mediante un puerto discreto. En la [Figura V. 10](#) se muestra la ranura y la ubicación del puerto discreto.

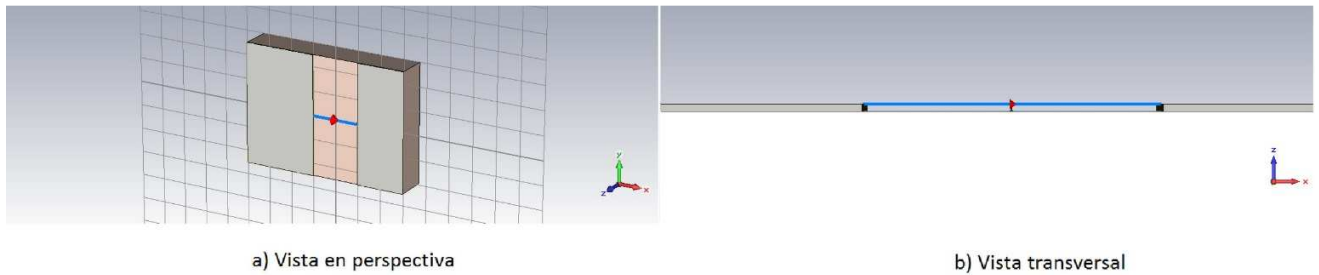


Figura V. 10 Simulación en CST Microwave Studio de la estructura ranurada sin el interruptor

Un circuito propuesto para esta estructura se muestra en la [Figura V. 11](#), el capacitor modela las dos placas sobre el dieléctrico (ranura), la resistencia modela las pérdidas y el inductor los efectos inductivos de la línea de transmisión. Los valores de los elementos del circuito se ajustaron con la ayuda de software especializado de tal manera que convergieran con los resultados de CST Microwave Studio.

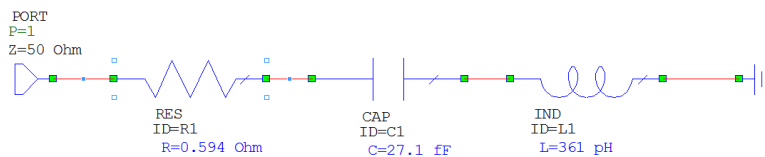


Figura V. 11 Modelo eléctrico de la estructura ranurada

En la [Figura V. 12](#) se trazaron las gráficas de los parámetros S y Z del circuito equivalente de la ranura y la simulación realizadas con CST Microwave Studio. Ahora, con el circuito equivalente de la ranura podemos encontrar de manera más precisa los parámetros correspondientes al circuito equivalente del interruptor RF MEMS diseñado.

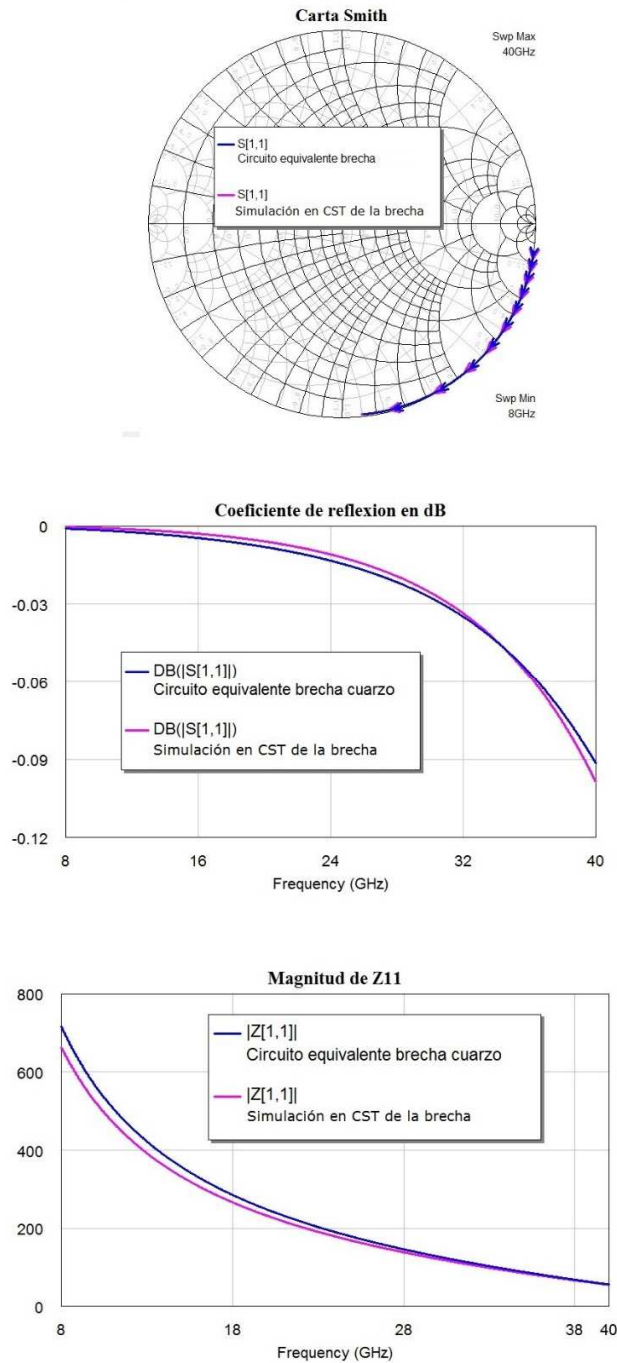


Figura V. 12 Ajuste del circuito equivalente de la ranura

Circuito equivalente para el estado abierto

Con el circuito equivalente de la ranura y la simulación del interruptor en estado abierto podemos encontrar el circuito equivalente en estado abierto de nuestro interruptor. Siguiendo el mismo procedimiento graficamos los datos de CST Microwave Studio y planteamos un modelo eléctrico del interruptor RF MEMS, después ajustamos los valores de los elementos del circuito hasta que converja con los resultados de CST Microwave Studio.

El modelo propuesto para el interruptor RF MEMS en estado abierto se basa en el modelo planteado en [45], el cual consiste en un circuito LCR serie con una mayor influencia del efecto capacitivo. Partiendo de este modelo, se conectó el circuito LCR serie en paralelo con el circuito equivalente de la ranura. Se ajustaron los valores del circuito LCR serie mediante software especializado hasta que convergieran con los resultados de CST Microwave Studio. En la [Figura V. 13](#) se muestra el circuito equivalente en estado abierto conectado en paralelo con el circuito equivalente de la ranura con los valores ajustados.

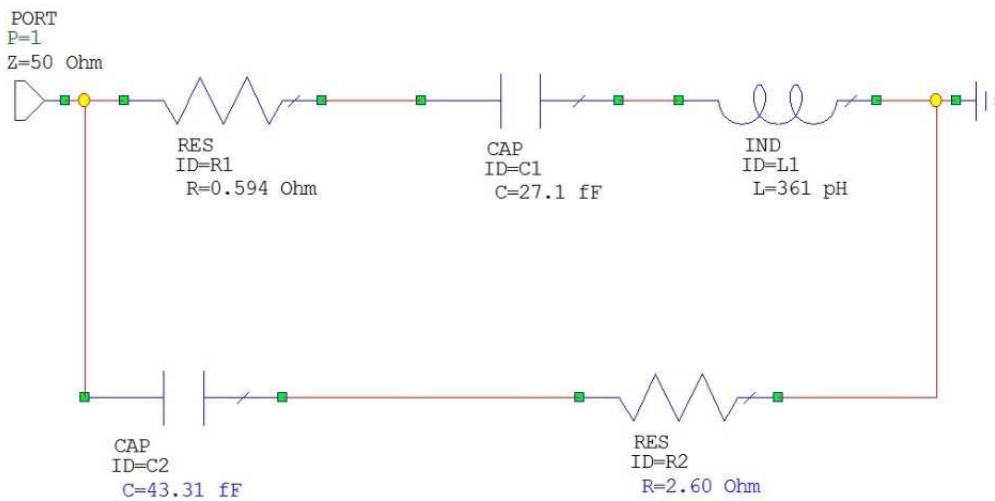


Figura V. 13 Circuito equivalente en estado abierto

En la [Figura V. 14](#) se muestran las gráficas de los parámetros S y Z de las simulaciones en CST Microwave Studio, así como la gráfica de ajuste del circuito equivalente en estado abierto del interruptor.

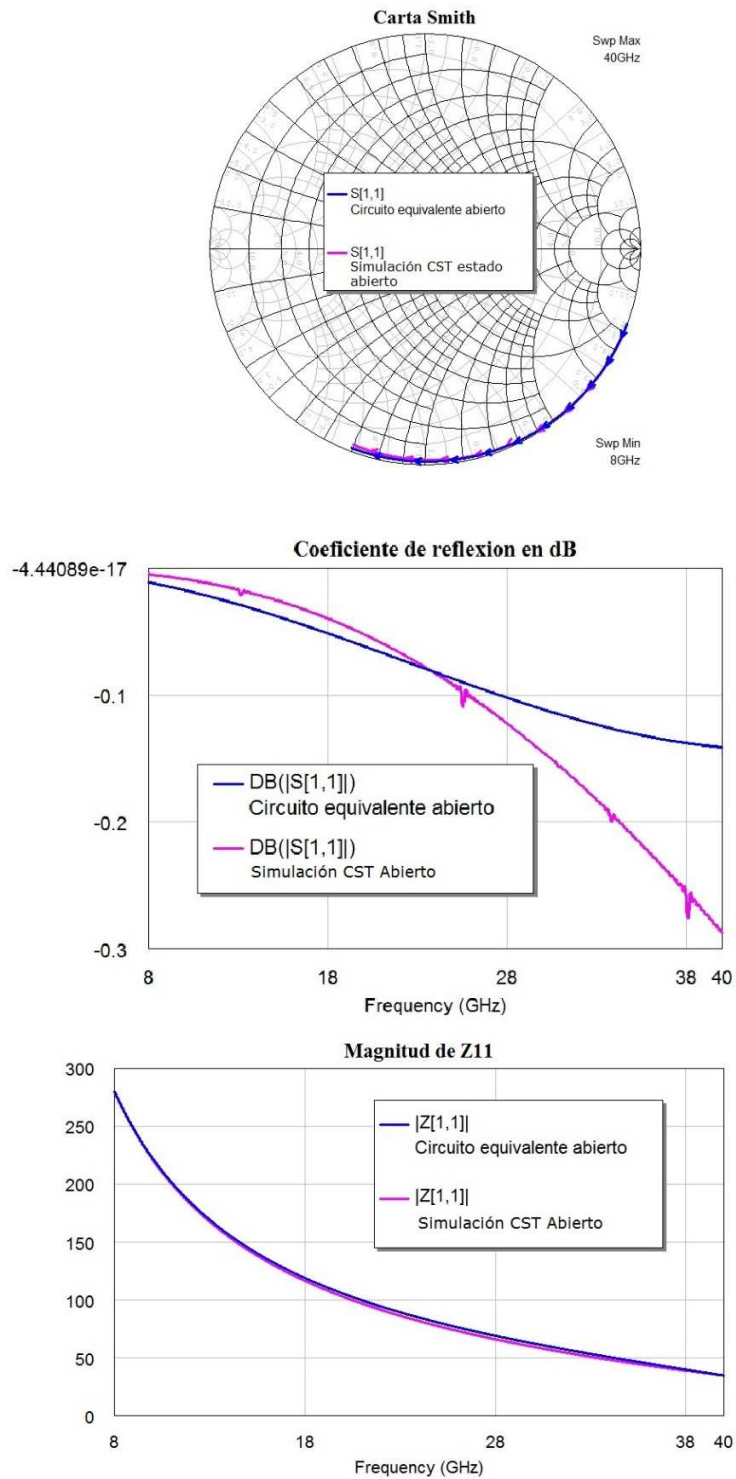


Figura V. 15 Ajuste del circuito equivalente en estado abierto

Circuito equivalente en estado cerrado

Para encontrar el circuito equivalente del interruptor en estado cerrado nuevamente utilizamos los datos de la simulación de CST Microwave Studio, pero de la simulación del estado cerrado del interruptor y el circuito equivalente de la estructura ranurada. En este caso el efecto inductivo predomina, por lo cual, se pudo deprecia la capacitancia del modelo anterior y solamente incluir un inductor y un resistor en el modelo. En la [Figura V. 16](#) se muestra el circuito equivalente en estado cerrado ajustado mediante software especializado.

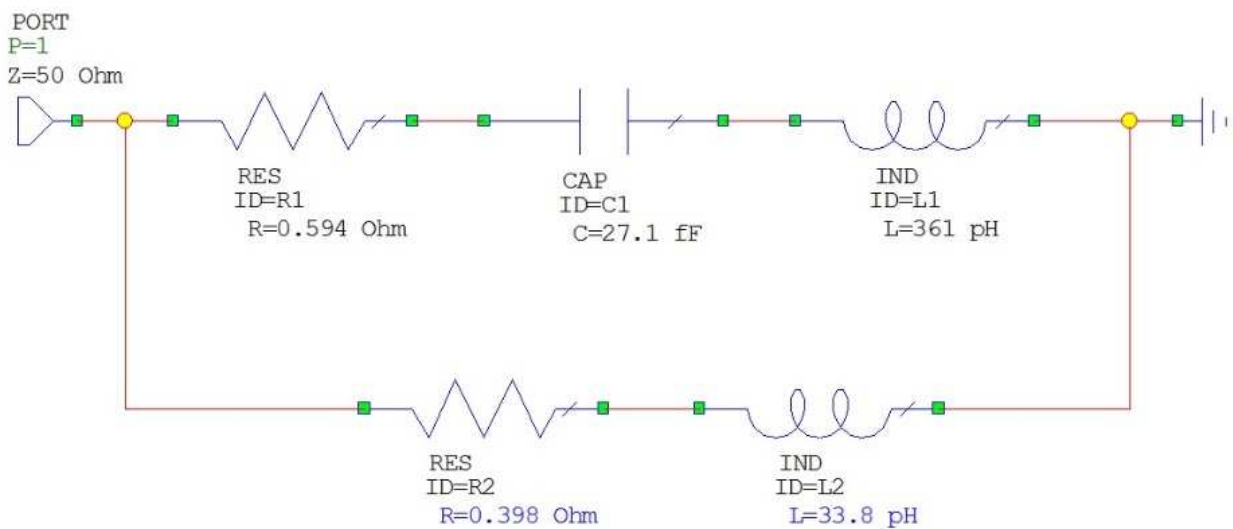


Figura V. 16 Circuito equivalente en estado cerrado

En la [Figura V. 17](#) se muestran los parámetros S y Z del circuito equivalente en estado cerrado, y de la misma forma se ajustaron los valores del circuito de acuerdo a las simulaciones de CST Microwave Studio.

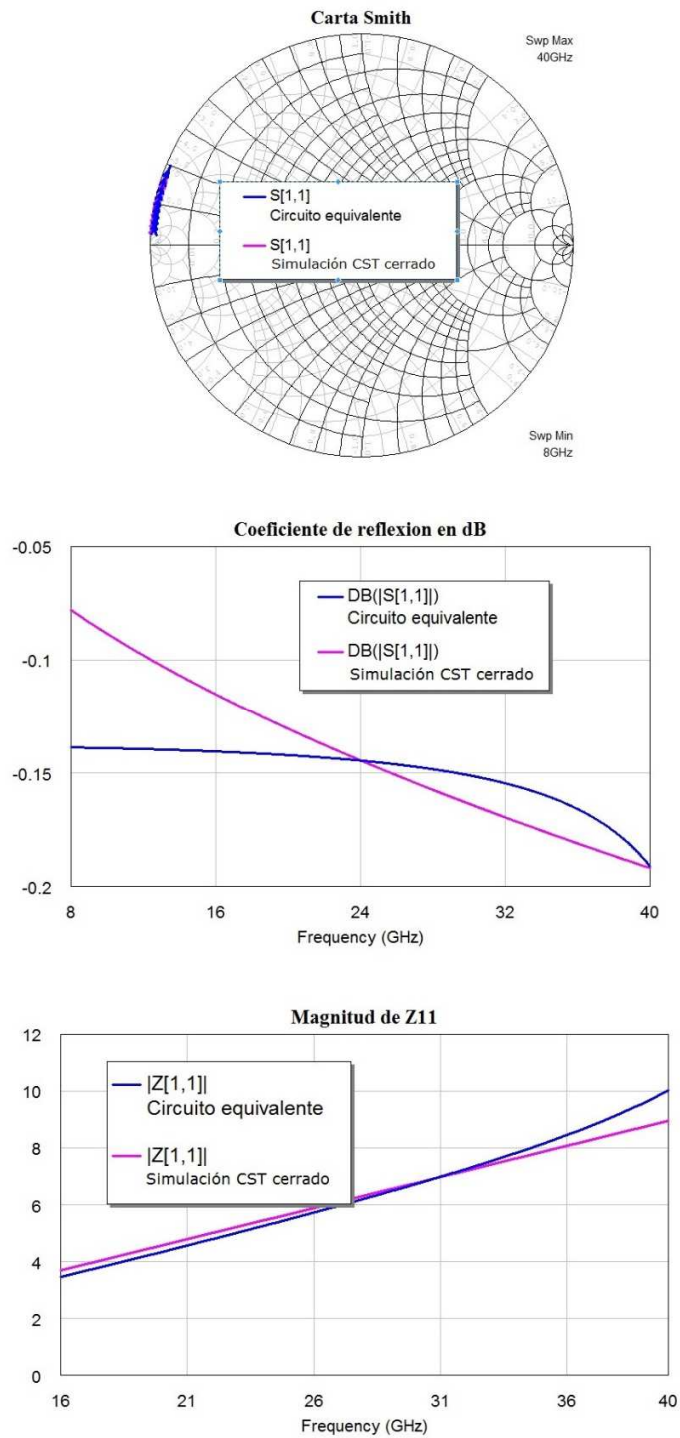


Figura V. 18 Ajuste del circuito equivalente en estado cerrado

Factor de calidad de conmutación del interruptor

Con los datos de impedancia del interruptor en estado abierto y cerrado podemos emplear la ecuación (V.9) para hacer el cálculo del factor de calidad de conmutación, donde $Z_1 = R_1 + jX_1$ y $Z_2 = R_2 + jX_2$ son las impedancias en estado abierto y cerrado respectivamente. Con la ayuda de un software de hoja de cálculo importamos los datos obtenidos por CST Microwave Studio y calculamos el factor de calidad de conmutación de nuestro interruptor. En la gráfica de la [Figura V. 19](#) se presenta los resultados obtenidos.

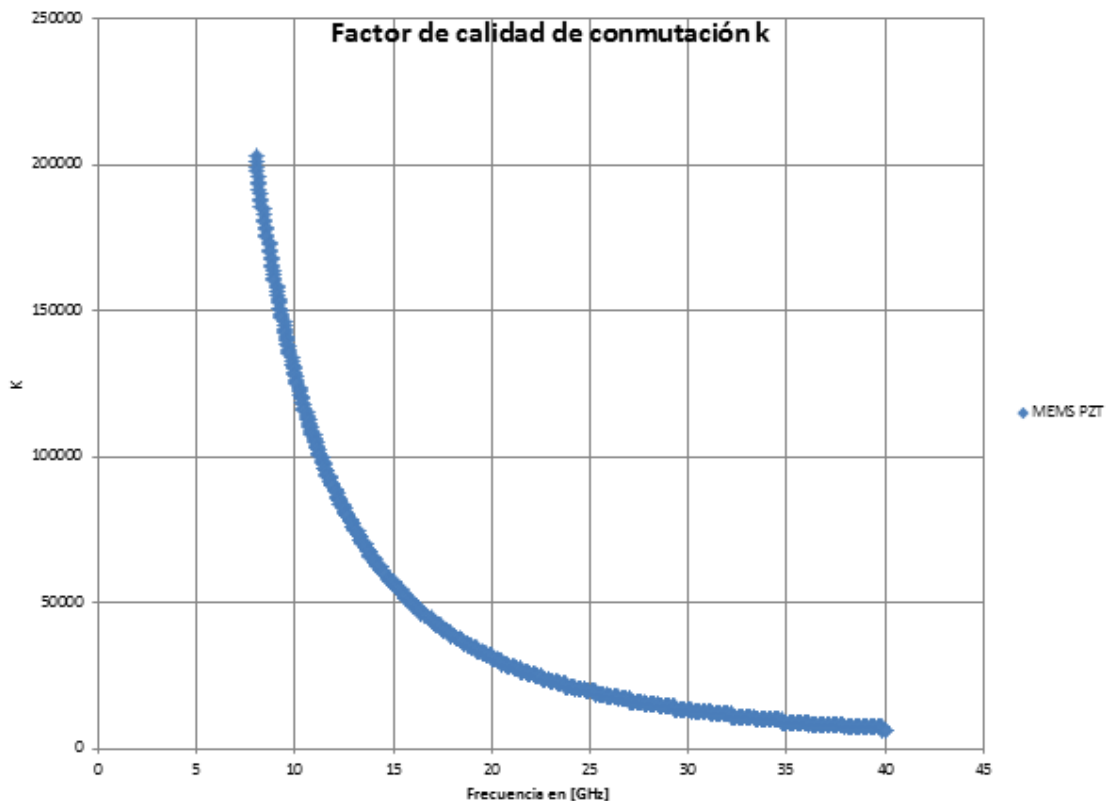


Figura V. 19 Factor de calidad de conmutación

La [Figura V. 19](#) muestra que el interruptor alcanza un valor de $k = 200,018$ a una frecuencia de 8 GHz y decrece exponencialmente a un valor de $k = 6,740$ a una frecuencia de 40 GHz, estos resultados indican que el interruptor diseñado posee un muy alto factor de calidad de conmutación ($k \gg 1000$), adecuado para aplicaciones prácticas en microondas [22].

V.4 Parámetros S del interruptor diseñado

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

En la [Figura V. 20](#) se muestra el circuito de microondas para obtener los parámetros S de nuestro interruptor. Este circuito consiste en dos segmentos de línea de transmisión conectados en paralelo con el circuito equivalente del interruptor, los segmentos de línea de transmisión están acoplados a la entrada y a la salida. De esta manera podemos encontrar los parámetros S del interruptor. Entre los elementos que conforman la matriz S del interruptor, los de mayor interés son el elemento S_{11} (coeficiente de reflexión), el cual, determina las pérdidas de retorno cuando el interruptor se encuentra en estado de conducción de señal, el elemento S_{21} (coeficiente de transmisión), representa las pérdidas de inserción cuando el interruptor se encuentra en estado de transmisión de señal, y el aislamiento cuando el interruptor está en estado de no conducción. Estos parámetros son figuras de mérito que nos dicen que tan buen desempeño tiene el interruptor.

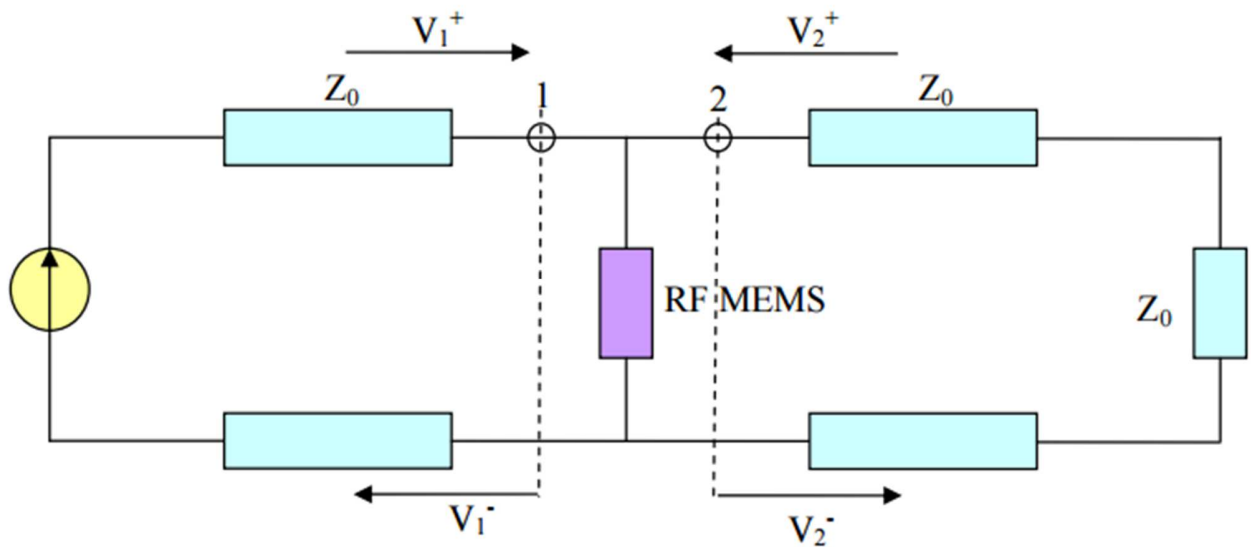


Figura V. 20 Circuito de microondas para encontrar los parámetros S del interruptor

Aislamiento

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

El estado en el que nuestro interruptor presenta la impedancia más cercana a cero es en el estado cerrado (con voltaje de actuación aplicado). Como nuestro interruptor no alcanza un estado ideal de impedancia cero, la señal que incide en el puerto de entrada no se reflejara totalmente y una parte de señal alcanzara cruzar del puerto de entrada al puerto de salida. Mediante software especializado podemos simular el circuito de la Figura V. 21 colocando puertos de entrada en ambos lados del interruptor, entonces, para medir el aislamiento (parámetros S_{21} y S_{12}) del interruptor utilizamos el circuito equivalente del interruptor en estado cerrado. En la Figura V. 23 se muestra el circuito simulado para obtener el aislamiento, la resistencia R_1 no forma parte del circuito equivalente y solamente se colocó porque no se pueden interconectar puertos entre sí, además el valor de R_1 es tan pequeño que no afecta la medición del aislamiento.

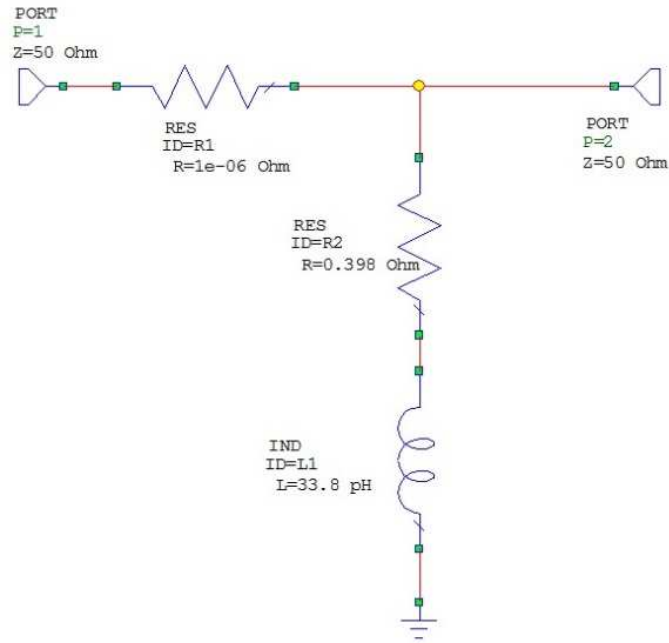


Figura V. 22 Circuito simulado para obtener el aislamiento del interruptor

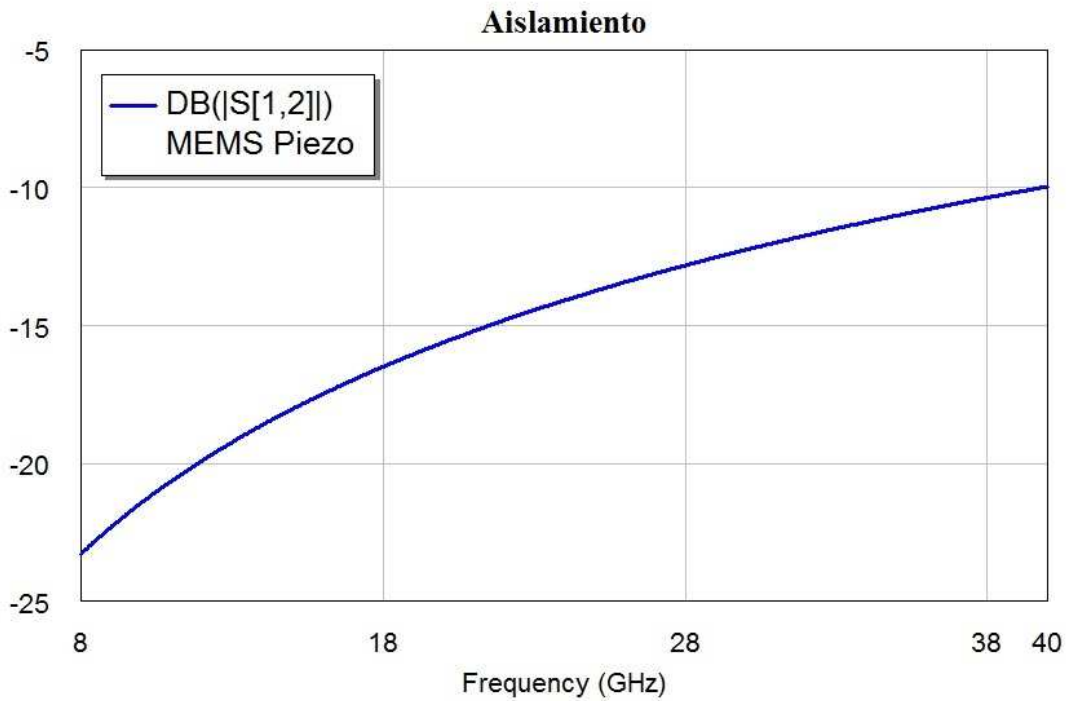


Figura V. 23 Aislamiento del interruptor

Como podemos observar en la [Figura V. 23](#), tenemos un aislamiento adecuado mayor a -20 [dB] hasta 12 [GHz] aproximadamente. Conforme aumenta la frecuencia el aislamiento empeora y llega a un valor de -10 [dB] a 40 [GHz].

Pérdidas de inserción

Las pérdidas de inserción se obtienen mediante la simulación del circuito de la [Figura V. 24](#), pero con la diferencia de utilizar el circuito equivalente en estado abierto. Idealmente cuando el interruptor permite el paso de señal, esta incide en el puerto de entrada y es transmitida hacia el puerto de salida sin sufrir pérdidas, para que esto ocurra se necesita que la impedancia del interruptor sea una impedancia muy grande, infinita ($Z_{MEMS} \rightarrow \infty$), en el caso cuando se conecta el interruptor en paralelo con los segmentos líneas de transmisión. Como el diseño de cualquier interruptor no alcanza impedancia infinita existen pérdidas de inserción, es decir, la señal no se transmite totalmente y parte de la señal es reflejada.

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

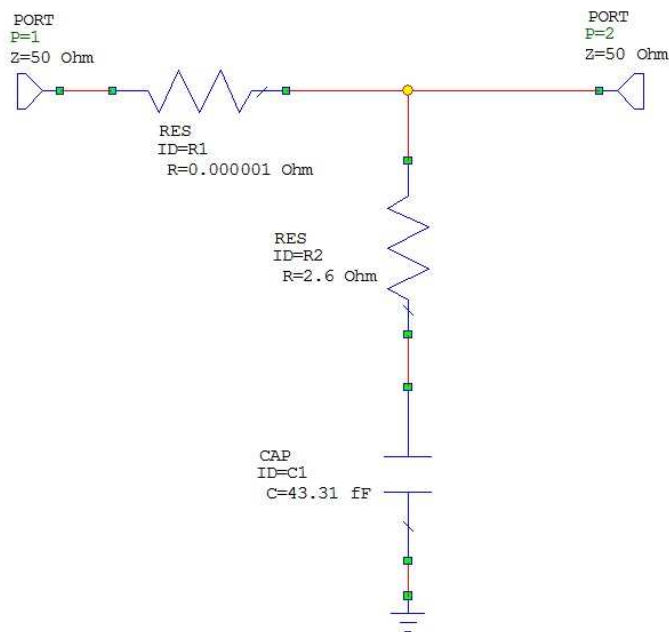


Figura V. 24 Circuito simulado para obtener las pérdidas de inserción

En la [Figura V. 25](#) se muestra la gráfica de pérdidas de inserción obtenidas.

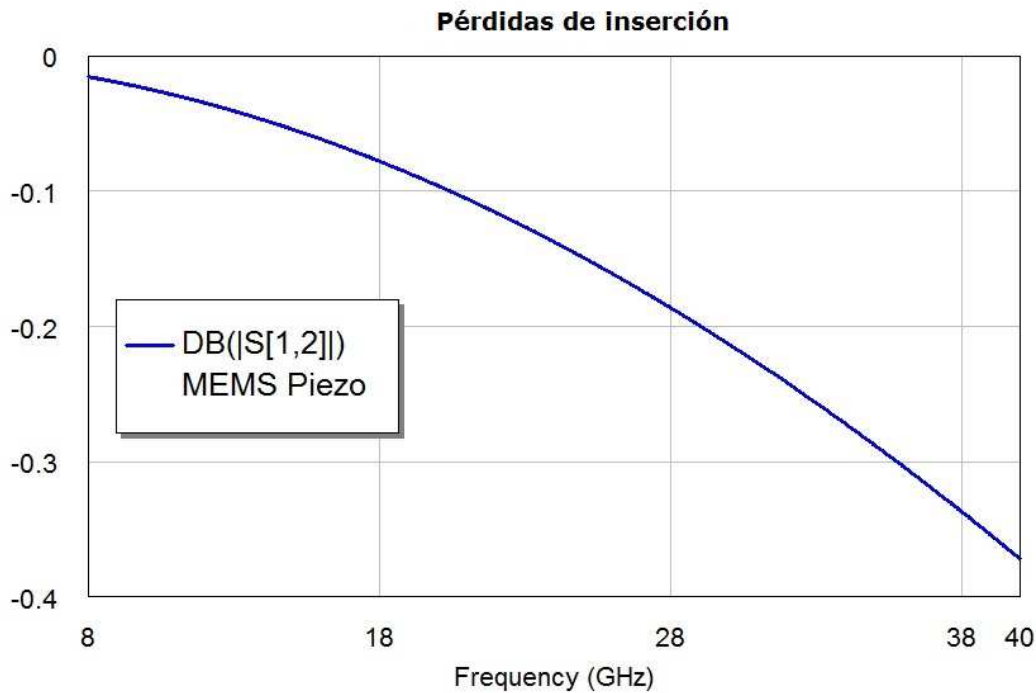


Figura V. 25 Pérdidas de inserción simuladas

Como podemos ver en la [Figura V. 25](#), las pérdidas de inserción son muy buenas, ya que son menores a 0.5 [dB] en el intervalo de 8 a 40 [GHz].

Pérdidas de retorno

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

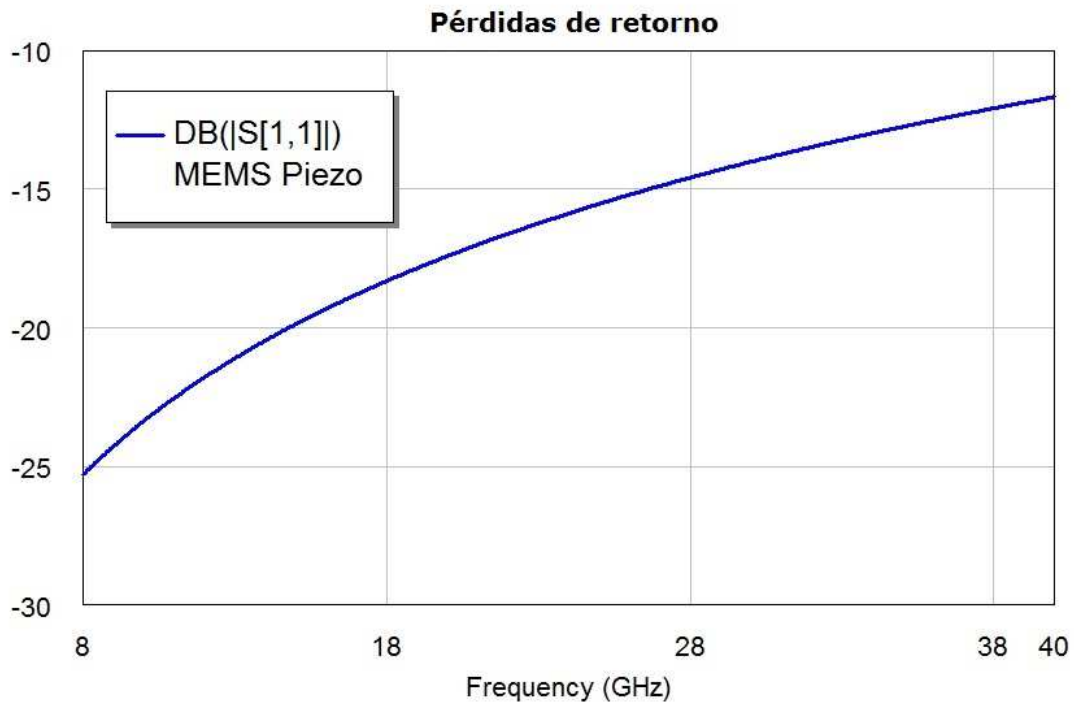


Figura V. 27 Pérdidas de retorno simuladas

Como podemos ver en la [Figura V. 27](#), el acoplamiento de nuestro interruptor disminuye al aumentar la frecuencia y las pérdidas de retorno aumentan.

V.5 Resultados del análisis electrodinámico

El análisis electrodinámico del interruptor nos ayuda a saber que tan buen comportamiento tiene nuestro interruptor en el intervalo de frecuencias de 8 a 30 [GHz]. Entre los parámetros más importantes están: Aislamiento, pérdidas de inserción, factor de calidad de conmutación y pérdidas de retorno. Estos parámetros dependen de la conexión eléctrica del interruptor RF MEMS (en serie o en paralelo) así como de la geometría del interruptor, del sustrato y de los materiales empleados. En la [Figura V. 27](#) se muestra un resumen de los parámetros electrodinámicos del interruptor RF MEMS piezoeléctrico diseñado.

Tabla V. 1 Resultados del análisis electrodinámico

	Valores simulados
Aislamiento	-21.4 [dB] @10 [GHz]
Pérdidas de inserción	0.0243 [dB] @ 10 [GHz]
Factor de calidad de Conmutación	204 018 @ 10 [GHz]
Pérdidas de retorno	-23.4 [dB] @ 10 [GHz]

V.6 Conclusiones

Uno de los aspectos más importantes del diseño de los interruptores RF MEMS es el análisis de su comportamiento a altas frecuencias. Una de las consideraciones del diseño de nuestro interruptor fue utilizar un sustrato de cuarzo, el cual posee buenas características para frecuencias de microondas, y además se consideró su capacidad para soportar altas temperaturas. Estas ventajas serán determinantes para la fabricación del dispositivo.

Las simulaciones realizadas demuestran un buen desempeño electrodinámico, ya que se obtuvieron pérdidas de inserción muy bajas de 0.0243 [dB] @ 10 [GHz], pérdidas de retorno de 23.4 [dB] @ 10 GHz y un aislamiento de -21.4 [dB] @ 10 [GHz], sin embargo, el aislamiento no es muy alto pero sí aceptable, con base en el estado de arte. Por lo tanto, se debe analizar aún más el comportamiento del interruptor en estado de no conducción para incorporar mejoras futuras al dispositivo.

Capítulo VI: Depósito de películas delgadas de PZT

Desde el descubrimiento de la cerámica ferroeléctrica BaTiO₃ (BT) en 1943, se han desarrollado una diversa variedad de materiales ferroeléctricos de estructura cristalina perovskita como el PbTiO₃ (PT) y el compuesto binario Pb (Zr, Ti) O₃ (PZT). Estos materiales funcionales se utilizan en la práctica principalmente en forma de bulto.

Actualmente hay mucho interés en desarrollar dispositivos piezoeléctricos de película delgada para su aplicación en sistemas micro electromecánicos (MEMS). El espesor mínimo de los materiales cerámicos en bulto típicamente va de 100 a 300 micras, sin embargo los espesores requeridos tienen que ser menores a algunas micras. A diferencia de los materiales en bulto, los materiales en película delgada no se fabrican adelgazando el material, sino mediante el depósito de materiales sobre un sustrato. El crecimiento de una película delgada tiene las siguientes características:

- El primer proceso para fabricar cualquier tipo de película delgada por cualquier técnica de depósito comienza con un proceso de nucleación seguida de una etapa de crecimiento.
- Las etapas de nucleación y crecimiento dependen de varias condiciones de deposición, como la temperatura, la tasa de crecimiento y la química del sustrato.
- La etapa de nucleación puede ser modificada significativamente por agentes externos, como el bombardeo de electrones o iones.
- La fase cristalina y la orientación de las películas se rigen por las condiciones de deposición.

Las propiedades básicas de las películas delgadas, como la composición de la película, la fase y la orientación cristalina, el espesor de la película, y la microestructura, están controladas por las condiciones de depósito [3]. Las películas delgadas exhiben propiedades únicas que no se pueden observar en materiales en bulto. Se espera que los materiales piezoeléctricos de película delgada disminuyan el voltaje de actuación de los actuadores piezoeléctricos hasta en un orden de magnitud. Este proceso de fabricación de estos materiales se basa en la tecnología la industria de los semiconductores.

Las películas delgadas de materiales ferroeléctricos se han desarrollado durante más de 40 años. Inicialmente, las primeras películas delgadas de BT se prepararon por evaporación térmica en la década de 1950. En la década de 1960, se depositaron películas delgadas de PT por pulverización catódica. Sin embargo, las propiedades ferroeléctricas de estas películas delgadas eran deficientes y no estaban bien caracterizadas. En la actualidad, las películas delgadas de materiales ferroeléctricos se

fabrican ampliamente mediante pulverización magnetrónica, ablación láser, sol-gel y deposición química de vapor metal-orgánico (MOCVD).

VI.1 Clasificación de los procesos de depósito

Los procesos de deposición típicos para las películas delgadas basadas en PZT se muestran en la [Tabla VI. 1](#). Entre estos procesos tenemos la deposición por pulverización catódica, la deposición química en fase vapor metal-orgánico de plasma mejorado (PE-MOCVD) y los procesos sol-gel. Estos métodos se utilizan principalmente para la deposición de películas delgadas basadas en PZT. Estos procesos de deposición se definen de la siguiente manera:

Tabla VI. 2 Métodos de depósito para el PZT

Clasificación	Método de deposito	Fuente de material
Deposición física en fase vapor (PVD)	Evaporación térmica Haz de electrones Crisol Epitaxia del haz molecular Ablación laser Pulverización catódica	Metales individuales Óxidos individuales Múltiples fuentes Compuestos de PZT Blancos múltiples
Deposición Química en fase Vapor (CVD)	CVD a baja presión MOCVD PE-MOCVD	Haluro individual Gas orgánico metálico
Deposición por Soluciones Químicas (CSD)	Deposición metalorgánica (MOD) Deposición Sol-gel	Gas orgánico metálico Alcóxido de metal

Deposición por pulverización catódica. En este proceso, los materiales de un blanco en forma de disco de PZT son pulverizados por el impacto de iones de alta energía en una atmósfera oxidante (Ar/O₂). Los materiales pulverizados del blanco se depositan sobre un sustrato calentado en una atmósfera reactiva que resulta en el crecimiento de películas delgadas de PZT. También se pueden utilizar materiales de múltiples blancos de metal Pb, Zr y Ti y / o los múltiples blancos de PbO, ZrO₂ y TiO₂ para la deposición de películas delgadas de PZT.

PE-MOCVD. Este proceso se basa en una reacción química de precursores metalorgánicos de PZT en fase gaseosa, que incluye elementos metálicos de Pb, Zr y Ti, seguido de la difusión de reactivos sobre el sustrato, el cual debe tener una temperatura relativamente alta. Los reactivos difusos crean una reacción química en el sustrato caliente y en una atmósfera oxidante que resulta en el crecimiento de películas delgadas

de PZT. Los electrones de alta energía de plasma mejoran la reacción química de los complejos metal-orgánicos.

Deposición sol-gel. Este proceso se basa en soluciones químicas de precursores del PZT que después se recubren por centrifugación en un sustrato y seguido de procesos de secado, pirólisis y sinterización.

VI.2 Consideraciones de fabricación para películas delgadas de PZT

Las películas delgadas de PZT se fabrican mediante dos enfoques. Uno es cuando la deposición se realiza a temperatura ambiente y posteriormente se realiza un recocido a la temperatura de cristalización de fase perovskita (modo 1 de baja temperatura), la segunda es la deposición a temperatura de cristalización de fase perovskita (modo 2 de alta temperatura). El proceso de baja temperatura es similar al proceso de sinterización en bulto. El proceso de alta temperatura, modo 2, crea películas delgadas de perovskita PZT sin el proceso de recocido posterior.

Los factores más importantes para la deposición de películas delgadas de PZT son el control de la composición química, el control de la fase cristalina y el control de la microestructura. Los factores más importantes que influyen en la composición química de diferentes métodos son:

- En el proceso de pulverización: La composición del blanco, temperatura de depósito, presión y cantidad de oxígeno de la atmósfera de la cámara.
- En el proceso Sol-gel: La composición química de los precursores de PZT y la temperatura de sinterización.
- En el proceso MOCVD: Los coeficientes de flujo del gas portador de cada precursor metálico y la temperatura de deposición.

Control de la fase cristalina

Los factores importantes que influyen en la fase cristalina son la temperatura de deposición y la composición química de las películas delgadas depositadas. La fase cristalina de las películas delgadas de perovskita depositadas se rige principalmente por la temperatura del sustrato durante el crecimiento de la película.

La Figura VI. 1 muestra esquemáticamente las diferentes fases cristalinas en función de la temperatura de depósito para diferentes métodos de deposición. Las estructuras de fluorita aparecen a baja temperatura, principalmente en películas depositadas por el método sol-gel, que tienen la fórmula $Pb_{2+x}Ti_{2-x}O_{7-y}$, que puede resultar en deficiencias de oxígeno en la etapa inicial de recocido. Además, los grupos de hidrocarburos residuales tienen que ser volatilizados por oxidación, lo cual conduce a condiciones reductoras. Problemas similares surgen con el método MOCVD. Los métodos físicos pueden permitir el crecimiento por debajo de los 500 °C. Sin embargo, la cristalización no es tolerante al exceso de plomo, y el contenido de oxígeno no se ajusta necesariamente a la estequiometría por intercambio de oxígeno con la fase gaseosa [46]. La estructura de pirocloro $PbTi_3O_7$ a alta temperatura es común a todos los métodos. La razón de su formación es la gran pérdida de plomo.

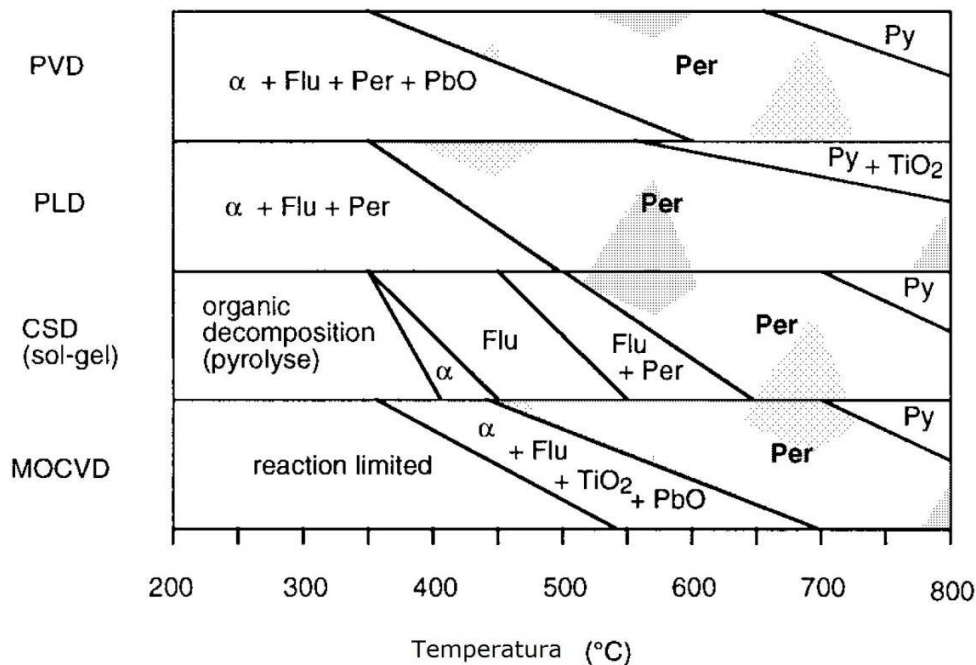


Figura VI. 1 Cambio de fase cristalina en función de la temperatura de crecimiento del PZT para varios métodos

El eje vertical de la Figura VI. 1 representa diferencias en las condiciones de deposición y la relación Zr/Ti (a medida que aumenta el contenido de Zr, la temperatura de deposición debe aumentarse). En el caso de películas recocidas, la temperatura se refiere a la temperatura de recocido. Las abreviaturas de las fases cristalinas son: Per; perovskita Py; pirocloro Flu; fluorita a temperaturas más bajas; α; amorfo.

Control de la microestructura

Las microestructuras de las películas delgadas de PZT resultantes se rigen por la estructura de superficie (superficie de crecimiento) de los sustratos, así como por las condiciones de depósito. Los sustratos son usualmente heteroestructuras, pueden ser materiales de capa intermedia, electrodo de metal base o sustrato de base, con los cuales se obtienen películas delgadas altamente orientadas y/o películas delgadas de un solo cristal de estructura perovskita mediante una selección adecuada del material de la heteroestructura del sustrato. Las capas semilla muestran una variedad de funciones que incluyen centros de nucleación, control de tensión, barreras de difusión y electrodos conductores. Además, en la selección de la capas semilla, se debe considerar la estabilidad termodinámica.

VI.3 Depósito de PZT por pulverización catódica

La pulverización catódica (en inglés *sputtering*) es una técnica de depósito de películas delgadas que consiste en la disgregación física de un material sólido (blanco o target) mediante el bombardeo de partículas de alta energía, habitualmente iones de argón (Ar). Existen distintas modalidades de pulverización debido a las distintas configuraciones que se pueden realizar con las geometrías, las fuentes de potencia, los gases para generar iones entre otras. Algunas de las modalidades que tiene esta técnica de acuerdo a la fuente de potencia son: descarga por DC pulsado, pulverización por radiofrecuencia (RF). Adicionalmente, la mayoría de estos sistemas utilizan magnetrones para mejorar la el bombardeo de iones.

La forma más simple de pulverización es la pulverización DC. Un plasma de DC puede obtenerse en un reactor formado por dos placas paralelas al interior de un sistema de vacío y conectadas a una fuente de DC a través de un pasamuros. Una de las placas paralelas es el cátodo, donde comúnmente se coloca el blanco del material a depositar, la otra placa es el ánodo, el cual está conectado a las paredes de la cámara de vacío y a tierra. El sustrato suele estar situado sobre el ánodo. Los iones se obtienen al ionizar un gas inerte (comúnmente argón) y mediante la fuente de RF o DC pulsado se produce una descarga luminosa o plasma, es muy importante mantener ciertos valores de presión para producir la descarga y mantener el plasma. El plasma se comporta como un volumen conductor de partículas cargadas de diferente movilidad. Los iones positivos son acelerados por el campo eléctrico hacia el cátodo hasta que adquieren suficiente energía que causa desprendimiento del material del blanco que poco a poco se va depositando en el sustrato. En la [Figura VI. 2](#) se muestra un sistema típico de pulverización catódica de RF reactivo.

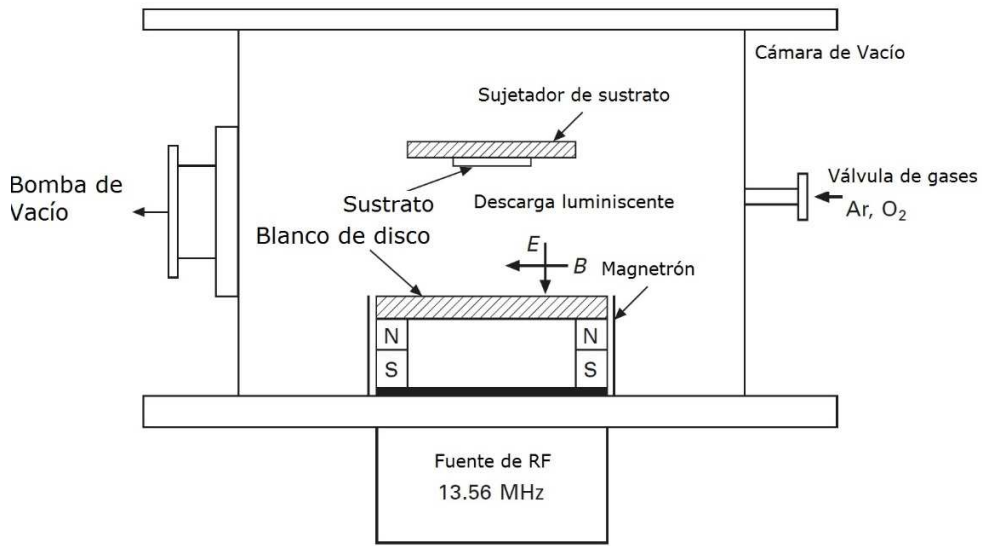


Figura VI. 2 Sistema de pulverización catódica de RF

Pulverización catódica por DC pulsado

En esta modalidad, se aplican sobre el blanco pulsos de tensión con una frecuencia del orden de decenas de kHz. Durante los semiciclos negativos, los iones bombardean el cátodo como si fuera pulverización DC. Durante el semiciclo negativo, los electrones son los que bombardean el cátodo, eliminando de su superficie, por neutralización, la acumulación de iones positivos producida durante el semiciclo negativo. En la Figura VI. 3 se muestra un pulso de DC y sus parámetros típicos. De la forma del pulso DC se extraen las expresiones de la frecuencia de la fuente y del ciclo de trabajo.

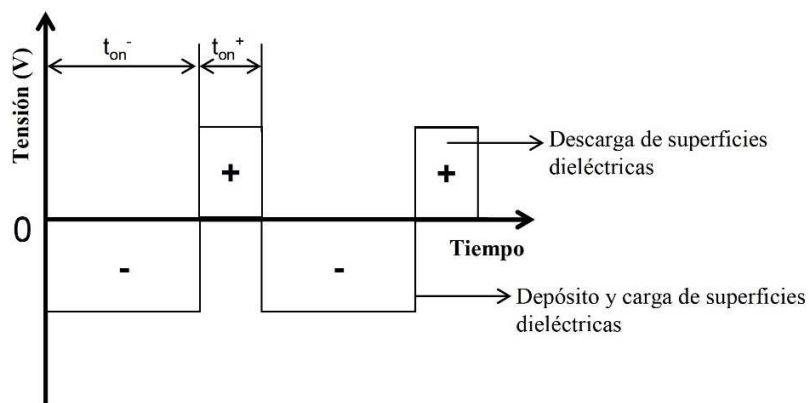


Figura VI.3 Forma de onda de un pulso DC y sus parámetros típicos

La técnica de pulverización con fuente de DC pulsada tiene varias ventajas respecto de la técnica con fuente de RF, como el uso de fuentes más baratas y un control más sencillo. Para aumentar la velocidad de depósito en algunos sistemas de pulverización, se utiliza el magnetrón, el cual está situado detrás del blanco del material a depositar. En esta configuración, al campo eléctrico existente en las proximidades de la superficie del cátodo se superpone un campo magnético perpendicular, y por tanto, paralelo a la superficie del cátodo. Los electrones, al moverse en el hueco de estos campos, y se ven sometidos a una fuerza que hace que sus trayectorias sean helicoidales en la zona de las proximidades del cátodo, aumentando así su capacidad de ionizar el gas y por tanto la densidad de iones. Además, este fenómeno ocurre en las proximidades del blanco donde los iones tienen una probabilidad mayor de ser acelerados hacia el cátodo.

La pulverización de compuestos puede realizarse de dos maneras. La primera y más común bombardear con iones pulverizar con iones de Ar un blanco compuesto del material que requerimos depositar. La segunda posibilidad consiste en bombardear un blanco elemental con una mezcla de gases, normalmente compuesto de Ar más un gas reactivo (O₂, N₂). En este caso se habla de pulverización reactiva. La pulverización reactiva ofrece una mayor flexibilidad, ya que permite variar la composición y las propiedades del material depositado. Así, por ejemplo, las presiones parciales de ambos gases influirán de manera decisiva en las propiedades del material depositado así como en la velocidad de depósito. La utilización de gases reactivos requiere de un control cuidadoso del proceso de pulverización, debido a la añadir otro gas requiere mayor instrumentación y control.

En general, las propiedades de las películas depositadas son fuertemente dependientes de la técnica empleada y del equipo utilizado. Los factores que determinan las características finales de las láminas incluyen, entre otros, el tipo de fuente, los sustratos, la presión en la cámara de vacío, la potencia aplicada, la tensión de polarización de los sustratos, el porcentaje de gases reactivos en el gas de la descarga, la distancia blanco-sustrato, el tiempo de depósito y la temperatura de los sustratos durante el proceso.

Finalmente, en la [Tabla VI. 3](#) se muestran algunas técnicas para evaluar las características de las películas delgadas de materiales piezoeléctricos como son: Espesor, rugosidad, composición química y estructura.

Tabla VI. 3 Métodos de evaluación de películas delgadas

Propiedad de la película	Método de evaluación	Observaciones
Espesor	Perfilómetro mecánico AFM SEM de corte transversal	2 nm, paso requerido, simple 1 nm, simple 2 nm, revestimiento conductor para películas dieléctricas
Rugosidad	Perfilómetro mecánico AFM SEM de corte transversal STM	1 nm, simple 0.1 nm, simple 1 nm, revestimiento conductor para películas dieléctricas 1 nm, revestimiento conductor para películas dieléctricas
Composición química	ICP SIMS RBS AES XPS EPMA	Alta sensibilidad por ICP y SIMS; Límite de detección ~ 0.1 ppm. Análisis cuantitativo no destructivo; Para RBS y EPMA. Perfil de profundidad; para XPS RBS, SIMS y AES. Análisis simple; para ICP y EPMA.
Estructura	Difracción de electrones / rayos X XPS EELS	Estructura cristalina por análisis de difracción de electrones / rayos X. Películas amorfas EELS por absorción infrarroja y / o EXAFS. Estados electrónicos y estados de valencia por EELS y XPS.

AFM: Atomic force microscope. SEM: Scanning electron microscope. STM: Scanning tunneling microscope. ICP: Inductively coupled plasma optical emission spectroscopy. SIMS: Secondary ion mass spectroscopy. RBS: Rutherford back scattering. AES: Auger electron spectroscopy. XPS: X-ray photo-electron spectroscopy. EELS: Electron energy loss spectroscopy. EXAFS: Extended x-ray absorption fine structure. EPMA: Electron microprobe microanalysis.

VI.4 Depósito experimental de películas delgadas de PZT por pulverización catódica.

En esta sección presentamos el desarrollo experimental de las películas delgadas de PZT fabricadas. La fabricación de estas películas se llevó a cabo en los laboratorios del departamento de materiales de baja dimensionalidad del instituto de investigaciones en materiales de la UNAM. El método utilizado para llevar a cabo este depósito fue el de pulverización catódica por DC Pulsado en una atmosfera reactiva de Argón-Oxígeno.

El equipo y material utilizado para llevar a cabo este depósito fue:

- Una cámara de ultra alto vacío con un magnetrón de 4 "
- Una fuente de DC pulsado
- Un calentador térmico de tipo resistencia
- Un termopar tipo K
- Sustrato de silicio intrínseco
- Blanco de PZT de 4" X 0.125" de 99.9% de pureza

En la [Figura VI. 4](#) se muestran algunas imágenes del equipo utilizado



Cámara de ultra alto vacío



Resistencia térmica



Magnetron de 4"

Figura VI. 4 Equipo utilizado para la fabricación

El primer paso para el depósito es colocar el blanco sobre el magnetrón aplicando un poco de epóxido de plata, el cual funciona como pegamento para unir el blanco al magnetrón, después colocamos el sustrato sobre la superficie del calentador y cerramos perfectamente la cámara. Posteriormente preparamos la cámara de ultra alto vacío, lo cual significa, bajar la presión hasta unos cuantos microrrrs. Este proceso se hace mediante una bomba mecánica, la cual extrae el aire del interior de la cámara y baja la presión a unos cuantos militorrrs, una vez alcanzada esta presión se activa la bomba turbomolecular para bajar la presión hasta unos cuantos microrrrs. Esto se hace para que el interior quede libre de impurezas que puedan afectar las propiedades de nuestra película. Este proceso puede durar desde unas cuantas horas hasta días completos dependiendo del material a depositar. Una vez que la cámara esta lista, se suministran los gases, en este caso como queremos una atmosfera reactiva se suministra una mezcla

de argón con oxígeno. La función del argón es proveer de iones al sistema para que se lleve a cabo el bombardeo del blanco, se utiliza argón debido a que es el gas inerte más barato en el mercado. La función del oxígeno es reaccionar químicamente con el material del blanco para formar el material compuesto que se depositara sobre el sustrato. El suministro de estos gases hace que la presión se eleve hasta el orden de militorrs. Una vez que se ajustó la presión de depósito, procedemos a encender el calentador de sustrato, monitoreamos la temperatura mediante el termopar tipo k y esperamos hasta que llegue a la temperatura de depósito. Ahora, ya estamos listos para la deposición del material, procedemos a encender la fuente de DC pulsado, ajustamos valores de voltaje, potencia y duración de pulso y aplicamos el voltaje sobre el sistema para arrancar el plasma. Después, tomamos el tiempo para controlar el espesor de la película y una vez que lleguemos al espesor deseado apagamos la fuente para detener el proceso de pulverización y nuestras películas estarán terminadas. En la [Tabla VI. 4](#) se muestran las condiciones utilizadas para la fabricación de nuestra película de PZT.

Tabla VI.5 Condiciones de depósito

Porcentaje de gases	50% Ar / 50% O ₂
Flujo	15.1 [sccm]
Presión de depósito	24 [mT]
Distancia entre blanco y sustrato	26 [cm]
Potencia	150 [W]
Voltaje	320 [V]
Corriente	0.46 [A]
Frecuencia	250 [kHz]
Duración de pulso	1.056 [μs]
Tiempo de deposito	30 [min]
Temperatura de deposito	593 [°C]

En la [Figura VI.6](#) se muestran un par de fotografías de las películas fabricadas

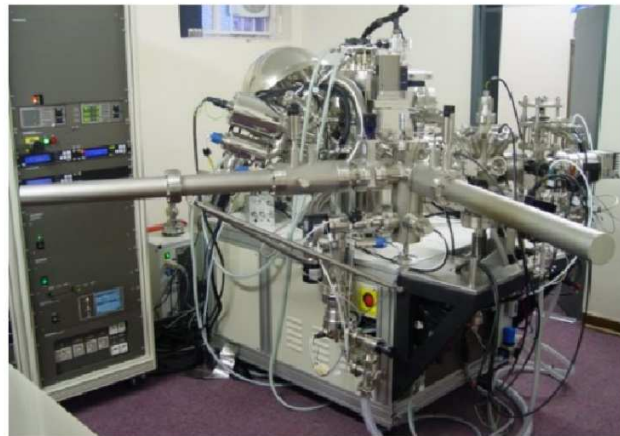


Figura VI.6 Películas de PZT fabricadas

Una vez fabricadas las películas medimos el espesor de las películas con un perfilómetro óptico y realizamos pruebas de XPS para determinar la composición química de las películas. También medimos de composición del blanco para compararlo con la composición de las películas. En la [Figura VI.7](#) se muestran el equipo de medición empleado.



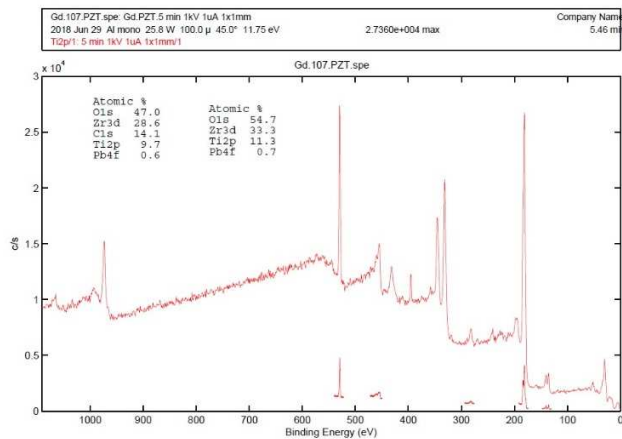
Perfilómetro óptico



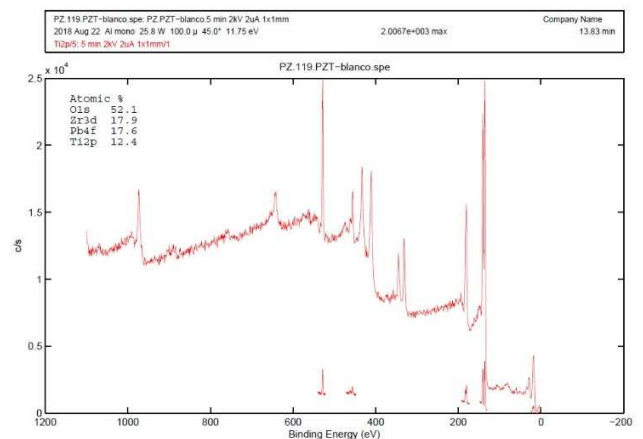
Equipo de XPS

Figura VI.7 Equipo para medir espesor y composición química

A continuación en la [Figura VI.8](#) se muestran los espectros obtenidos por la técnica de XPS.



a) XPS de las películas fabricadas



b) XPS del blanco de PZT

Figura VI.8 Espectros de XPS medidos

En la [Tabla VI.6](#) se muestran los resultados finales de las mediciones realizadas.

Tabla VI.6 Resultados de las mediciones realizadas

Propiedad	Resultado	Técnica
Espesor	90.5 [nm]	Perfilometría óptica
Composición química elemental del blanco de PZT	O1s 52.1 % Ti2p 12.4 % Zr3d 17.9 % Pbf4 17.6 %	XPS
Composición química elemental de las películas de PZT	O1s 54.7 % Ti2p 11.3 % Zr3d 33.3 % Pbf4 0.7 %	XPS

Como podemos ver en la [Tabla VI.6](#), el espesor de la película medido fue de 90.5 [nm], tomando en cuenta el tiempo de depósito, la tasa de crecimiento es aproximadamente de 3 [nm] por minuto. Para la fabricación de nuestro interruptor necesitamos una micra de espesor, con estos resultados necesitaríamos un tiempo aproximado de seis horas para depositar el material. Con respecto a la composición química, nuestra película tiene enormes deficiencias de plomo y por lo tanto necesitamos mejorar las condiciones del proceso para obtener mejores resultados en la estequiometría. Como hemos mencionado antes la estequiometría es muy importante para obtener la fase cristalina perovskita, la cual es esencial para que se produzca el efecto piezoeléctrico. También necesitamos revisar la tasa de crecimiento debido a que es muy baja. Quedan pendientes las pruebas de orientación cristalina y de medición de coeficientes piezoeléctricos, sin embargo estas no pueden realizarse hasta que obtengamos una buena composición química del material.

VI.4 Conclusiones

Actualmente hay mucho interés en desarrollar dispositivos piezoeléctricos de película delgada para su aplicación en sistemas micro electromecánicos (MEMS). El material más usado e investigado es el PZT, éste material ha sido depositado por diferentes métodos como: Deposición física en fase vapor (PVD), deposición química en fase vapor (CVD) y deposición por soluciones químicas (CSD). Los factores más importantes para una buena deposición de películas delgadas de PZT son: El control de la composición química, el control de la fase cristalina y el control de la microestructura. Una de las desventajas de estos materiales es que se necesitan sustratos y materiales que soporten altas temperaturas, debido a que el PZT requiere temperaturas mayores a los 400 °C para su correcta cristalización. Uno de los métodos más populares para fabricar películas delgadas de PZT es la pulverización catódica reactiva, la cual requiere de una atmósfera reactiva de Argón-Oxígeno. Para obtener una buena cristalización mediante éste método se necesita calentar el sustrato In-situ, o bien realizar un tratamiento térmico de recocido posterior al depósito de la película. Una vez que obtenemos nuestra película necesitamos evaluar la calidad de la misma, algunos de los parámetros para medir la calidad de las películas delgadas son: Espesor, rugosidad, composición química y estructura. Adicionalmente, para el caso de películas delgadas piezoeléctricas se necesita medir sus coeficientes piezoeléctricos.

Con respecto a los resultados experimentales, se depositó una película de PZT mediante pulverización catódica reactiva de DC pulsado y con calentamiento de sustrato In-situ, se obtuvo una película con espesor de 90.5 [nm] y además se midió su composición química mediante la técnica XPS. Los resultados de estas mediciones muestran una tasa de depósito de 3 nanómetros por minuto y una deficiencia de plomo en la composición química del PZT. Por lo tanto se necesita mejorar la calidad de la película y si es posible obtener tasas de depósitos mayores.

Conclusiones Finales

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

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

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

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

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

Tomando en cuenta estos aspectos se diseñó, se analizó y simuló un interruptor RF MEMS piezoeléctrico para un desplazador de fase tipo espirafase capaz de trabajar en altas frecuencias. Las características principales del interruptor RF MEMS piezoeléctrico diseñado fueron:

- Mecanismo de actuación piezoeléctrico
- Acuador unimorfo tipo d_{31}
- Estructura en viga voladiza
- Tipo de contacto metal-metal
- Conexión eléctrica en paralelo
- Sustrato de cuarzo

Se obtuvo un muy bajo voltaje de actuación de 2 [V] teórico y de 2 [V] simulado, una frecuencia de resonancia mecánica de 5.45 [kHz] teórica y de 5.65 [kHz] simulada, las pérdidas de inserción fueron de 0.0243 [dB] a 10 [GHz] simuladas y un aislamiento de -21.4 [dB] a 10 [GHz] también simulado, el resultado simulado del factor de calidad de conmutación fue de 204 018 a

10 [GHz]. Los resultados obtenidos se recopilan en la [Tabla 3](#) y se comparan con los resultados del interruptor de [36], el cual, tiene el mejor desempeño de todos los interruptores consultados en el estado del arte.

Tabla 3

Resultados teóricos y simulados del diseño propuesto

	Valores teóricos	Valores simulados	Valores del Interruptor de [36]
Voltaje de actuación V_{act} en [V]	2	2	2.5
Deflexión [μm]	11.33	6.8	6
Frecuencia de resonancia mecánica en [kHz]	5.45	5.65	42
Aislamiento en [dB]	---	-21.4 @ 10 [GHz]	-30 @ 10 [GHz]
Pérdidas de inserción en [dB]	---	0.0243 @ 10 [GHz]	0.48 @ 10 [GHz]
Pérdidas de retorno en [dB]	---	23.4 @ 10 [GHz]	---
Factor de calidad de Conmutación	---	204 018 @ 10 [GHz]	---

Como podemos ver en la [Tabla 3](#), los interruptores RF MEMS piezoeléctricos tienen muy buenas características electromecánicas y electrodinámicas que incluso superan las características de los interruptores RF MEMS electrostáticos. Sin embargo, la principal desventaja de estos dispositivos es su proceso de fabricación, el cual requiere de temperaturas muy altas de alrededor de 600 °C. Lo cual implica el uso de sustratos de silicio o cuarzo. Actualmente, los desplazadores de fase de [40] se fabrican sobre sustratos RT/duroid 5880, este sustrato es un polímero que puede soportar una temperatura máxima de 210 °C y no podría soportar las temperaturas requeridas por los materiales piezoeléctricos. Por lo tanto, para desarrollar un desplazador de fase tipo espirafase con conmutadores RF MEMS piezoeléctricos es necesario desarrollar un nuevo proceso de fabricación con nuevos sustratos, materiales y procesos.

Finalmente, se fabricaron películas delgadas de PZT, las cuales fueron analizadas por la técnica XPS para obtener su composición química elemental y se midió su espesor mediante un perfilómetro óptico. Los resultados obtenidos fueron una tasa de depósito de 3 $\frac{nm}{min}$, con respecto a la composición química de la película, los análisis de XPS muestran muchas deficiencias de plomo en su composición.

Trabajo futuro

Como mencionamos anteriormente, aún se necesita mejorar la composición química de la película de PZT. Una vez que consigamos la estequiometría correcta, el siguiente paso sería obtener la cristalización del PZT mediante un proceso térmico, para después polarizar el material y finalmente medir los coeficientes piezoeléctricos, si los resultados son buenos, habremos terminado con la caracterización de la película delgada de PZT. Y entonces estaríamos listos para la fabricación del dispositivo, el cual necesita incorporar un sustrato que soporte altas temperaturas y tenga muy buenas características en el intervalo de frecuencias de microondas. Esto implica desarrollar un nuevo proceso de fabricación (diferente al proceso de circuito impreso flexible del grupo UNAMems de microondas), el cual debe tomar en cuenta el sustrato, el material de sacrificio, los atacantes químicos para grabar los materiales, entre otras consideraciones.

Una vez desarrollado el proceso de fabricación pasaríamos a fabricar el interruptor RF MEMS. Un primer enfoque sería fabricar el interruptor y caracterizar su desempeño, mediríamos sus parámetros electromecánicos y electrodinámicos para después incorporarlo al desplazador de fase, o bien se integraría desde un principio al desplazador de fase y en lugar de medir el desempeño del interruptor mediríamos directamente el desempeño del desplazador de fase. Pero primero antes de la fabricación del desplazador de fase tendríamos que simular el desplazador de fase con el interruptor integrado monolíticamente, optimizaríamos el diseño y se desarrollaría el proceso de fabricación para el desplazador de fase, considerando las condiciones del material piezoeléctrico. Finalmente, fabricaríamos el dispositivo y se medirían sus parámetros más importantes.

Referencias

- [1] C. D. P. S. K. H. C.-H. K. K. M. J. H. Gabriel M. Rebeiz, «The Search for a Reliable MEMS Switch?,» *IEEE Microwave Magazine*, pp. 57-67, 2013.
- [2] J.-Y. P. J.-U. B. Hee-Chul Lee, «Piezoelectrically actuated RF MEMS DC contact switches with low voltage,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, pp. 202-204, 2005.
- [3] K. Uchino, «Thin film technologies for manufacturing piezoelectric materials,» de *Advanced piezoelectric materials*, Cornwall, UK, Woodhead Publishing Limited, 2010, pp. 472-482.
- [4] N. E. M. R. H. M. D. P. Paul M. Zavracky, «Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications,» *RF and Microwave computer-aided engineering*, vol. 9, nº 4, pp. 338-347, 1999.
- [5] S. M. N. E. M. P. M. Zavracky, «Micromechanical switches fabricated using nickel surface micromachining».
- [6] J. L. R. M. S. Majumder, «A packaged, high-lifetime ohmic MEMS RF switch,» de *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, Philadelphia, PA, USA, USA, 2003.
- [7] J. L. E. D. J. Harvey S. Newman, «Lifetime measurements on a high-reliability RF-MEMS contact switch,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, nº 2, pp. 100-102, 2008.
- [8] M. K. J. B. H. R. E. Mihailovich, «MEM relay for reconfigurable RF circuits,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, nº 2, pp. 53 - 55, 2001.
- [9] C. V. D. F. A. P. De Silva, «Motorola MEMS switch technology for high frequency,» de *Microelectromechanical Systems Conference*, Berkeley, CA, USA, USA, 2001.
- [10] R. D. N. J. S. M. David A. Goins, «Design of a 20 GHz low loss ohmic contact RF MEMS switch,» de *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, Honolulu, HI, USA, 2007.
- [11] Y. U. K. N. T. M. K. I. S. S. F. S. K. I. S. S. T. Seki, «Development of a large-force low-loss metal-contact RF MEMS switch,» *Sensors and actuators A: Physical*, vol. 132, nº 2, pp. 683-688, 2006.
- [12] K. N. T. M. Yutaka Uno, «Development of SPDT-structured RF MEMS switch,» de *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2009. TRANSDUCERS 2009. International*, Denver, CO, USA, 2009.
- [13] G. M. Rebeiz, «Introduction: RF MEMS for Microwave applications,» de *RF MEMS Theory, Design, and Technology*, New Jersey, John Wiley & Sons, 2003, pp. 1-12.

- [14] J. B. H. R. E. M. M. Kim, «A monolithic MEMS switched dual-path power amplifier,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, nº 7, pp. 285-286, 2001.
- [15] R. E. M. J. B. H. Guan-Leng Tan, «Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, nº 1, pp. 297-304, 2003.
- [16] D. S. G. M. R. Ozgur Inac, «A phase array RFIC with built-in self-test capabilities,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, nº 1, pp. 139-148, 2011.
- [17] G. M. R. Chirag D. Patel, «RF MEMS Metal-contact Switches with mN-Contact and restoring forces and low process sensitivity,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, nº 5, pp. 1230-1237, 2011.
- [18] D. J. J. S. P. Ronald G. Polcawich, «Advances in Piezoelectrically Actuated RF MEMS Switches and Phase Shifters,» de *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, Honolulu, HI, USA, 2007.
- [19] N. E. M. G. G. A. Z. J. Guo, «Modeling, simulation and measurement of the dynamic performance of an ohmic contact, electrostatically actuated RF MEMS switch,» *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 17, nº 9, p. 1899–1909, 2007.
- [20] W. L. B. Y. L. X. Yan, «Anelastic Stress Relaxation in Gold Films and Its Impact on Restoring Forces in MEMS Devices,» *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 18, nº 3, pp. 570-576, 2009.
- [21] M. R. Ramírez Palma, «Interruptor MEMS para aplicaciones en un desplazador de fase para la banda de súper alta frecuencia,» UNAM Facultad de ingeniería, Ciudad de México, 2015.
- [22] 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.
- [23] Morgan, «Physical Basis,» de *Piezoelectric Ceramics Properties & Applications*.
- [24] E. Blokhina, A. El Aroudi, E. Alarcon y D. Galayko, «MEMS Technologies for Energy Harvesting,» de *Nonlinearity in Energy Harvesting Systems*, Springer International Publishing, 2016, pp. 23-58.
- [25] S. Preidikman, J. C. Massa y M. F. Bandi, «ACCIONAMIENTO MEDIANTE ACTUADORES PIEZOELÉCTRICOS DE ALAS FLEXIBLES PARA MICRO-VEHÍCULOS AÉREOS SÚPER MANIOBRABLES INSPIRADOS EN LA BIOLOGÍA,» *Mecánica Computacional*, vol. XXV, pp. 2359-2381, 2006.
- [26] M. Valle y R. S. Dahiya, «Appendix A: Fundamentals of Piezoelectricity,» de *Robotic Tactile Sensing: Technologies and System*, Springer, 2012, pp. 195-210.
- [27] Q.-M. Wang y L. E. Cross, «Tip deflection and blocking force of soft PZT-Based cantilever RAINBOW actuators,» *Journal of the american ceramic society*, vol. 82, nº 1, pp. 103-110, 1999.

- [28] C. B. Sawyer, «The Use of Rochelle Salt Crystals for Electrical Reproducers and Microphones,» *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 19, nº 11, pp. 2020 - 2029, 1931.
- [29] E. F. Crawley y J. De Luis, «Use of piezoelectric actuators as elements of intelligent structures,» *AIAA Journal*, vol. 25, nº 10, pp. 1373-1385, 1987.
- [30] J. G. Smits y W.-s. Choi, «The constituent equations of piezoelectric heterogeneous bimorphs,» *IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics and frequency control*, vol. 38, nº 3, pp. 256-270, 1991.
- [31] Q.-M. Wang, X.-h. Du, B. Xu y E. Cross, «Theoretical analysis of the sensor effect of cantilever piezoelectric benders,» *Journal of applied physics*, vol. 85, nº 3, pp. 1702-1712, 1998.
- [32] Q.-M. Wang, X.-H. Du, B. Xu y L. E. Cross, «Electromechanical coupling and output efficiency of piezoelectric actuators,» *IEEE Transactions on ultrasonic, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 46, nº 3, pp. 638-646, 1999.
- [33] M. Hoffmann, H. Küppers, T. Schneller, U. Böttger, U. Schnakenberg, W. Mokwa y R. Waser, «Theoretical calculations and performance results of a PZT thin film actuator,» *IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 50, nº 10, pp. 1240-1246, 2003.
- [34] J.-I. Inoue, K. Kanda, T. Fujita y K. Maenaka, «Thin-film piezoelectric bimorph actuators with increased thickness using double Pb[Zr,Ti]O₃ layers,» *Journal of Micromechanics and Microengineering*, nº 25, pp. 1-12, 2015.
- [35] J. Olivares, E. Iborra, M. Clement, L. Vergara, J. Sangrador y A. Sanz-Hervás, «Piezoelectric actuation of microbridges using AlN,» *Sensors and actuators A: Physical*, vol. 123, pp. 590-595, 2005.
- [36] H.-C. Lee, J.-H. Park, J.-Y. Park, H.-J. Nam y J.-U. Bu, «Design, fabrication and RF performances of two different types of piezoelectrically actuated Ohmic MEMS switches,» *Journal of micromechanics and microengineering*, vol. 15, pp. 2098-2104, 2005.
- [37] R. Mahameed, N. Sinha, M. B. Pisani y G. Piazza, «Dual-beam actuation of piezoelectric AlN RF MEMS switches monolithically integrated with AlN contour-mode resonators,» *Journal of micromechanics and microengineering*, nº 18, 2008.
- [38] R. G. Polcawich, J. S. Pulskamp, D. Judy, P. Ranade, S. Trolier-McKinstry y M. Dubey, «Surface micromachined microelectromechanical ohmic series switch using thin-films piezoelectric actuators,» *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 55, nº 12, pp. 2642-2654, 2007.
- [39] Q.-M. Wang y L. E. Cross, «Performance analysis of piezoelectric cantilever bending actuators,» *Ferroelectrics*, vol. 215, pp. 187-213, 1998.

- [40] 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.
- [41] B. Carreño-Jiménez, A. Reyes-Montero, M. E. Villafuerte-Castrejón y R. López-Juárez, «Piezoelectric, dielectric and ferroelectric properties of $(1-x)(\text{K}_{0.48}\text{Na}_{0.52})_{0.95}\text{Li}_{0.05}\text{Nb}_{0.95}\text{Sb}_{0.05}\text{O}_3$ - $x\text{Ba}_{0.5}(\text{Bi}_{0.5}\text{Na}_{0.5})_{0.5}\text{ZrO}_3$ Lead-Free solid solution,» *Journal of electronic materials*, vol. 47, nº 10, pp. 6053-6058, 2018.
- [42] Coventor, Inc., *MEMS Design and analysis in Analyzer Tutorials*, 2014.
- [43] CST, «CST-Computer Simulation Technology,» [En línea]. Available: <https://www.cst.com/Products/CSTMWS>. [Último acceso: 22 Mayo 2018].
- [44] M. R. Steel, F. Harrison y P. G. Harper, «The piezoelectric bimorph: An experimental and theoretical study of its quasistatic response,» *Journal of Physics D: Applied physics*, vol. 11, nº 6, pp. 979-989, 1978.
- [45] G. M. Rebeiz, «Electromagnetic modeling of MEMS switches,» de *RF MEMS Theory, Design and Technology*, New Jersey, John Wiley & Sons, 2003, pp. 87-120.
- [46] P. Murali, «PZT Thin films for microsensors and actuators: Where do we stand?,» *IEEE Transactions on ultrasonics, and frequency control*, vol. 47, nº 4, pp. 903-915, 2000.