



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

INTERRUPTOR MEMS UTILIZANDO UN POLÍMERO PIEZOELÉCTRICO PARA
APLICACIÓN EN DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

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

PRESENTA:
SALVADOR EMILIO SIERRA BENAVIDEZ

TUTOR
DR. JORGE RODRIGUEZ CUEVAS
FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA CDMX, ENERO 2022



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

DEDICATORIA

A mi Señor y Salvador Jesucristo,
por su infinito amor y grande misericordia.
“Porque de Él, y por Él, y para Él, son todas las cosas.
A Él sea la gloria por los siglos. Amén”
Rom 11:36

Salvador E. Sierra Benavidez

“Porque de tal manera amó Dios al mundo, que ha dado a su Hijo unigénito, para que todo aquel que en Él cree, no se pierda mas tenga vida eterna”.
Jn 3:16

AGRADECIMIENTOS

A Dios por haberme dado el privilegio de terminar este sueño, por darme más de lo que pudiera imaginar.

A mi madre, María Luisa Benavidez por ser mi mayor ejemplo de esfuerzo, perseverancia y amor, además de siempre motivarme, apoyarme en todo momento y a estar conmigo aún en medio de la enfermedad.

A mi abuelita Sara Rubio, a mi hermana Nadia Elizabeth y a mi padre Salvador Sierra por su ánimo y apoyo.

A mis hermanos en la fé, en especial al pastor David Pérez por sus consejos en momentos importantes de mi vida.

A mi director de tesis, Dr. Jorge Rodriguez Cuevas, por darme la oportunidad y aceptar ser mi tutor, por su apoyo, conocimiento y guía que me brindó durante el desarrollo de este trabajo, además de sus consejos personales y por brindarme su amistad.

Al Dr. Oleksandr Martynyuk por su apoyo en mi formación académica y en el desarrollo de este trabajo.

A cada uno de mis sinodales, Dr. Pablo Pérez Alcazar, Dr. Ramón Castrejón y al Dr. Saúl de la Rosa Nieves por dedicar parte de su tiempo a revisar mi trabajo, por sus observaciones y consejos para mejorarlo.

A mi tocayo, M.I Salvador Velarde, por asesorarme y apoyarme en las dudas surgidas al realizar este trabajo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo recibido en los dos años de estudios de maestría.

Agradezco a la DGAPA por los proyectos PAPIIT IN118620, IN119420 y IA104921 que sirvieron como infraestructura general para la realización de esta tesis.

Salvador E. Sierra Benavidez

ABSTRACT

This work describes the design and analysis process of a MEMS piezoelectric switch using PVDF (polyvinylidene fluoride) as a structural material. The switch consists of a bimorph cantilever beam of $650\ \mu\text{m}$ in length, $125\ \mu\text{m}$ in width and $1.55\ \mu\text{m}$ in thickness, whose parameters, both electromechanical and electrodynamic, were obtained by performing the corresponding simulation using specialized software. The RF performance is simulated to obtain the low voltage adjusting the gap distance and geometry of the beam. Specialized computer program calculates the insertion loss and isolation value during the ON and OFF state conditions respectively. Several proposals were designed, analyzed and simulated, and the best of them was obtained a voltage of $27.82\ \text{V}$ with isolation greater than $20\ \text{dB}$ at $10\ \text{GHz}$ in the ON state condition and insertion loss less than $-19.5\ \text{dB}$ at the same frequency in the OFF state condition. Meanwhile, the Commutation Quality Factor is greater than 7000 with a gap of $5\ \mu\text{m}$. Finally, an equivalent electrical model was proposed for each of the state conditions. The design of the switch was made considering the use of a microwave-friendly substrate and materials, for which the way in which it is monolithically integrated in microwave devices was considered. The results of this work of this work can be applied to a wide range of applications, especially FSS, Phase Shifter, Reflectarrays and so on.

RESUMEN

El trabajo de investigación que conlleva la elaboración de esta tesis consta de analizar, diseñar y simular un interruptor MEMS utilizando fluoruro de polivinilideno (PVDF) como capa piezoeléctrica y aluminio como material de electrodos con base en un proceso de fabricación de circuito impreso flexible (PCB), esta consiste en una viga bimorfa en voladizo de $650 \mu\text{m}$ de longitud, $125 \mu\text{m}$ de ancho y $1.55 \mu\text{m}$ de espesor, cuyos parámetros electromecánicos y electrodinámicos fueron obtenidos por medio de programas de computo especializado. En estado abierto, el interruptor presentó un aislamiento mayor que 20 dB dentro de banda de frecuencias X. En estado cerrado, el interruptor presentó pérdidas de inserción menores a -0.195 dB dentro de la misma banda de frecuencias, con factor de conmutación mayor de 7000. Mientras que fue necesario un voltaje actuación de 27.82 V para obtener un desplazamiento máximo de $5 \mu\text{m}$, para finalmente proponer un modelo eléctrico equivalente para cada estado del interruptor. Los méritos sustanciales para la utilización de esta tecnología será la disminución del costo de elaboración y que el proceso de fabricación del actuador sea amigable al proceso de fabricación utilizado en el centro de investigación UNAMEMS. Además se pretende que en un futuro este dispositivo sea monolíticamente integrable a dispositivos de microondas tales como: superficies selectivas de frecuencia, desplazadores de fase, arreglos reflectivos, entre otros.

ÍNDICE GENERAL

Agradecimientos	I
Abstract	III
Resumen	V
Lista de figuras	XI
Lista de tablas	XVI
Introducción	1
1. ASPECTOS GENERALES	3
1.1. Tipos de interruptores	4
1.1.1. Interruptor tipo serie	4
1.1.2. Interruptor tipo paralelo	5
1.2. Mecanismos de actuación	6
1.2.1. Actuación Electrostática	6
1.2.2. Actuación Térmica	8
1.2.3. Actuación Electromagnética	9
1.2.4. Actuación Piezoeléctrica	11
1.3. Parámetros de dispersión	12
1.4. Aplicaciones de los interruptores	14
1.4.1. Desplazador de fase	14
1.4.2. Superficie Selectiva de frecuencia basada en dispositivos conmutables	16
1.5. Conclusiones del capítulo	18

2. EFECTO PIEZOELÉCTRICO	19
2.1. Historia de la piezoelectricidad	19
2.2. Tensores	20
2.3. Piezoelectricidad	24
2.3.1. Efecto piezoeléctrico directo	25
2.3.2. Efecto piezoeléctrico inverso	26
2.4. Materiales piezoeléctricos	26
2.4.1. Cristales simples	28
2.4.2. Cerámicos	30
2.4.3. Polímeros	32
2.5. Ecuaciones constitutivas	34
2.6. Conclusiones del capítulo	39
3. ESTADO DEL ARTE DEL DISEÑO DE INTERRUPTORES MEMS PIEZOELÉCTRICOS	41
3.1. Interruptor piezoeléctrico RF MEMS con bajo voltaje de actuación, parte 1 Corea del Sur	41
3.1.1. Ecuaciones de diseño	42
3.1.2. Proceso de fabricación	43
3.1.3. Resultados	44
3.2. Interruptor piezoeléctrico RF MEMS con bajo voltaje de actuación, parte 2 Corea del Sur	47
3.2.1. Diseño y fabricación	47
3.2.2. Modelado eléctrico	48
3.2.3. Resultados	49
3.3. Interruptor piezoeléctrico RF-MEMS de estrecho espacio de contacto, Japón	50
3.3.1. Diseño	50
3.3.2. Fabricación	51
3.3.3. Resultados	52
3.4. Actuación piezoeléctrica de micropuentes usando AlN, España	53
3.4.1. Fabricación	53
3.4.2. Resultados	54
3.5. Interruptor piezoeléctrico RF-MEMS integrado con una línea de transmi- sión, Corea	55
3.5.1. Diseño	55
3.5.2. Fabricación	55
3.5.3. Resultados	57
3.6. Actuadores piezoeléctricos bimorfos	57

3.6.1.	Ecuaciones de diseño	58
3.6.2.	Fabricación	59
3.6.3.	Resultados	59
3.7.	Conclusiones del capítulo	61
4.	ANÁLISIS ELECTROMECAÁNICO DEL INTERRUPTOR	63
4.1.	Especificaciones de diseño	63
4.2.	Tipo de vigas piezoeléctricas	64
4.2.1.	Actuador unimorfo	65
4.2.2.	Actuador bimorfo	67
4.3.	Configuración de software electromecánico especializado	69
4.4.	Diseños propuestos	70
4.5.	Proceso de simulación	71
4.6.	Conclusiones del capítulo	76
5.	ANÁLISIS ELECTRODINÁMICO DE INTERRUPTORES MEMS	77
5.1.	Simulación en software especializado	77
5.1.1.	Línea CPW	78
5.1.2.	Brecha en la línea de transmisión	81
5.1.3.	Interruptor MEMS	82
5.2.	Modelo eléctrico equivalente	83
5.2.1.	Circuito eléctrico de la CPW	84
5.2.2.	Circuito eléctrico equivalente en estado abierto	86
5.2.3.	Circuito eléctrico equivalente en estado cerrado	89
5.3.	Parámetros electrodinámicos	92
5.3.1.	Aislamiento	94
5.3.2.	Pérdidas de inserción	94
5.3.3.	Pérdidas de retorno	95
5.4.	Factor de calidad de conmutación	96
5.5.	Conclusiones del capítulo	100
	CONCLUSIONES GENERALES	101
	Bibliografía	104

LISTA DE FIGURAS

1.1. Interruptor tipo serie: a) Estructura en voladizo en estado abierto con contacto metal - metal. b) Estructura en voladizo con contacto capacitivo; adaptado de [2]. c) Circuito eléctrico equivalente en estado abierto [3].	4
1.2. a) Interruptor serie en estado cerrado con su respectivo modelo eléctrico equivalente [3].	5
1.3. Interruptor tipo puente: a) estado abierto, b) estado cerrado; adaptado de [4], c) Modelo eléctrico equivalente en estado abierto, d) Modelo eléctrico equivalente en estado cerrado.	5
1.4. Principio de un actuador electrostático formado por dos placas paralelas. .	6
1.5. Modelo del acoplamiento electromecánico en un interruptor MEMS con actuación electrostática; adaptado de [5].	7
1.6. Representación esquemática de un interruptor MEMS basado en un actuador con vigas en V: a) vista superior, b) sección transversal en estado apagado y c) sección transversal en estado encendido; adaptado de [8].	8
1.7. Parámetros geométricos de un actuador térmico con estructura de la viga en V [8].	9
1.8. Microactuador térmico en V: a) Estado abierto, b) Estado cerrado; adaptado de [9].	9
1.9. Microactuador Electromagnético; adaptado de [10].	10
1.10. Interruptores RF MEMS electromagnéticos: a) tipo serie. b) tipo derivación; adaptado de [11].	11
1.11. Deflexión de un actuador unimorfo; adaptado de [13].	12
1.12. Actuadores piezoeléctricos: a) actuador bimorfo, b) actuador unimorfo [39].	12
1.13. Red arbitraria en microondas [14].	13
1.14. Desplazador de fase con cuatro diodos PIN [14].	15

1.15. Geometría de una celda unitaria FSS basada en anillos ranurados conmutables [15].	16
1.16. Gráfico con características de reflexión de las cuatro configuraciones posibles [15].	17
2.1. Relación entre la densidad de corriente eléctrica j y el campo eléctrico E en a) un conductor isotrópico y b) un conductor anisotrópico.	21
2.2. a) Estado original del quartz SiO_2 , b) modo de efecto piezoeléctrico directo longitudinal y c) modo de efecto piezoeléctrico directo transversal [18]. . .	24
2.3. Fuerzas que actúan en un cuerpo.	25
2.4. Efecto piezoeléctrico inverso cuando se aplica a) voltaje en la misma dirección a la polarización y b) dirección inversa a la polarización; adaptado de [33].	26
2.5. a) Estructura Perovskite ideal b) Estructura Perovskite polarizada [18]. . .	27
2.6. a) Modelo estructural Wurtzite, b) Estructura tetrahedral de los átomos del material piezoeléctrico y c) Distorsión de la estructura tetrahedral bajo una fuerza externa [23].	28
2.7. Estructura fundamental del cuarzo, se observa corte X, corte Y y corte Z. .	29
2.8. Fases del Titanato de Bario: a) Superior a 130 °C, b) Entre 130°C y 5°C, c) Entre 5 °C y -20°C d) Inferior a -90 °C [20].	31
2.9. Estructura cristalina del AlN, los átomos de AlN se muestran en gris mientras que los átomos N en color azul [27].	31
2.10. Orientación dentro del cristal: a) sin polarizar, b) cristal polarizado y c) cristal depolarizado.	32
2.11. a) Cadena de moléculas CH_2 y CF_2 de PVDF. b) Arreglo de cadenas moleculares dentro del material con el momento dipolo respectivo [18].	33
2.12. Representación esquemática de la conformación de los canales para las fases α , β y γ de PVDF; adaptado de [29].	33
2.13. Esquema para definir las direcciones en una lamina de PVDF [18].	38
3.1. Interruptor piezoeléctrico MEMS. a) Abierto, b) Cerrado [34].	42
3.2. Pasos de fabricación del interruptor piezoeléctrico RF MEMS [34].	44
3.3. Simulación desplazamiento vs voltaje aplicado variando la longitud de la viga en voladizo piezoeléctrica; adaptado de [34].	44
3.4. Imágenes de los interruptores fabricados a) tipo A, b) tipo B [34].	45
3.5. Curvas que muestran las pérdidas de retorno y el aislamiento de los interruptores fabricados a) tipo A y b) tipo B; adaptado de [34].	46
3.6. Diagrama del interruptor MEMS piezoeléctrico en configuración paralelo [35].	47
3.7. Proceso de fabricación; adaptado de [35].	48

3.8. Circuito eléctrico equivalente del interruptor a) en estado abierto, b) estado cerrado y c) con cuatro capacitores piezoeléctricos simétricos; adaptado de [35].	49
3.9. Parámetros electrodinámicos simulados y medidos a) Pérdidas de inserción y b) aislamiento [35].	50
3.10. Diseño del interruptor piezoeléctrico hermético. (a) vista superior, (b) sección transversal [36].	51
3.11. Proceso de fabricación del interruptor hermético [36].	52
3.12. Caracterización del interruptor hermético; adaptado de [36].	52
3.13. Proceso de depósito de Mo/AlN/Mo [37].	54
3.14. Gráfica desplazamiento vs voltaje de actuación [37].	54
3.15. Vista del diseño del interruptor MEMS piezoeléctrico con una línea de transmisión integrada [38].	55
3.16. Secuencia de fabricación e integración del interruptor MEMS [38].	56
3.17. Gráfica desplazamiento vs voltaje de actuación; adaptado de [38].	57
3.18. Actuador bimorfo [39].	58
3.19. Proceso de fabricación de una viga en voladizo bimorfa con PZT/PZT [39].	59
3.20. Desplazamiento de una viga en voladizo de 1mm de longitud [39].	60
4.1. Dimensiones a satisfacer del interruptor RF MEMS piezoeléctrico; adaptado de [14].	64
4.2. Tipos de vigas en voladizo piezoeléctricas: a) bimorfa serie b) bimorfa paralelo c) unimorfa.	65
4.3. Actuador unimorfo [39].	65
4.4. Simulación de un actuador unimorfo en Coventor.	66
4.5. Deflexión de la viga uniforme.	67
4.6. Actuador bimorfo; adaptado de [39].	67
4.7. Estructura de la matriz elástica del PVDF a ingresar en Coventor.	69
4.8. Matriz piezoeléctrica y sus coeficientes [41].	70
4.9. Diseño final sin mallar	71
4.10. Características del mallado en Coventor.	73
4.11. Estructura mallada.	73
4.12. Diseño final.	74
4.13. Gráfica voltaje vs desplazamiento.	74
5.1. Configuración de una línea de transmisión CPW.	78
5.2. Línea coplanar en CST.	80
5.3. Carta Smith de la línea coplanar acoplada a 50 Ω	80
5.4. Elementos de interés de la Carta Smith.	81

5.5. Simulación de la brecha en la línea coplanar.	82
5.6. Interruptor en estado abierto montado en la línea coplanar.	82
5.7. Impedancia del interruptor en estado abierto montado en la línea coplanar.	82
5.8. Simulación del interruptor en estado cerrado montado en la línea coplanar.	83
5.9. Impedancia del interruptor en estado cerrado montado en la línea coplanar.	83
5.10. Circuito eléctrico equivalente de la línea coplanar.	84
5.11. Impedancia del circuito eléctrico equivalente de la línea coplanar.	85
5.12. Circuito eléctrico equivalente de la brecha en la línea coplanar.	85
5.13. Impedancia del circuito eléctrico equivalente de la brecha de la línea coplanar.	86
5.14. Colocación de un puerto discreto entre el interruptor y la línea central.	86
5.15. Efecto capacitivo entre placas.	87
5.16. Colocación del puerto discreto sobre la viga.	87
5.17. Efecto inductivo de la viga.	88
5.18. Circuito eléctrico equivalente del interruptor MEMS en estado abierto montado en la línea coplanar.	88
5.19. Comparación del parámetro $S_{2,1}$ calculado en dos programas computacionales.	89
5.20. Circuito eléctrico equivalente del interruptor MEMS en estado cerrado montado en la línea coplanar.	89
5.21. Impedancia del interruptor MEMS en estado cerrado.	90
5.22. Circuito eléctrico equivalente optimizado del interruptor MEMS en estado abierto.	90
5.23. Impedancia del interruptor MEMS en estado abierto.	91
5.24. Comparación dos entre el parámetro $S_{2,1}$ calculado en dos programas computacionales.	92
5.25. Circuito equivalente.	92
5.26. Aislamiento del interruptor en estado abierto.	94
5.27. Pérdidas de inserción del interruptor en estado cerrado.	95
5.28. Pérdidas de retorno del interruptor en estado cerrado.	95
5.29. Bipuerto recíproco sin pérdidas usado para transformar el par de impedancias de carga Z_1 y Z_2 en el par de impedancias $Z_{in}^{cerrado}$ y $Z_{in}^{abierto}$ [51].	96
5.30. Factor de conmutación del interruptor.	99

LISTA DE TABLAS

2.1.	Clases de cristales piezoeléctricos y sus respectivas abreviaciones.	27
2.2.	Características mecánicas, térmicas, eléctricas y piezoeléctricas del PVDF.	34
2.3.	Constantes de rigidez elástica del PVDF [32].	35
2.4.	Coefficientes piezoeléctricos y dieléctricos del PVDF [33].	35
2.5.	Variables de las ecuaciones constitutivas y su descripción.	37
3.1.	Parámetros del material piezoeléctrico.	45
3.2.	Caracterización de los actuadores piezoeléctricos fabricados.	46
3.3.	Caracterización del tercer actuador piezoeléctrico.	49
3.4.	Caracterización del interruptor hermético.	53
3.5.	Caracterización del interruptor piezoeléctrico con línea CPW.	57
3.6.	Condiciones para el proceso de secado.	59
3.7.	Estado del arte de interruptores piezoeléctricos.	61
4.1.	Dimensiones de la viga voladiza propuesta unimorfa.	66
4.2.	Dimensiones de la viga voladiza propuesta.	69
4.3.	Propiedades de los materiales metálicos utilizados en la viga.	70
4.4.	Diseños propuestos.	71
4.5.	Proceso de fabricación propuesto.	72
4.6.	Diseño propuesto con Oro, Aluminio y Cobre como material para los electrodos.	74
4.7.	Parámetros principales.	76
5.1.	Especificaciones de la CPW.	79
5.2.	Especificaciones de la brecha.	81
5.3.	Valores ajustados de la línea coplanar a 50 Ω	84

5.4. Valores ajustados del interruptor.	91
5.5. Parámetros electrodinámicos ajustados a 10 GHz.	100
5.6. Parámetros electromecánicos.	102
5.7. Parámetros electrodinámicos a 10 GHz.	102

INTRODUCCIÓN

El incremento en la demanda de las comunicaciones inalámbricas ha traído como consecuencia un gran impacto en el desarrollo de sistemas de radio frecuencia (RF) y microondas, que requieren cubrir especificaciones referentes a: altas frecuencias de operación, bajas pérdidas, alta linealidad, bajo consumo de potencia y bajo voltaje de polarización, en aplicaciones tales como osciladores controlados por voltaje, filtros sintonizados, desplazadores de fase, superficies selectivas de frecuencia reconfigurables, transmisores, receptores, entre otros. Es por ello que, en la actualidad, los sistemas micro electromecánicos (MEMS) han logrado un marcado avance en la innovación de interruptores, capacitores, inductores, resonadores y filtros, que a su vez impactan en un mejor rendimiento. Recientemente el uso específico de interruptores MEMS juegan un rol importante en la búsqueda de reemplazar a los conmutadores de estado sólido, tales como el diodo PIN o el Transistor de Efecto de Campo (FET), debido a que estos han mostrado ventajas en su comportamiento entre las cuales se encuentran: mejor aislamiento, bajas pérdidas de inserción, mejor rendimiento en frecuencia y un bajo consumo de potencia.

Objetivo

Análisis y diseño de un interruptor MEMS utilizando un polímero piezoeléctrico, para aplicación en dispositivos de microondas.

Estructura General de la Tesis

La metodología de la tesis consta del análisis del mecanismo de actuación piezoeléctrico aplicado en el desarrollo de interruptores MEMS en banda X. Así como, determinar su circuito eléctrico equivalente del mismo. Por lo tanto, el trabajo está estructurado de la siguiente manera:

- ✈ En el primer capítulo se realiza una revisión sobre los aspectos generales de los interruptores RF MEMS, como son: mecanismos de actuación, tipos de contacto, vigas, sus clasificaciones y algunas de sus aplicaciones.
- ✈ En el segundo capítulo se da un panorama general acerca de la piezoelectricidad y los distintos tipos de materiales.
- ✈ En el tercer capítulo se presenta el estado del arte del diseño de interruptores MEMS con actuación piezoeléctrica.
- ✈ En el cuarto capítulo se desarrolla el análisis electromecánico del interruptor, por lo tanto, se revisan geometrías propuestas, ecuaciones de diseño y su respectiva respuesta.
- ✈ En el quinto capítulo se analiza el comportamiento electrodinámico de los interruptores MEMS con sus respectivas ecuaciones de diseño para obtener su circuito eléctrico equivalente.
- ✈ Finalmente, se presentan las conclusiones generales del trabajo.

CAPÍTULO 1

ASPECTOS GENERALES DE LOS INTERRUPTORES MEMS

El famoso discurso de Richard P. Feynman “*Hay mucho espacio al fondo*” (“*There is plenty of room at the bottom*” [1]), marcó el inicio de muchas de las investigaciones dirigidas a la miniaturización de las cosas debido a las grandes ventajas que éstas suponen en la tecnología. Por ejemplo, en los años recientes, el desarrollo de los dispositivos MEMS ha logrado un marcado avance en el campo de la radio frecuencia, esto incluye el desarrollo de elementos tales como: interruptores, capacitores variables, inductores, resonadores y filtros. Entre estos dispositivos, los interruptores MEMS son un componente fundamental, los cuales pueden ser utilizados para el desarrollo de otros dispositivos dentro del área de RF y microondas. El propósito principal de estos interruptores RF MEMS es lograr un corto circuito o circuito abierto en una línea de transmisión a través del movimiento mecánico de una viga de manera lateral o vertical, donde la fuerza requerida para este tipo de movimiento se obtenga por medio de un mecanismo de actuación determinado.

Este tipo de interruptores pueden ser clasificados con base a su configuración eléctrica en dos diferentes categorías: interruptores en configuración serie e interruptores en configuración paralelo.

1.1. Tipos de interruptores

1.1.1. Interruptor tipo serie

Un interruptor en configuración serie comúnmente se fabrica utilizando la estructura de una viga voladiza, la cual a su vez puede ser fabricada con un tipo de contacto capacitivo o un contacto metálico. Este tipo de estructura tiene uno de sus extremos fijo o anclado, mientras que el otro extremo se encuentra libre, tal y como se puede observar en la figura 1.1 [2].

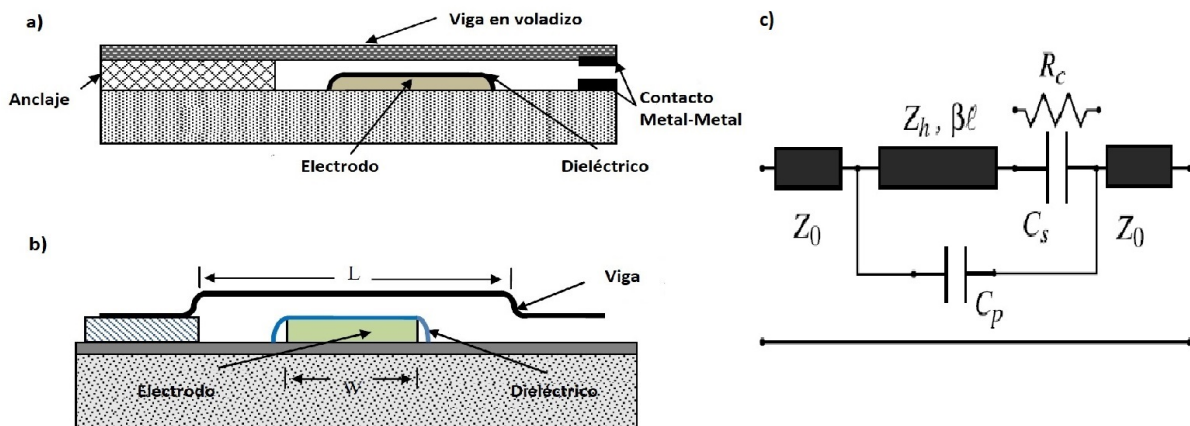


Figura 1.1: Interruptor tipo serie: a) Estructura en voladizo en estado abierto con contacto metal - metal. b) Estructura en voladizo con contacto capacitivo; adaptado de [2]. c) Circuito eléctrico equivalente en estado abierto [3].

El circuito eléctrico equivalente se muestra en la figura 1.1(c), cuando el interruptor se encuentra en estado abierto el modelo eléctrico consta de la línea de transmisión con características Z_h y βl en serie con el capacitor C_s y una C_p debida a los materiales. El capacitor C_s describe la capacitancia formada entre el electrodo de contacto y la viga, cuyo cálculo puede ser aproximado con la ecuación de un capacitor de placas paralelas 1.1.

$$C_s = \frac{\epsilon \epsilon_0 A}{g} \quad (1.1)$$

Donde:

ϵ es la permitividad relativa del material dieléctrico entre placas, ϵ_0 es la permitividad del vacío, A es el área de contacto entre placas y g es el espacio que separa las placas.

Por otro lado, cuando el interruptor se cierra, la capacitancia se incrementa debido a que la distancia entre las placas tiende a cero. El interruptor al hacer contacto con la línea de transmisión puede ser modelado con una resistencia R_c en serie con la línea de transmisión o con un inductor y una R_L , dependiendo de las características del contacto como también se muestra en la figura 1.2 [3].

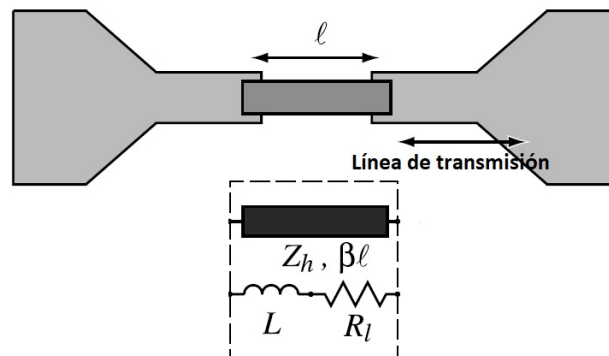


Figura 1.2: a) Interruptor serie en estado cerrado con su respectivo modelo eléctrico equivalente [3].

1.1.2. Interruptor tipo paralelo

El interruptor en configuración derivación es comúnmente elaborado con una viga tipo puente, la cual de la misma forma que la configuración anterior, puede tener un tipo de contacto capacitivo o contacto metal - metal. Este tipo de viga se encuentra anclada en ambos extremos (de allí su nombre de viga fija - fija) como se muestra en la figura 1.3a. Los interruptores capacitivos son a menudo utilizados en este tipo de configuración, ya que se utiliza un acoplamiento capacitivo con el electrodo de actuación central [4].

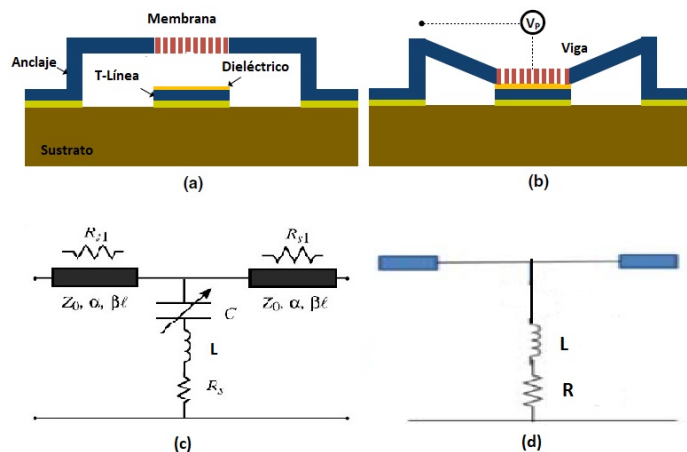


Figura 1.3: Interruptor tipo puente: a) estado abierto, b) estado cerrado; adaptado de [4], c) Modelo eléctrico equivalente en estado abierto, d) Modelo eléctrico equivalente en estado cerrado.

El circuito eléctrico equivalente de la figura 1.3c consta de una línea de transmisión definida por su impedancia característica Z_0 , pérdidas α y βl , en derivación con el capacitor C formado por el interruptor y el dieléctrico del electrodo de actuación, en serie con el inductor L y sus pérdidas R_s . Mientras que cuando el interruptor se cierra, la capacitancia crece lo que ocasiona que se forme un corto circuito como se muestra en la figura 1.2d.

Esta configuración se utiliza debido a su relativa alta constante de rigidez y manufactura simple en aplicaciones donde se requieren deflexiones de pocos micrómetros.

Como su contraparte en serie, esta configuración de interruptores en estado abierto, se modela eléctricamente como un capacitor variable dependiente del espacio entre el puente y la línea de transmisión central. Su capacitancia se calcula con la misma ecuación 1.1 y la inductancia debida a los materiales se representa con sus respectivas pérdidas como se muestra en la figura 1.3(c). Mientras que en estado cerrado, éste tipo de interruptores tiene como circuito equivalente el modelo eléctrico mostrado en la figura 1.3(d).

1.2. Mecanismos de actuación

Para lograr el movimiento de las vigas en cualquiera de sus configuraciones, se requiere el uso de una configuración física capaz de moverse cuando se le aplique una diferencia de potencia. A continuación se presenta una breve descripción sobre los cuatro mecanismos de actuación más utilizados en los interruptores RF MEMS.

1.2.1. Actuación Electrostática

La actuación electrostática es la forma más común de conversión de energía en MEMS y se utiliza dentro de una amplia gama de dispositivos en la actualidad. El movimiento mecánico de este tipo de actuación se logra debido a la fuerza electrostática generada al aplicar un voltaje determinado, esta fuerza de atracción se produce entre dos placas conductoras o elementos que contengan cargas opuestas similares a las que se observan en la figura 1.4. Si C es la capacitancia entre las dos placas, x es el espacio entre ellas y V es la diferencia de potencial aplicada externamente, la fuerza electrostática puede ser calculada como:

$$\vec{F}_{elec} = \frac{1}{2} \frac{CV^2}{x} \vec{k} \quad (1.2)$$

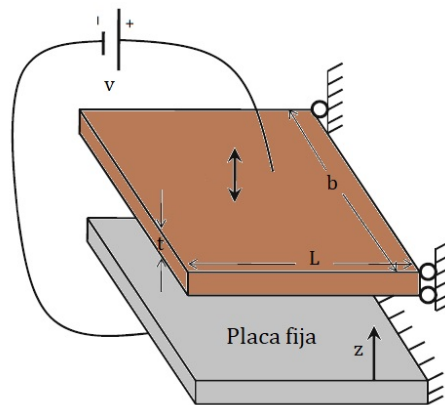


Figura 1.4: Principio de un actuador electrostático formado por dos placas paralelas.

donde \vec{k} es el vector unitario en dirección de la fuerza aplicada.

La actuación electrostática no requiere un material en específico a diferencia de otros mecanismos de actuación, además el microactuador completo, puede ser fabricado utilizando un proceso de micromaquinado superficial,

Este tipo de actuación únicamente necesita una fuente externa de energía, la cual está disponible en los circuitos electrónicos integrados para su polarización. Al voltaje en el cual ocurre la inestabilidad o el desplazamiento es conocido como voltaje de jale o voltaje de actuación y es calculado como se muestra en la ecuación 1.3:

$$V_{jale} = \sqrt{g^3 \frac{8k}{27\epsilon_0 A}} \quad (1.3)$$

donde:

A es el área efectiva de las placas paralelas, ϵ_0 es la permitividad del vacío, k es la constante de rigidez y g es el espacio entre placas o electrodos. Estos parámetros se visualizan mejor en la figura 1.5 [5].

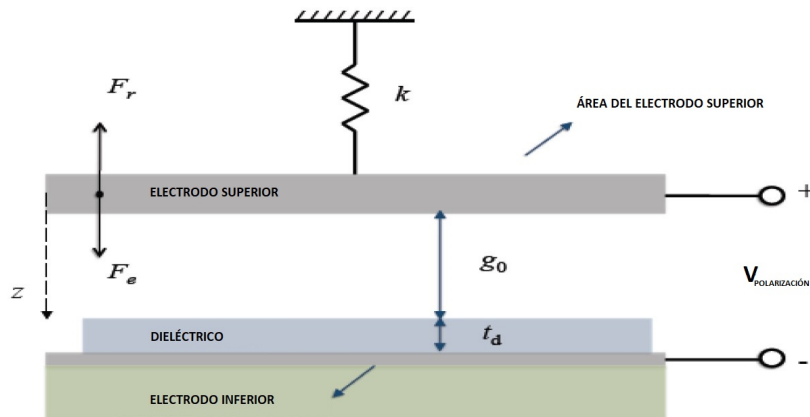


Figura 1.5: Modelo del acoplamiento electromecánico en un interruptor MEMS con actuación electrostática; adaptado de [5].

Además de las dimensiones de las placas paralelas, el interruptor MEMS con actuación electrostática se diseña con base al espacio entre placas y al anclaje, donde en gran parte depende de la constante de rigidez.

Estos interruptores se caracterizan por su baja potencia de consumo y su tiempo de conmutación relativamente rápido (alrededor de μs), por lo que aventaja su uso en comparación con otros tipos de actuadores, sin embargo, un alto voltaje de jale y los problemas de fricción han llegado a ser los principales problemas para la confiabilidad de interruptores con este mecanismo de actuación [6].

1.2.2. Actuación Térmica

Los actuadores electrotérmicos tienen la capacidad de generar relativamente grandes desplazamientos con un movimiento lineal causado por efecto Joule. Por lo mismo, este tipo de mecanismo de actuación se utiliza cuando se requiere eficiencia en la relación potencia-voltaje y para aplicaciones donde se requiera un manejo grande de potencia [7]. La estructura metálica que contienen los dispositivos con este mecanismo de actuación puede ser usada tanto como conmutador capacitivo o de tipo metal-metal. Sus principales características RF son determinadas por la posición mecánica del electrodo móvil. La distorsión de la señal puede ser bastante baja y el principio básico de este mecanismo es que cuando un gradiente de temperatura se aplica a la estructura, el electrodo móvil se mueve hacia el electrodo fijo para cerrarlo, las vigas que soportan el electrodo móvil tienen forma de V y son mejor conocidas como actuadores Chevron.

En la figura 1.6 muestra la vista esquemática y las secciones transversales de un interruptor MEMS soportado por una viga tipo V. El número de vigas en V tienen influencia en la rigidez y en la fuerza de retorno a la posición inicial del electrodo móvil, con esto, una de las principales desventajas que presentan estas estructuras es la fatiga térmica y la fricción estática. Esta fricción entre el electrodo móvil y el sustrato es influenciada por la fuerza de retorno que depende del número de uniones o bisagras que contenga la estructura.

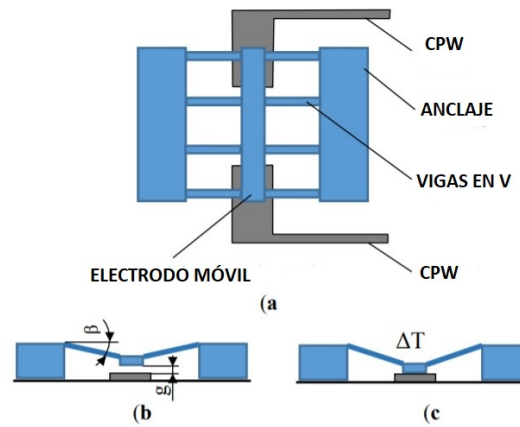


Figura 1.6: Representación esquemática de un interruptor MEMS basado en un actuador con vigas en V: a) vista superior, b) sección transversal en estado apagado y c) sección transversal en estado encendido; adaptado de [8].

Una representación esquemática de una estructura con una viga con geometría en V se muestra en la figura 1.7, sus principales parámetros representan lo siguiente: l longitud de la viga; t espesor de la estructura; w ancho de la viga; β ángulo de inclinación de la viga. Cuando la estructura se le somete a una carga térmica dada, el desplazamiento δ de la parte central estará dado por la ecuación 1.4 [8].

$$\delta = \alpha \Delta T l \sin(\beta) + \frac{\sin(\beta) \cos(\beta) (Al^2 - 12I_z)(e + \alpha \Delta T l \cos(\beta))}{12I_z \cos^2 \beta + Al^2 \sin^2 \beta} \quad (1.4)$$

donde:

α es el coeficiente de expansión térmica de la estructura del material, A es el área de la sección transversal de la viga; I_z es el momento de inercia de la sección transversal de la viga y e es el desplazamiento de los anclajes.

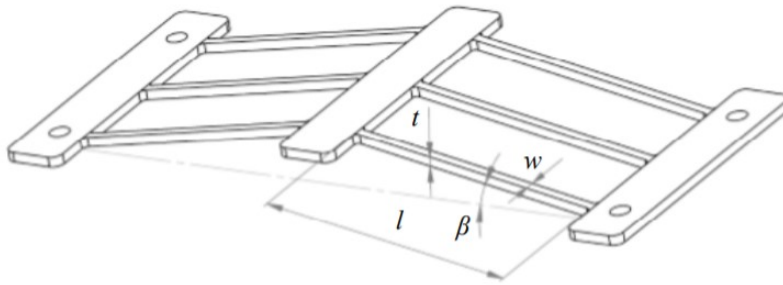


Figura 1.7: Parámetros geométricos de un actuador térmico con estructura de la viga en V [8].

La figura 1.8 muestra el principio de operación de un actuador en forma de V con movimiento lateral al plano principal. Cuando un voltaje se aplica a la viga, el actuador se mueve debido a la expansión del material y permite contacto entre los cabezales de contacto y las líneas de señal RF tal y como se ilustra en la figura 1.8b. Al retirar el voltaje de actuación, el interruptor regresa a su posición original debido a las fuerzas de restitución de la misma viga, los dos estados se muestran en la figura 1.8a [9].

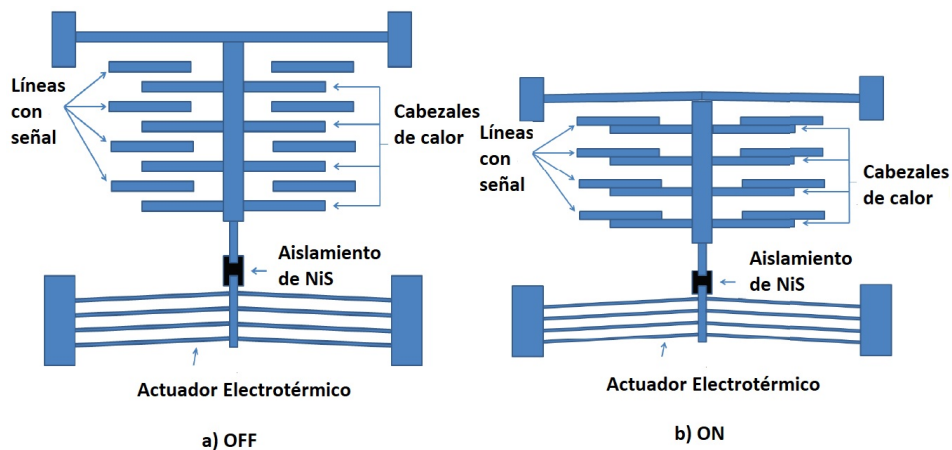


Figura 1.8: Microactuador térmico en V: a) Estado abierto, b) Estado cerrado; adaptado de [9].

1.2.3. Actuación Electromagnética

El mecanismo de actuación magnético se lleva a cabo usando fuerzas electromagnéticas ejercidas por un campo magnético externo hacia una bobina portadora de corriente ubicada

en la parte superior de la viga en voladizo. Esta viga se mantiene en estado bajo por la fuerza electrostática generada por una baja diferencia de voltaje entre la bobina y el electrodo de actuación. En general, los dispositivos que utilizan este mecanismo de actuación requieren un imán externo para limitar la corriente de actuación a niveles razonables.

En la figura 1.9 se muestra un actuador que utiliza este mecanismo de actuación [10]. El dispositivo consta de una bobina de metal (bobina en voladizo) que está integrada en la parte superior de una viga en voladizo dieléctrica y una barra de contacto en la punta de la viga para conectar los puertos de entrada y salida cuando el interruptor se encuentre en estado cerrado. Otra bobina (bobina de sustrato) está integrada en el sustrato para generar el campo magnético requerido para la actuación. La bobina de sustrato también actúa como electrodo de sujeción para mantener la viga en voladizo en estado bajo usando fuerza electrostática después de la actuación del dispositivo. Para accionar el dispositivo, se aplica una corriente continua a la bobina en voladizo. En presencia de un campo magnético, se ejerce una fuerza de Lorentz sobre esta bobina y se transfiere a la viga en voladizo.

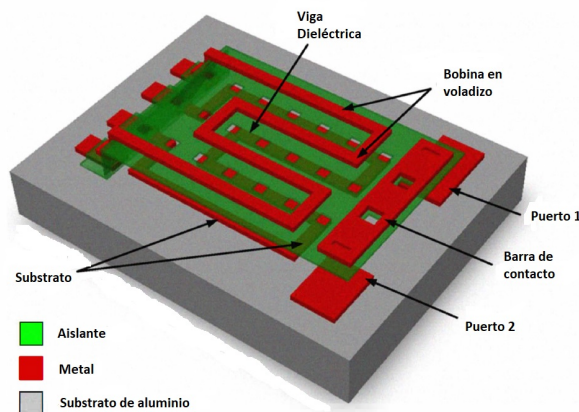


Figura 1.9: Microactuador Electromagnético; adaptado de [10].

Estructuras de interruptores RF MEMS con mecanismo de actuación electromagnético son mostrados en la figura 1.10, la estructura del interruptor en serie es similar a la del interruptor en derivación, excepto por las líneas de la señal de transmisión y la configuración del metal de contacto asociada. La fuerza de actuación electromagnética es constante independientemente de la altura inicial de la membrana desde el plano inferior. Esto permite una gran brecha inicial y por lo tanto mejor aislamiento de la señal. También se puede lograr una capacidad alta de manejo de potencia a partir de la gran fuerza de restauración. Además, el voltaje de operación se puede mantener en valores bajos porque la fuerza electrostática solo se aplica durante el estado de retención cuando ya se forma un espacio extremadamente pequeño entre el electrodo inferior y las bobinas [11]. Se puede inferir que debido a las dimensiones y las características propias de las estructuras con este tipo de actuación, sus principales desventajas son el tamaño y la velocidad de conmutación.

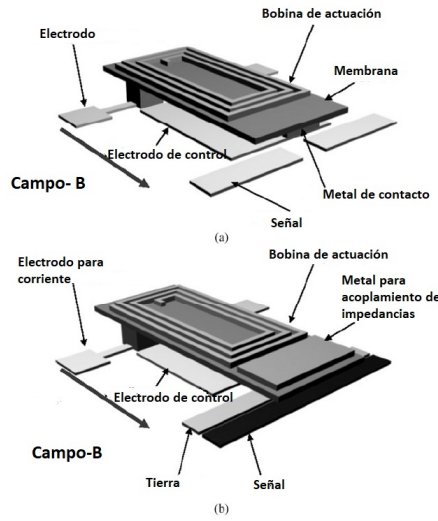


Figura 1.10: Interruptores RF MEMS electromagnéticos: a) tipo serie. b) tipo derivación; adaptado de [11].

1.2.4. Actuación Piezoeléctrica

El mecanismo de actuación piezoeléctrico se basa en la contracción y expansión de materiales especiales conocidos como piezoeléctricos. Para este tipo de materiales que operan en la región lineal, las ecuaciones constitutivas de una dimensión se enuncian al correlacionar el fenómeno eléctrico y mecánico [12]:

$$T = C^E S - eE \quad (1.5)$$

$$D = \epsilon^S E + eS \quad (1.6)$$

donde:

T es la matriz de esfuerzos, C matriz de rigidez, E campo eléctrico, D matriz de desplazamiento eléctrico, S matriz de deformación, e matriz de coeficientes piezoeléctricos y ϵ es la permitividad dieléctrica.

Cuando se utiliza el efecto piezoeléctrico como mecanismo de actuación se aplica un campo eléctrico externo al material, provocando la expansión y contracción del piezoeléctrico, causando un movimiento en la estructura. A este fenómeno también se le conoce como efecto piezoeléctrico inverso y es descrito por la ecuación 1.7, donde la deformación inducida es proporcional al coeficiente piezoeléctrico (d_{ijk}) y al campo eléctrico (E_i).

$$x_{jk} = d_{ijk} E_i \quad (1.7)$$

La deformación en la capa piezoeléctrica puede observarse en la figura 1.11 [13].

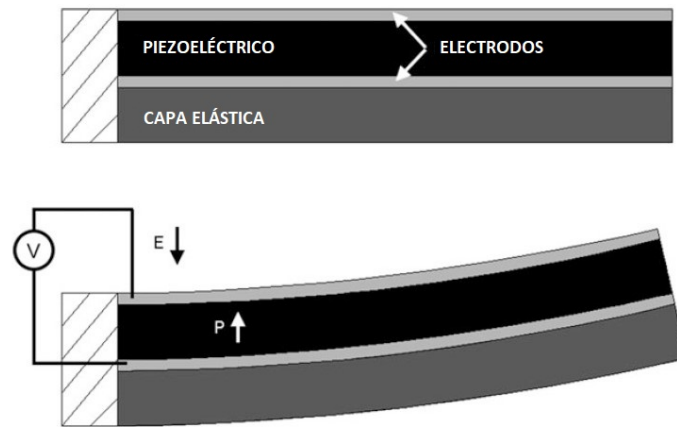


Figura 1.11: Deflexión de un actuador unimorfo; adaptado de [13].

Los actuadores piezoeléctricos pueden ser formados por una o varias capas, por ejemplo la figura 1.12a, muestra un actuador bimorfo, en el cual fueron depositadas dos capas de material piezoeléctrico mientras que en la figura 1.12b, se muestra un actuador unimorfo el cual contiene solo una película delgada de material piezoeléctrico y una capa elástica.

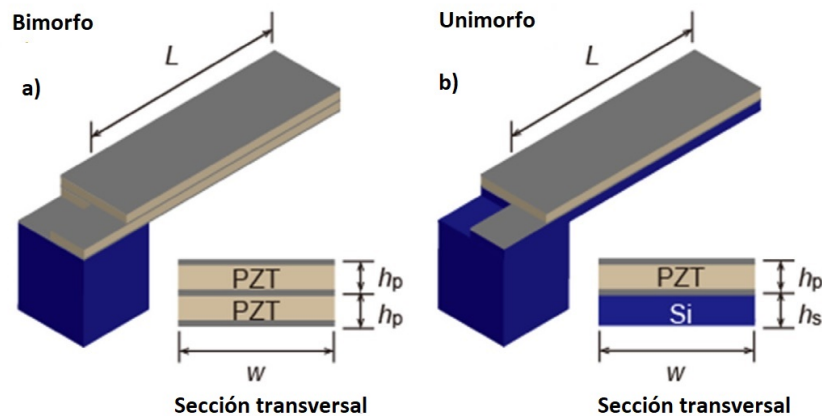


Figura 1.12: Actuadores piezoeléctricos: a) actuador bimorfo, b) actuador unimorfo [39].

Entre las principales ventajas de utilizar este mecanismo de actuación se encuentran el uso de bajos voltajes de actuación, aprovechamiento de un bajo consumo de potencia y que algunos materiales piezoeléctricos pueden manejar temperaturas relativamente bajas dentro de su proceso de construcción.

1.3. Parámetros de dispersión

Los parámetros de dispersión o parámetros S nos dan una información valiosa de como se comporta eléctricamente un circuito. Por esta razón es importante conocer como se obtienen y la aplicación inmediata a nuestros resultados. Dentro del análisis de circuitos

para microondas, los puertos de entrada y de salida se relacionan con líneas de transmisión. Para ilustrar este hecho se define un plano de referencia, que es simplemente una cierta sección transversal de la línea de transmisión que entra en el dispositivo como se observa en la figura 1.13 [14].

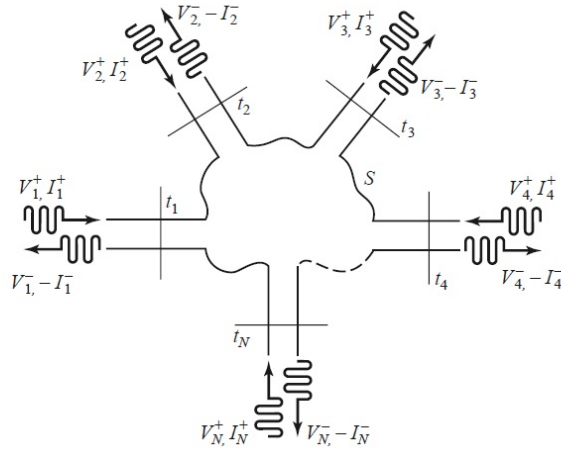


Figura 1.13: Red arbitraria en microondas [14].

Utilizando ley de Ohm tenemos un sistema de ecuaciones de la forma:

$$[V] = [Z][I] \quad (1.8)$$

Sin embargo, por el hecho de que en microondas no se pueden medir corrientes y voltajes, además de que no se pueden analizar los circuitos con la teoría de parámetros concentrados, la matriz Z no se utiliza. No obstante, ya que el voltaje de onda incidente (V^+) y el voltaje de onda reflejada (V^-) son más fáciles de medir se tiene que:

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (1.9)$$

donde la matriz S es la relación entre dichos voltajes y se le conoce como matriz de dispersión (S debido a su nombre en inglés *Scattering*). Así que, de (1.9), tenemos el sistema de ecuaciones siguiente:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ + \dots + S_{1N}V_N^+$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ + \dots + S_{2N}V_N^+$$

$$\vdots$$

$$V_N^- = S_{N1}V_1^+ + S_{N2}V_2^+ + \dots + S_{NN}V_N^+$$

De aquí se define a S_{11} como:

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} |_{V_2^+=V_3^+=\dots=V_N^+=0} \quad (1.10)$$

Este primer elemento de la matriz S se le conoce como *coeficiente de reflexión* en la entrada 1 cuando otras líneas conectadas están terminadas en su impedancia característica. En dado caso que hubiese varias entradas, de manera general, el coeficiente de reflexión estaría dado por:

$$S_{ii} = \frac{V_i^-}{V_i^+} |_{V_k^+=0, k \neq i} \quad (1.11)$$

A su vez, definimos a S_{21} de la siguiente manera:

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} |_{V_2^+=V_3^+=V_N^+=0} \quad (1.12)$$

Este elemento de la matriz S es conocido como *coeficiente de transmisión* del puerto 1 al puerto 2 cuando otras líneas se encuentran conectadas excepto la entrada 1 y están terminadas en líneas acopladas.

Y de la misma manera, en caso que haya más entradas en el sistema, el coeficiente de transmisión estará dado por:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} |_{V_k^+=0, k \neq j} \quad (1.13)$$

Debido a que la línea de transmisión se le conoce como un elemento recíproco, es decir, que sus propiedades no dependen del sentido de la corriente, los elementos de la matriz S tienen la siguiente propiedad:

$$S_{ij} = S_{ji} \quad (1.14)$$

1.4. Aplicaciones de los interruptores

En la actualidad hay numerosas aplicaciones de los interruptores MEMS en el área de microondas, como se mencionó anteriormente, se busca sustituir los conmutadores de estado sólido como son los FET o los diodos PIN, por lo que en este apartado se resaltan dos importantes aplicaciones dentro del campo de las microondas.

1.4.1. Desplazador de fase

El principal elemento del desplazador de fase mostrado en la figura 1.14 es un diafragma de control, este se sitúa en la sección transversal de una guía de onda circular la cuál

está terminada en corto circuito. El diafragma contiene un anillo ranurado y cuatro stubs radiales, además cuatro diodos pin se conectan en paralelo a los stubs donde en un momento dado, un diodo se apaga mientras los otros tres se encuentran encendidos.

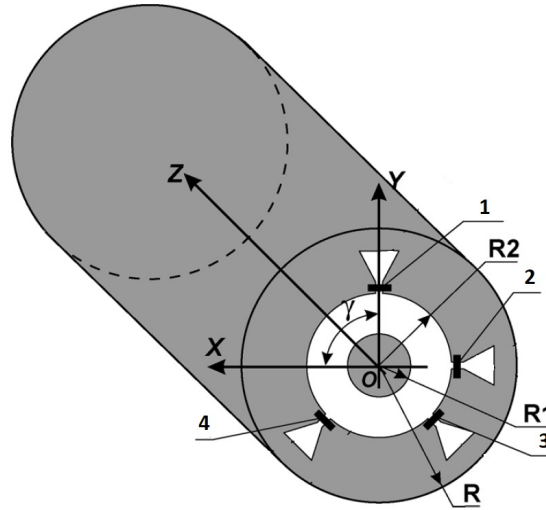


Figura 1.14: Desplazador de fase con cuatro diodos PIN [14].

Para simplificar el análisis, se asume que una onda de polarización circular se propaga hacia el diafragma de control en la dirección Z , por lo que la onda incidente se calcula por medio de la ecuación 1.15.

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{-j\beta z} \quad (1.15)$$

donde:

E_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son los vectores unitarios en las direcciones x y y , respectivamente. Y β es la constante de propagación para el modo TE_{11} .

De acuerdo con [15], la onda reflejada puede ser presentada como la suma de dos componentes:

$$\vec{E}_r = 0,5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\perp} - \Gamma_{\parallel})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{j\beta z} + 0,5E_0(\Gamma_{\perp} + \Gamma_{\parallel})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{j\beta z} \quad (1.16)$$

donde:

γ es el ángulo entre el eje $0 - X$ y el stub donde el dispositivo conmutable es instalado, Γ_{\perp} es el coeficiente de reflexión de la onda ortogonal y Γ_{\parallel} es el coeficiente de reflexión de la onda paralela.

El primer componente de la ecuación 1.9 es una onda de polarización circular, la cual es la onda incidente. La fase de esta onda es controlable ya que depende de la posición angular del stub con los dispositivos conmutables abiertos. Mientras que la segunda componente

de la ecuación anterior es una onda no deseada de fase no controlable. Por lo que para eliminar o reducir esta onda, es necesario cumplir la siguiente condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (1.17)$$

Así que, una adecuada conmutación da lugar al cambio de fase en la onda de polarización circular cuando la condición anterior se cumple. Como ejemplo para un desplazador de fase de 2 bits, como el que se muestra en la figura 1.14, la posición angular de γ de los cuatro stubs son a 90° , 180° , 225° y 315° . Por lo que así es posible introducir un cambios de fase de 180° , $360^\circ(0^\circ)$, $450^\circ(90^\circ)$ y $630^\circ(270^\circ)$ a la onda de polarización circular reflejada.

1.4.2. Superficie Selectiva de frecuencia basada en dispositivos conmutables

Actualmente, las superficies selectivas de frecuencia activas (SSF) se han hecho atractivas en los sistemas de comunicaciones debido a la capacidad de modificar en tiempo real sus frecuencias de resonancia. Estos dispositivos han sido desarrollados usando diferentes geometrias para sus celdas con dispositivos de control embebidos.

Una celda unitaria SSF con dos resonancias se puede obtener mediante dos ranuras de anillo concéntrico como se muestra en la figura 1.15. La resonancia en la frecuencia más baja es causada por la ranura del anillo exterior y la resonancia en la frecuencia más alta es producida por la ranura del anillo interior.

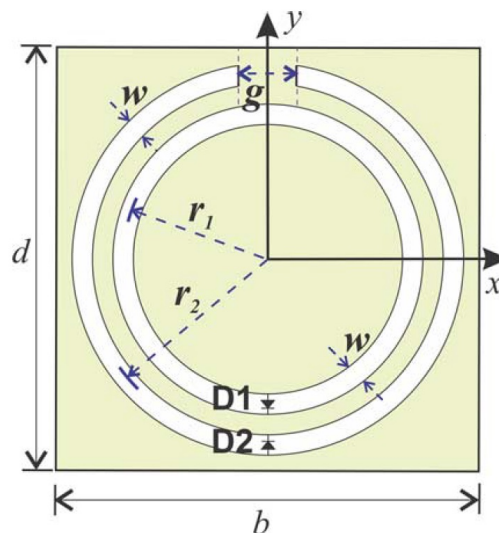


Figura 1.15: Geometría de una celda unitaria FSS basada en anillos ranurados conmutables [15].

En [16], dos diodos PIN son introducidos como dispositivos conmutables, por lo que esta puede ser una aplicación directa de un interruptor con tecnología MEMS.

Además de los dos anillos ranurados, se pueden obtener cambios de frecuencia adicionales para la resonancia de la ranura del anillo interior y la resonancia de la ranura del anillo dividido exterior cuando el dispositivo conmutable esté en estado encendido y divida la ranura del anillo, por lo que habrá un total de cuatro configuraciones posibles como se muestra en el gráfico de la figura 1.16.

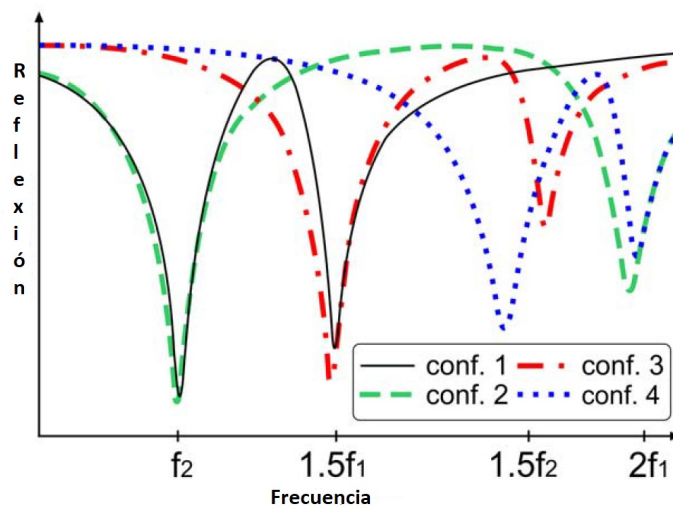


Figura 1.16: Gráfico con características de reflexión de las cuatro configuraciones posibles [15].

1.5. Conclusiones del capítulo

- ⇒ Existen más de 30 diferentes posibilidades para diseñar un interruptor MEMS, que resultan de la combinación de los mecanismos de actuación, tipos de movimiento, tipos de contacto y configuración eléctrica.
- ⇒ La actuación electrostática se basa en la aplicación de una diferencia de potencial entre dos placas, entre sus ventajas se encuentra que no se requiere de un material especial, sin embargo su principal desventaja es utilizar un voltaje de actuación alto.
- ⇒ La actuación térmica está basada en el efecto Joule y en la variación del coeficiente de expansión térmica del actuador, siendo utilizada para desplazamientos grandes con bajo voltaje de actuación. Entre sus desventajas se encuentran: tiempo de conmutación alto, no linealidad y sensibilidad al proceso de fabricación.
- ⇒ La actuación electromagnética se basa en el aprovechamiento de la energía almacenada en forma de campo magnético. Dentro de las ventajas que dispone se tienen la producción de fuerza para tener grandes desplazamientos, sin embargo, se convierte en desventaja cuando se requiere trabajar a frecuencias altas, además de requerir dimensiones grandes por el hecho de incluir una bobina para el proceso de actuación.
- ⇒ La actuación piezoeléctrica es llevada a cabo por medio de la contracción y expansión de los materiales piezoeléctricos causados por el movimiento de cargas como resultado de un voltaje aplicado. Entre sus ventajas se encuentran: voltaje de actuación bajo, tiempo de conmutación bajo, proceso de fabricación flexible con materiales piezoeléctricos específicos.
- ⇒ La aplicación de los interruptores MEMS dicta sus especificaciones, por lo tanto, las dimensiones del mismo están sujetas al tamaño y estructura del dispositivo de microondas donde se utilizará.

CAPÍTULO 2

EFECTO PIEZOELÉCTRICO

2.1. Historia de la piezoelectricidad

La palabra piezoelectricidad viene del griego "piezen" que significa apretar o hacer presión y "electricidad", por lo que en su conjunto quiere decir electricidad debida a presión o empuje, este fenómeno físico fue descubierto por los hermanos Curie en el año de 1880 [17]. Estos investigadores reconocieron que cargas eléctricas son producidas cuando fuerzas mecánicas son aplicadas a materiales especiales, tales como, turmalina, quartz, topaz y sal Rochelle. Este comportamiento se refiere al efecto piezoelectrico directo.

Poco después, en el año de 1881, Lippmann dedujo matemáticamente el efecto piezo-eléctrico inverso [18] y al cabo de un tiempo, los hermanos Curie confirmaron de manera experimental esta aseveración.

La primera aplicación práctica de la piezoelectricidad fue el sonar, desarrollado por Langevin durante la Primera Guerra Mundial. El principal componente de este dispositivo consistió de un delgado cristal quartz que fue pegado entre dos placas de acero.

En 1921, Cady inventó un oscilador eléctrico, el cual fue estabilizado por un cristal quartz, donde años más tarde, dicho oscilador fue utilizado en todos los transmisores de alta frecuencia.

Durante la Segunda Guerra Mundial, los materiales piezoelectricos fueron investigados y nuevas aplicaciones fueron desarrolladas por varios grupos de investigación independientes, descubriendo una nueva clase de materiales sintéticos conocidos como materia-

les ferroeléctricos y piezocerámicos, entre los cuales destacaron el Titanato de Bario y el Circonato-Titanato de Plomo ("PZT" por sus siglas en inglés).

Después de la Segunda Guerra Mundial se realizaron numerosas investigaciones con cada una de las clases de materiales piezoeléctricos buscando posibles aplicaciones sobretodo en el campo de los sistemas de telecomunicaciones [19]. En las últimas décadas, se han buscado materiales piezoeléctricos que provean un rendimiento similar al del PZT aplicados en el depósito de películas delgadas, ya que este material contiene la característica de manejar una constante piezoeléctrica grande pero con una temperatura de fabricación alta (alrededor de 600° lo que lo hace difícil de trabajar).

Lo anterior ha llevado a diversas líneas de investigación a buscar otra clase de materiales piezoeléctricos, donde el descubrimiento de un fuerte efecto piezoeléctrico en polímeros significó un mayor interés en el uso de este tipo de materiales. Para aplicaciones técnicas, uno de los trabajos pioneros sobre el fluoruro de polivinilideno fue el desarrollado por Kawai en 1969 [20], seguido por la investigación sobre piroelectricidad en el mismo polímero dos años más tarde por Bergman. Desde entonces, la ciencia y la tecnología de los polímeros piezoeléctricos han sido dominados por la familia del PVDF, especialmente los copolímeros del fluoruro de vivilideno y trifluoruroetileno P(VDF-TrFE). Polímeros de PVDF con una estabilidad térmica del efecto piezoeléctrico superior a 125°C fueron anunciados en el 2005 en una reunión de la Sociedad de Investigaciones en Materiales [21]. Recientemente, algunos polímeros muestran un comportamiento ferroeléctrico relajante, estos exhiben grandes deformaciones cuando son presionados con campos eléctricos en el orden de $100\text{ V}/\mu\text{m}$. Además, estos polímeros también muestran una gran densidad de energía, lo que los hace ideal como medio dieléctrico en capacitores.

2.2. Tensores

Algunos polímeros, en especial el PVDF, tienen propiedades físicas de una estructura cristalina, éstas son definidas por relaciones entre cantidades medibles. Por ejemplo, la densidad está definida por la relación entre masa y volumen. Éstas cantidades medibles no dependen en sí de la dirección, por lo tanto puede ser descrita por una cantidad escalar. Por otro lado, la conductividad eléctrica, que está definida como una relación entre el campo eléctrico y la densidad de corriente, si depende de la dirección. De hecho, la conductividad eléctrica de muchos cristales varía en cada dirección. En tales casos, a los cristales que contienen este tipo de propiedades que varían en distintas direcciones se les conoce como anisotrópicos. El problema que da lugar este tipo de comportamiento, es que la propiedad física en cuestión, no puede ser descrita por una cantidad escalar, sino que es necesario el uso de vectores o un concepto más general conocido como tensores. A continuación se

describe brevemente esta idea.

Un *escalar* es una cantidad física no direccional cuyo valor es completamente especificado por un número. Un escalar también es llamado *tensor de rango cero*.

En contraste con los escalares, los vectores son cantidades físicas, las cuales solamente pueden ser definidas con una dirección de referencia. Por ejemplo, para especificar completamente el campo eléctrico que actúa en un punto, se necesita dar tanto la magnitud como la dirección y sentido. Un vector puede ser descrito al dar su magnitud y dirección. Nosotros podemos elegir los tres ejes perpendiculares de referencia Ox_1, Ox_2, Ox_3 y dar los componentes del vector a lo largo de ellos. Dichos elementos son simplemente las proyecciones del vector en los ejes. Si los componentes de E son E_1, E_2, E_3 , tenemos que:

$$E = [E_1, E_2, E_3]$$

Así, cuando los ejes de referencia han sido elegidos, un vector es completamente especificado al dar los valores de sus tres componentes a lo largo de los ejes. Este tipo de arreglos también son conocidos como *tensores de primer rango*.

Un *tensor de segundo rango* es una cantidad física la cual, con respecto a un conjunto de ejes dados, tiene nueve componentes. Para ejemplificar esta definición, si un campo eléctrico dado por el vector E actúa en un conductor, una corriente eléctrica fluye. La densidad de corriente se denota por el vector j . Si el conductor es isotrópico y sigue la Ley de Ohm, j es paralelo al campo eléctrico E , como se muestra en la figura 2.1 y la magnitud de j es proporcional a la magnitud E .

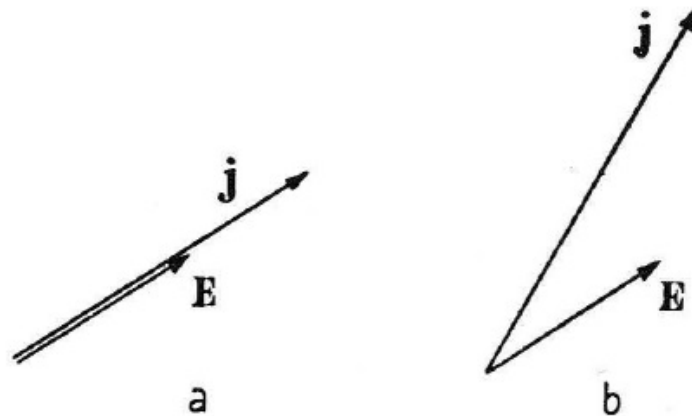


Figura 2.1: Relación entre la densidad de corriente eléctrica j y el campo eléctrico E en a) un conductor isotrópico y b) un conductor anisotrópico.

La densidad de corriente j se enuncia como:

$$j = \sigma E \tag{2.1}$$

donde:

σ es la conductividad. Si con los ejes coordenados O_{x_i} , $j = [j_1, j_2, j_3]$ y $E = [E_1, E_2, E_3]$, la ecuación (2.1) puede ser separada como:

$$j_1 = \sigma E_1, \quad j_2 = \sigma E_2, \quad j_3 = \sigma E_3, \quad (2.2)$$

En el caso de que el conductor sea un cristal, algunas de sus propiedades físicas son anisotrópicas, es decir, que dependen de la dirección, por lo que las relaciones anteriores podrían ser reescritas como:

$$\left. \begin{aligned} j_1 &= \sigma_{11}E_1 + \sigma_{12}E_2 + \sigma_{13}E_3 \\ j_2 &= \sigma_{21}E_1 + \sigma_{22}E_2 + \sigma_{23}E_3 \\ j_3 &= \sigma_{31}E_1 + \sigma_{32}E_2 + \sigma_{33}E_3 \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

donde:

$\sigma_{11}, \sigma_{12}, \dots$ son las constantes de conductividad medida en cada uno de los ejes.

Entonces para especificar la conductividad de un cristal, se deben de tomar en cuenta cada uno de los nueve coeficientes. Por lo que a su vez, estos coeficientes pueden ser escritos dentro de un arreglo matricial, como se muestra en (2.4). Esta matriz simboliza a un tensor de segundo rango.

$$\begin{pmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & \sigma_{13} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & \sigma_{23} \\ \sigma_{31} & \sigma_{32} & \sigma_{33} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

La definición de un *Tensor de tercer rango* se obtiene al generalizar el concepto de tensor de primer y segundo rango. Es decir, es una cantidad física representada por un conjunto de veintisiete números, los coeficientes que componen este tipo de arreglos pueden ser representados con los siguientes subíndices d_{ijk} . Como se muestra en la siguiente sección, el efecto piezoeléctrico es descrito matemáticamente como un tensor de tercer grado.

Al tener un arreglo de 27 componentes independientes y representados con los subíndices i, j, k mencionados anteriormente, es bastante complejo trabajar con cada uno de ellos, por esto, si el primer subíndice i refiere a la capa en la cual un componente particular es dirigido, el segundo componente j es el renglón y el tercer subíndice k a la columna, las tres capas son:

Primera Capa			Segunda Capa			Tercera capa			
$i = 1$			$i = 2$			$i = 3$			
δ_{111}	δ_{112}	δ_{113}	δ_{211}	δ_{212}	δ_{213}	δ_{311}	δ_{312}	δ_{313}	(2.5)
(δ_{121})	δ_{122}	δ_{123}	(δ_{221})	δ_{222}	δ_{223}	(δ_{321})	δ_{322}	δ_{323}	
(δ_{131})	(δ_{132})	δ_{133}	(δ_{231})	(δ_{232})	δ_{233}	(δ_{331})	(δ_{332})	δ_{333}	

El hecho que δ_{ijk} sea simétrico en j y k elimina cada componente encerrado en paréntesis, dejando dieciocho coeficientes independientes, a esta notación se le conoce como notación matriz. Para facilitar el manejo de tensores, se observa que el primer subíndice es el mismo en cada notación, pero el segundo y tercero varía, por lo tanto, estos son reemplazados en la nueva notación, por un subíndice más simple que va de 1 a 6, como sigue:

notación tensor	11	22	33	23, 32	31, 13	12, 21
notación matriz	1	2	3	4	5	6

Por lo tanto, el arreglo δ_{ij} puede ser escrito como la siguiente matriz.

$$\begin{pmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & \delta_{13} & \delta_{14} & \delta_{15} & \delta_{16} \\ \delta_{21} & \delta_{22} & \delta_{23} & \delta_{24} & \delta_{25} & \delta_{26} \\ \delta_{31} & \delta_{32} & \delta_{33} & \delta_{34} & \delta_{35} & \delta_{36} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Por último, la definición de un *tensor de cuarto rango* se obtiene nuevamente al generalizar el concepto de tensor de primer, segundo y tercer rango. Es decir, es una cantidad física representada por un conjunto de ochenta y un números, los coeficientes que componen este tipo de arreglos son representados con los subíndices s_{ijkl} . La elasticidad de un material es descrita matemáticamente como un tensor de cuarto grado.

Por ejemplo, la Ley de Hooke de manera general para un material anisotrópico puede ser escrita como:

$$\epsilon_{ij} = s_{ijkl} \sigma_{kl} \quad (2.7)$$

donde: ϵ_{ij} es la deformación, σ_{kl} el esfuerzo y s_{ijkl} la constante de conformidad elástica.

Utilizando el mismo análisis del cambio a notación matricial y utilizando al mismo tiempo dos factores introducidos de la siguiente manera, se tiene:

$$\begin{aligned} s_{ijkl} &= s_{mn} && \text{cuando } m \text{ y } n \text{ son } 1, 2 \text{ o } 3, \\ 2s_{ijkl} &= s_{mn} && \text{cuando } m \text{ o } n \text{ son } 4, 5 \text{ o } 6. \\ 4s_{ijkl} &= s_{mn} && \text{cuando ambos } m \text{ y } n \text{ son } 4, 5 \text{ o } 6. \end{aligned}$$

Y al trabajar las ecuaciones resultantes, se observa que cada factor se puede simplificar sacando como factor común $\frac{1}{2}$ y $\frac{1}{4}$ respectivamente, la matriz S_{ij} queda escrita como [22]:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} & S_{26} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} & S_{36} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} & S_{46} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} & S_{56} \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & S_{64} & S_{65} & S_{66} \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

2.3. Piezoelectricidad

Básicamente, el efecto piezoeléctrico se entiende como la interacción lineal entre cantidades eléctricas y mecánicas. Una deformación mecánica de un material debida a una carga mecánica aplicada resulta en un cambio microscópico de la polarización eléctrica. Por otro lado, un voltaje eléctrico aplicado a los electrodos produce una deformación mecánica del material piezoeléctrico. A estos tipos de conversiones de energía se les conoce como efecto piezoeléctrico directo y efecto piezoeléctrico inverso, respectivamente. En el presente trabajo se utiliza el efecto piezoeléctrico inverso, este es el principio que rige en los actuadores, debido a que para lograr una deformación mecánica llamada deflexión, se aplica un campo eléctrico determinado. Si este campo se aplica a los electrodos, cargas eléctricas serán electrostáticamente inducidas a ellos. Estas cargas constituyen un desbalanceo eléctrico que se compensa por un momento dipolo dentro del material. Así que, los centros de las cargas positivas y negativas tienen que diferir geoméricamente, lo cual implica una deformación mecánica del material piezoeléctrico. En la figura 2.2, se muestra la estructura interna del cristal quartz SiO_2 cubierta con electrodos en su superficie para ejemplificar este fenómeno [19].

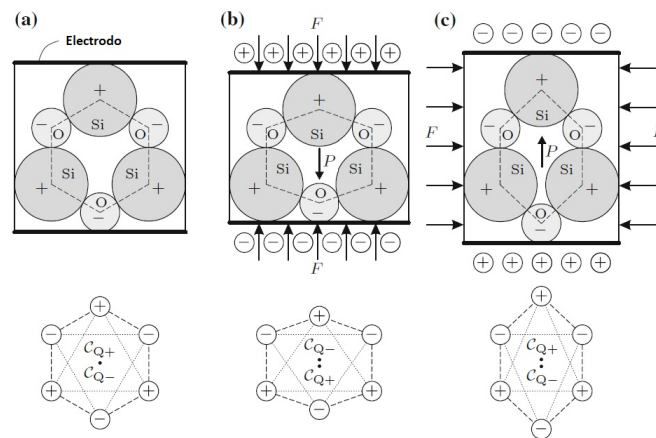


Figura 2.2: a) Estado original del quartz SiO_2 , b) modo de efecto piezoeléctrico directo longitudinal y c) modo de efecto piezoeléctrico directo transversal [18].

Dependiendo de la dirección del campo eléctrico aplicado y la deformación mecánica re-

sultante, nosotros podemos distinguir entre modos diferentes de piezoelectricidad. Además en la figura anterior se observa el vector de polarización eléctrica desde el centro de las cargas negativas al centro de las cargas positivas que se encuentran ubicadas en cada una de las tres etapas respectivamente.

2.3.1. Efecto piezoeléctrico directo

El efecto piezoeléctrico directo se presenta en ciertos cristales cuando se aplica un esfuerzo (σ) y estos desarrollan un momento eléctrico cuya magnitud es proporcional al esfuerzo aplicado, la magnitud del momento eléctrico por unidad de volumen o la polarización por unidad de área P está dada por:

$$P = \delta \sigma \quad (2.9)$$

donde:

δ es la constante piezoeléctrica o módulo piezoeléctrico.

Al recordar que el esfuerzo mecánico está definido como fuerza por unidad de área, la figura 2.3 muestra las fuerzas que actúan en cada una de las caras en una estructura cúbica.

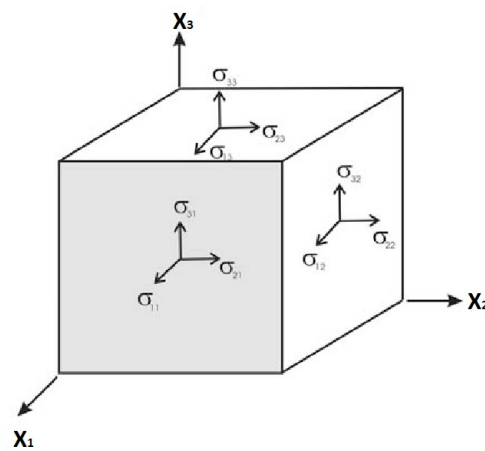


Figura 2.3: Fuerzas que actúan en un cuerpo.

Se observa que cada una de las caras tiene su respectivo eje ilustrando la dirección de cada esfuerzo por lo que se deduce que la representación del esfuerzo es un tensor de segundo rango como el descrito en la ecuación 2.4.

$$\begin{pmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & \sigma_{13} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & \sigma_{23} \\ \sigma_{31} & \sigma_{32} & \sigma_{33} \end{pmatrix}$$

Y que el coeficiente piezoeléctrico se representa como un tensor de rango tres como se dedujo en (2.6), la ecuación 2.9 se puede reescribir de manera sintetizada como:

$$P_i = \delta_{ijk}\sigma_{jk} \quad (2.10)$$

2.3.2. Efecto piezoeléctrico inverso

El efecto piezoeléctrico inverso aparece cuando un campo eléctrico se aplica en un cristal y este se deforma levemente, como se observa en la figura 2.4. En este caso hay una relación lineal entre los componentes del vector de intensidad de campo eléctrico E_i dentro del cristal y los componentes del tensor de deformación ϵ_{ij} , el cual describe el cambio de forma. La ecuación que representa tal efecto es la ecuación 2.11:

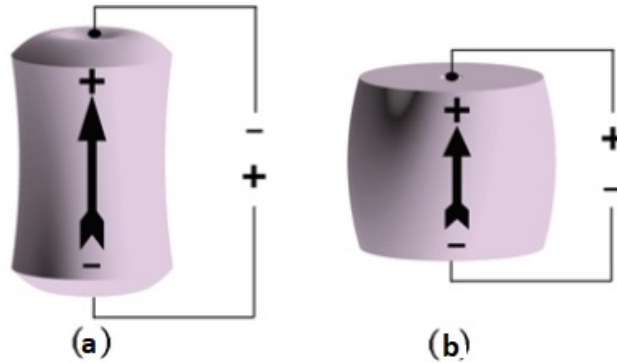


Figura 2.4: Efecto piezoeléctrico inverso cuando se aplica a) voltaje en la misma dirección a la polarización y b) dirección inversa a la polarización; adaptado de [33].

$$\epsilon_{jk} = \delta_{ijk}E_i \quad (2.11)$$

Teniendo la particularidad de que los coeficientes δ_{ijk} son iguales a los que se obtienen del efecto piezoeléctrico directo, por lo que la estructura de la matriz es la misma como se muestra en la matriz 2.6.

2.4. Materiales piezoeléctricos

Los materiales piezoeléctricos exhiben una estructura cristalina o al menos alguna de sus áreas es una estructura tipo cristal. En general, un cristal se caracteriza por una repetición periódica de la estructura "lattice" atómica en todas las direcciones del espacio. La parte más pequeña repetitiva de un cristal se le conoce como celda unitaria. Las propiedades piezoeléctricas solamente aparecen cuando la estructura de la celda unitaria es asimétrica. Hay alrededor de 20 clases de cristales piezoeléctricos que contienen esta propiedad asimétrica [19]. En la tabla 2.1 contiene las abreviaciones de las clases de los cristales según la notación

Hermann-Mauguin. Cada una de ellas difieren en el número de parámetros independientes así como en las entradas que son cero en sus matrices características.

Tabla 2.1: Clases de cristales piezoeléctricos y sus respectivas abreviaciones.

Tipo de cristal	Abreviación
Triclínico	1
Monoclínico	2 y m
Ortorrómbico	222 y mm2
Tetragonal	4, $\hat{4}$, 422, 4mm y $\hat{4}2m$
Rombohedral (trigonal)	3, $\bar{3}2$ y 3m
Hexagonal	6, $\hat{6}$, 622, 6mm y $\hat{6}m2$
Cúbico	23 y $\hat{4}3m$

Las dos clases más importantes de cristales en los materiales piezoeléctricos son la estructura Perovskite y la estructura Wurtzite.

Estructura Perovskite

La estructura Perovskite obtiene su nombre del mineral $CaTiO_3$ y se adopta para muchos óxidos que tienen la formulación química ABO_3 [23]. Como se muestra en la figura 2.5 a), en la celda unitaria del compuesto Perovskite, el átomo tipo A , el tipo B y los átomos de oxígeno tienen una posición definida, sin embargo al ser polarizados, el átomo A se desplaza, resultando un dipolo eléctrico, como se muestra en la figura 2.5b), esto es lo que origina la piezoelectricidad.

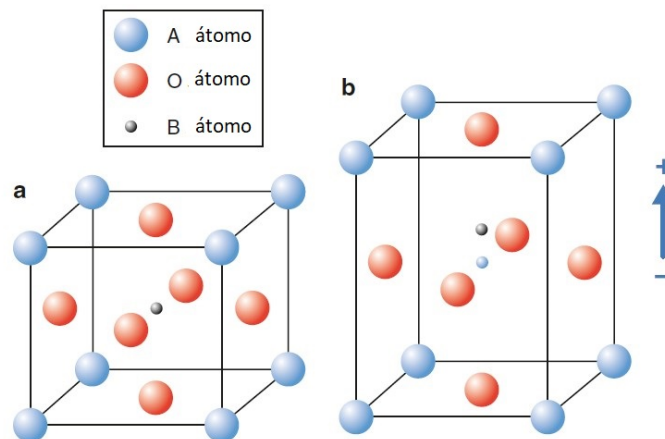


Figura 2.5: a) Estructura Perovskite ideal b) Estructura Perovskite polarizada [18].

Estructura Wurtzite

La estructura cristalina Wurtzite es una estructura cristalina para varios compuestos binarios, se presenta en muchos materiales piezoeléctricos como el ZnO . Como se muestra

en la figura 2.6, en esta estructura cada uno de los dos átomos individuales forman una sub-red la cual tiene forma hexagonal y entre ellas forman un tetrahedro coordinado. A diferencia de la estructura Perovskite, esta estructura no necesita ser polarizada para cambiar su centro de simetría. En si misma, poseé fuertes y uniformes dipolos a lo largo del eje c [24].

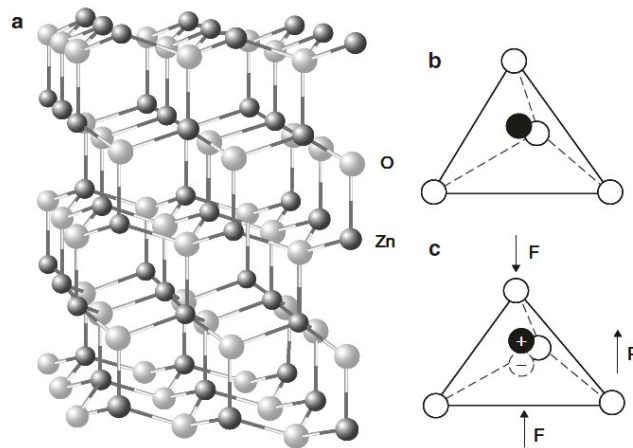


Figura 2.6: a) Modelo estructural Wurtzite, b) Estructura tetrahedral de los átomos del material piezoeléctrico y c) Distorsión de la estructura tetrahedral bajo una fuerza externa [23].

La elección del material piezoeléctrico a utilizar siempre dependerá de la aplicación. Algunos sensores y actuadores piezoeléctricos necesitan de altas constantes de deformación piezoeléctrica δ_{ij} y altos factores de acoplamiento electromecánico. Otra variedad de aplicaciones demanda materiales piezoeléctricos que sean libres de un comportamiento de histéresis y que ofrezcan una alta rigidez mecánica, es decir, pequeños valores de elasticidad o viceversa, que sean mecánicamente flexibles.

2.4.1. Cristales simples

Cuarzo

Los cristales de Cuarzo a temperatura ambiente son conocidos como Cuarzo- α . A una temperatura de 573° se forma una fase de transición dentro del cristal, mientras que temperaturas superiores a esta resultan en un cambio de fase llamado cuarzo- β . Las matrices de conformidad, de coeficientes dieléctricos y de constante piezoeléctrica tienen las siguientes estructuras [21].

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & 0 & 0 \\ S_{12} & S_{11} & S_{13} & -S_{14} & 0 & 0 \\ S_{13} & S_{13} & S_{33} & 0 & 0 & 0 \\ S_{14} & -S_{14} & 0 & S_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{44} & 2S_{14} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2S_{14} & 2(S_{11} - S_{12}) \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{pmatrix} \epsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{33} \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{pmatrix} \delta_{11} & -\delta_{11} & 0 & \delta_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\delta_{14} & -\delta_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Los cristales de cuarzo a menudo son utilizados como elementos piezoeléctricos en aplicaciones prácticas porque ofrecen una alta rigidez mecánica, así como una alta resistencia de aislamiento eléctrico. Estos cristales son casi libres de histéresis y en la práctica se comportan de forma lineal. Sin embargo, a comparación de otros materiales piezoeléctricos, estos proveen de pequeñas constantes de deformación δ_{ij} , esto es una desventaja en aplicaciones como en los actuadores.

En la figura (2.7) se muestra la estructura fundamental del cuarzo en fase alfa.

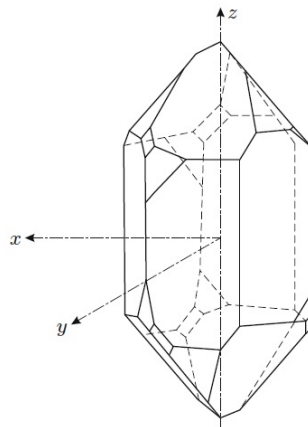


Figura 2.7: Estructura fundamental del cuarzo, se observa corte X, corte Y y corte Z.

Niobato de Litio

El Niobato de Litio es un cristal piezoeléctrico producido sintéticamente a una temperatura de 1210° . Esta es la razón principal por lo que este material se utiliza en sensores y transductores de alta temperatura. Fue producido por primera vez en los Laboratorios

Bell en 1949. El Niobato de Litio poseé coeficientes de acoplamiento electromecánico muy grandes, su matriz de conformidad característica y su matriz de coeficientes piezoeléctricos son las siguientes [25].

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & 0 & 0 \\ S_{12} & S_{11} & S_{13} & -S_{14} & 0 & 0 \\ S_{13} & S_{13} & S_{33} & 0 & 0 & 0 \\ S_{14} & -S_{14} & 0 & S_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{44} & 2S_{14} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2S_{14} & 2(S_{11} - S_{12}) \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_{14} & -2\delta_{22} \\ -\delta_{22} & \delta_{22} & 0 & \delta_{15} & 0 & 0 \\ \delta_{31} & \delta_{31} & \delta_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

Las películas de este material pueden ser crecidas artificialmente con un proceso llamado de Czochralski. Estos cristales son mayormente usados como moduladores ópticos en aplicaciones para láseres.

2.4.2. Cerámicos

Este tipo de materiales piezoeléctricos son los más comunes, el Titanato de Bario, el Nitrato de Aluminio y el PZT representan de forma práctica a este grupo de materiales. El proceso de manufactura comúnmente utilizado para la producción de este tipo de materiales piezoeléctricos comprende de seis principales pasos: mezclado, calcinación, formado, sinterización, formación de electrodos y polarización [26]. Las temperaturas que se manejan durante el proceso de calcinación son de alrededor de 800 °C. El proceso de polarización se lleva a cabo aplicando un campo eléctrico.

Titanato de Bario

El Titanato de Bario, con fórmula química $BaTiO_3$ es uno de los materiales más estudiados y usados en la industria, fue el primer óxido ferroeléctrico con estructura cristalina Perovskite descubierto. Justo debajo de 130 °C, el vector de polarización dirige a la dirección [001], es decir, está en fase tetragonal, a su vez, debajo de 5 °C este vector se reorienta a [001], es decir, cambia a fase ortorrómbica, mientras que, por debajo de los -90 °C cambia a fase rombohedral como se observa en la figura 2.8 [21].

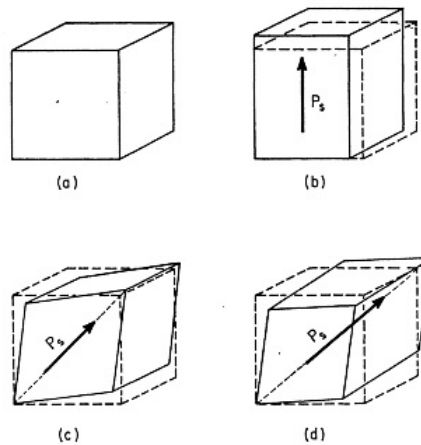


Figura 2.8: Fases del Titanato de Bario: a) Superior a 130 °C, b) Entre 130°C y 5°C, c) Entre 5 °C y -20°C d) Inferior a -90 °C [20].

Este cerámico tiene un alto coeficiente de acoplamiento electromecánico ($k_{33} \sim 0,50$) y una constante piezoeléctrica aproximada de $d_{33} = 190pC/N$.

Nitruro de Aluminio

El Nitruro de Aluminio es comúnmente utilizado en módulos inalámbricos y tiene la ventaja de ser compatible con soluciones monolíticamente integrables a la tecnología CMOS. Este material tiene una estructura tipo wurtzite, cuenta con un alto coeficiente de rigidez (340-400GPa) y una relativa baja constante dieléctrica [27]. La figura 2.9 muestra la estructura Wurtzite del AlN, todos los átomos tienen una coordinación tetragonal y se localizan en las uniones de los anillos hexagonales. El módulo piezoeléctrico depende de la orientación cristálica obtenida durante la producción del material y una de sus propiedades es ser estable en función de la temperatura, frecuencia y campo eléctrico [28].

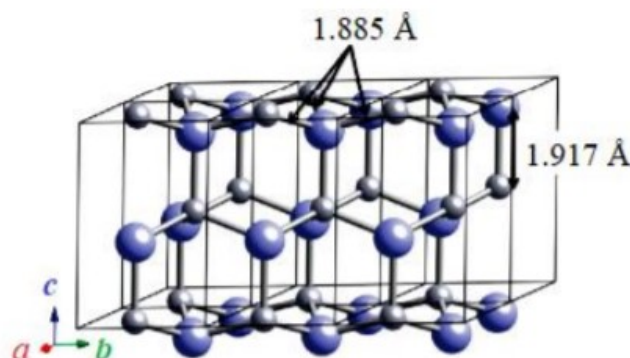


Figura 2.9: Estructura cristalina del AlN, los átomos de AlN se muestran en gris mientras que los átomos N en color azul [27].

PZT

El Titanato de Circonato de Plomo (PZT) se encuentra formado por la estructura Perovskite de cristales ferroeléctricos del tipo ABO_3 . Dentro de la estructura Perovskite 2.5 A representa un ión doble cargado positivamente (plomo), B y O representan un ión cuádruple cargado positivamente (titanio, circonato) y un ión doble de oxígeno cargado negativamente, respectivamente. A temperaturas superiores de T_C (algunos autores le llaman Temperatura de Curie), la celda elemental de PZT provee una textura cúbica simétrica, la cual no contiene ninguna propiedad piezoeléctrica. Mientras que por debajo de T_C , la textura cambia a una forma tetragonal. De acuerdo a las direcciones de polarización posibles, por arriba de la temperatura T_C , este tipo de materiales no están polarizados en lo que respecta a su comportamiento macroscópico, tal y como se observa en la figura 2.10a. Aplicando un campo eléctrico lo suficientemente grande con una dirección definida, los dominios pueden ser alineados con la dirección del campo, como se muestra en la figura 2.10b. En cuanto ocurre la depolarización, los dominios quedan de la manera que se muestra en la figura 2.10c.

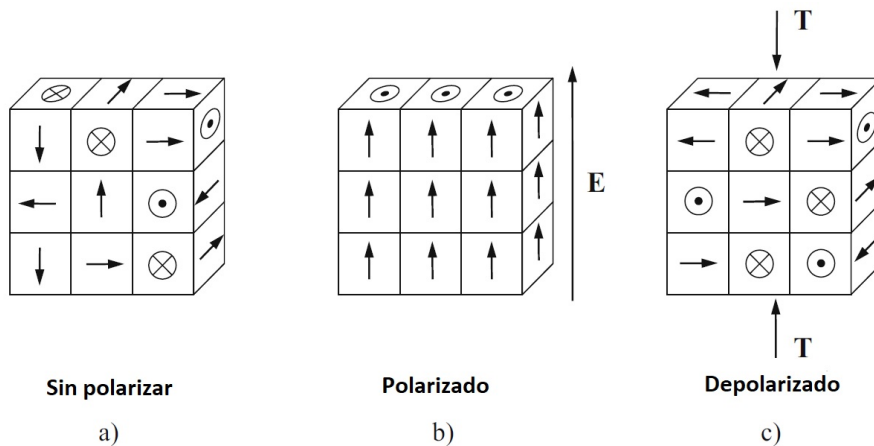


Figura 2.10: Orientación dentro del cristal: a) sin polarizar, b) cristal polarizado y c) cristal depolarizado.

2.4.3. Polímeros

Hay algunos polímeros que muestran propiedades piezoeléctricas después de suministrarles una diferencia de potencial, si estos son producidos en pequeñas láminas, se pueden utilizar como transductores mecánicamente flexibles. Entre los más conocidos se encuentra el Fluoruro de Polivinilideno (PVDF) con sus derivados.

PVDF

El PVDF consiste de moléculas de cadena larga que alternativamente son compuestas de metileno (CH_2) y fluoruro-carbono (CF_2). En parte, las moléculas en la cadena son

arregladas en laminillas finas con forma de cristal [19] como se muestran la figura 2.11.

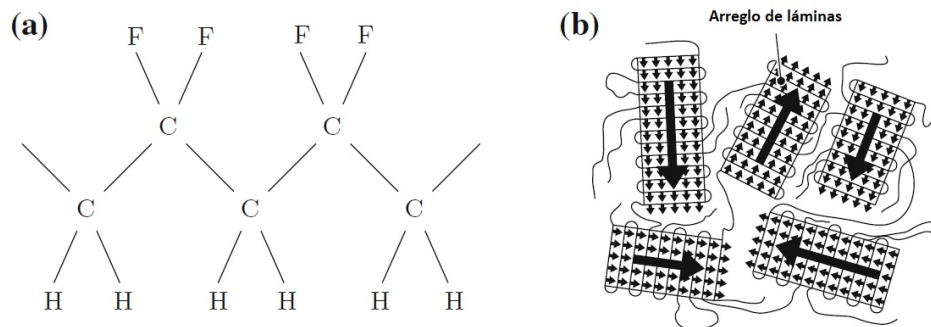


Figura 2.11: a) Cadena de moléculas CH_2 y CF_2 de PVDF. b) Arreglo de cadenas moleculares dentro del material con el momento dipolo respectivo [18].

El PVDF tiene una fórmula química simple $-CH_2-CF_2-$, éste cambia de estructura cristalina en función de las condiciones de preparación de las muestras. Dependiendo de la conformación molecular y el empaquetado de la cadena en la celda unitaria, las propiedades eléctricas y mecánicas son afectadas sensiblemente, por lo que se le conoce como un polímero semi-cristalino y puede presentar cinco distintas fases: α , β , γ , δ y ϵ [29]. La figura 2.12 muestra las tres fases más importante del PVDF [30], en las cuales contienen propiedades interesantes para sensado y actuación.

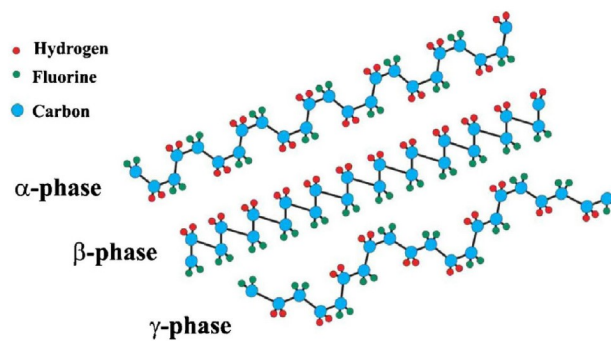


Figura 2.12: Representación esquemática de la conformación de los canales para las fases α , β y γ de PVDF; adaptado de [29].

En las fases α y ϵ el momento dipolo neto es cero, mientras que para las otras fases el momento dipolo neto es diferente de cero, sin embargo el momento dipolo neto de la fase β es el más grande comparado con las otras fases, esto da como consecuencia que tenga mejores propiedades piezoeléctricas y esta fase sea la mayormente ocupada para actuación [31].

En [29] se reporta el manejo de temperaturas de horneado para la fase β del PVDF, la cual varía entre 60°C , 70°C y 80°C . La tabla 2.2 muestra un resumen de las características mecánicas, térmicas, eléctricas y piezoeléctricas fundamentales del PVDF [32], mientras que

en las tablas 2.3 y 2.4 se observan los valores de las constantes de rigidez elástica [33] y los coeficientes piezoeléctricos y dieléctricos del PVDF [34], respectivamente.

Tabla 2.2: Características mecánicas, térmicas, eléctricas y piezoeléctricas del PVDF.

Propiedades Mecánicas	
Densidad	1,78g/cm ³
Tensión	20-50 Mpa
Módulo de Young	2000-4000MPa
Propiedades Térmicas	
Estabilidad térmica	80-100 °C
Coefficiente de expansión térmica	120-145 ppm/K
Propiedades Eléctricas	
Constante dieléctrica	6-13 (a 1kHz-1MHz)
Tangente de pérdidas	0.02 a 1kHz
Voltaje de rompimiento	80 V/ μ m a 25 °C
Propiedades Piezoeléctricas	
Coefficiente d_{33}	-15-33 pC/N
Coefficiente d_{31}	6-23 pC/N
Coefficiente de acoplamiento k_t	10-15

En fase cristalina β , el PVDF se comporta como un cristal ferroeléctrico, es decir, que los dipolos eléctricos pueden reorientarse reversiblemente siguiendo la inversión de un vector de campo eléctrico aplicado, sin sufrir algún cambio en la estructura antes y después de la reorientación. Las películas de PVDF polarizadas y orientadas tienen simetría ortorrómbica mm2, cuya matriz de rigidez tiene nueve términos independientes y tiene la estructura de la ecuación 2.17 cuyos coeficientes se muestran en la tabla 2.4.

$$\begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{22} & C_3 & 0 & 0 & 0 \\ C_{13} & C_{23} & C_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{66} \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

2.5. Ecuaciones constitutivas

De manera práctica, la piezoelectricidad es un acoplamiento entre las variables elásticas: deformación T y esfuerzo S y las variables dieléctricas: densidad de carga eléctrica D y campo eléctrico E . De acuerdo a la teoría lineal de la piezoelectricidad y la primera ley de la termodinámica, el cambio dU de la energía interna en un sistema cerrado resulta del

Tabla 2.3: Constantes de rigidez elástica del PVDF [32].

Constante de rigidez	Valor a 200 kHz
C_{11}	3.61
C_{22}	3.13
C_{33}	1.63
C_{44}	0.55
C_{55}	0.59
C_{66}	0.69
C_{12}	1.61
C_{13}	1.42
C_{23}	1.31

Tabla 2.4: Coeficientes piezoeléctricos y dieléctricos del PVDF [33].

Coefficiente	Valor
d_{31} (pC/N)	21
d_{32} (pC/N)	1.5
d_{33} (pC/N)	-32.5
d_{15} (pC/N)	-27
d_{24} (pC/N)	-23
ϵ_{11}/ϵ_0	6.9
ϵ_{22}/ϵ_0	8.6
ϵ_{33}/ϵ_0	7.6

trabajo dW hecho en el sistema y la energía calorífica dQ adicionada al sistema. En caso de los sistemas piezoeléctricos, el trabajo W puede ser separado en energía mecánica W_{mec} y energía eléctrica W_{elec} , de modo que, la primera ley de la termodinámica se puede escribir como[19]:

$$dU = dW + dQ = dW_{mec} + dW_{elec} + dQ \quad (2.18)$$

Las variables de estado que describen la energía de cada uno de los campos de la ecuación anterior son:

Energía mecánica: Deformación mecánica S_{ij} y esfuerzo mecánico T_{ij} .

Energía eléctrica: Intensidad de campo eléctrico E_m y densidad de flujo eléctrico D_m .

Energía calorífica: La segunda ley de la termodinámica establece que el cambio dQ de la energía calorífica está dado por la temperatura ϑ y el cambio ds de entropía por unidad de volumen.

Reescribiendo la ecuación 2.18 con las variables dadas en la lista anterior, se obtiene:

$$dU = E_m dD_m + T_{ij} dS_{ij} + \vartheta ds \quad (2.19)$$

En la práctica, cuando las variables independientes E_m , T_{ij} y ϑ son especificadas, el sistema cerrado llegará a estar en la condición de equilibrio termodinámico especial, por lo que:

$$0 = -D_m dE_m - S_{ij} dT_{ij} - s d\vartheta \quad (2.20)$$

A partir de esta relación, podemos calcular las variables de estado resultantes fijando algunas variables de estado seleccionadas, lo que conduce a que cada variable de estado dependa una de la otra. Sin embargo, pequeños cambios se asumen y, en consecuencia, podemos terminar la expansión después de la parte lineal. Al hacerlo, uno termina con ecuaciones de estado linealizadas para las variables de estado D_m , S_{ij} y s como sigue:

$$dD_m = \underbrace{\frac{\partial D_m}{\partial E_n} \Big|_{T,\vartheta} dE_n}_{\varepsilon_{m,n}} + \underbrace{\frac{\partial D_m}{\partial T_{kl}} \Big|_{E,\vartheta} dT_{k,l}}_{d_{m,n}} + \underbrace{\frac{\partial D_m}{\partial \vartheta} \Big|_{E,T} d\vartheta}_{\rho_m} \quad (2.21)$$

$$dS_{ij} = \underbrace{\frac{\partial S_{ij}}{\partial E_n} \Big|_{T,\vartheta} dE_n}_{d_{i,j}} + \underbrace{\frac{\partial S_{ij}}{\partial T_{kl}} \Big|_{E,\vartheta} dT_{k,l}}_{s_{i,j}} + \underbrace{\frac{\partial S_{ij}}{\partial \vartheta} \Big|_{E,T} d\vartheta}_{\alpha_{ij}} \quad (2.22)$$

$$ds = \underbrace{\frac{\partial s}{\partial E_n} \Big|_{T,\vartheta} dE_n}_{\rho_n} + \underbrace{\frac{\partial s}{\partial T_{kl}} \Big|_{E,\vartheta} dT_{k,l}}_{\alpha_{kl}} + \underbrace{\frac{\partial s}{\partial \vartheta} \Big|_{E,T} d\vartheta}_C \quad (2.23)$$

Cada derivada parcial representa un parámetro del material que caracteriza un mecanismo de acoplamiento linealizado específico. Omitiendo los cambios térmicos, linealizamos las ecuaciones 2.21 y 2.22, por lo que se obtienen:

$$dD_m = \varepsilon_{mn} dE_n + d_{ij} dT_{kl} + \rho_m d\vartheta \quad (2.24)$$

$$dS_{ij} = d_{ij} dE_n + s_{ij} dT_{kl} + \alpha_{ij} d\vartheta \quad (2.25)$$

Si los cambios de temperatura son omitidos y asumiendo que las constantes son cero

en un estado inicial, las ecuaciones anteriores se reescriben como:

$$D_m = \varepsilon_{mn}E_n + d_{ij}T_{kl} \quad (2.26)$$

$$S_{ij} = d_{ij}E_n + s_{ij}T_{kl} \quad (2.27)$$

Esta estructura se le conoce como forma cambio de esfuerzo. Mientras que de la misma manera, se puede cambiar la estructura de análisis para obtener la forma de cambio de deformación, quedando las ecuaciones constitutivas como:

$$D_m = \varepsilon_{mn}E_n + e_{kl}S_{kl} \quad (2.28)$$

$$T_{ij} = -e_{ij}E_n + c_{ij}S_{kl} \quad (2.29)$$

donde en la tabla 2.5 se expresan cada variable con su respectiva descripción.

Tabla 2.5: Variables de las ecuaciones constitutivas y su descripción.

Notación	Descripción	
E_n	Intensidad de campo eléctrico	Vector
T_{kl}	Esfuerzo mecánico	Tensor rango dos
D_m	Densidad de flujo eléctrico	Vector
S_{ij}	Deformación mecánica	Tensor rango dos
ε_{mn}	Permitividades eléctricas	Tensor rango dos
s_{ij}	Constantes de conformidad elásticos	Tensor rango cuatro
d_{ij}	Constantes de deformación piezoeléctricas	Tensor rango tres
e_{kl}	Constantes de esfuerzo piezoeléctricos	Tensor rango tres
c_{ij}	Constantes elásticas	Tensor rango cuatro

Para el caso de materiales como el PVDF, la dirección de extensión se denota como '1' como se muestra en la figura 2.13 y los ejes ortogonales a la dirección de extensión en el plano de la película llega a ser '2'. El eje de polarización se denota como '3'. Los planos cortantes se indican con los subíndices '4', '5' y '6' y son perpendiculares a las direcciones '1', '2' y '3' respectivamente.

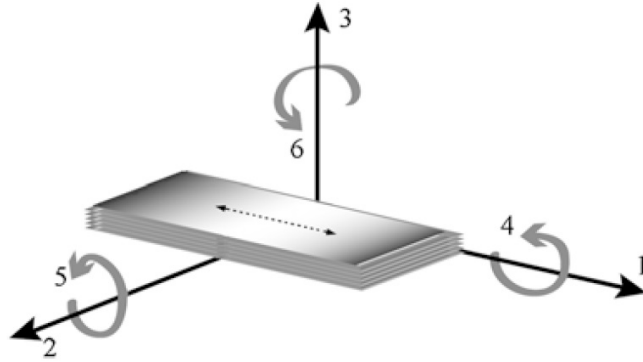


Figura 2.13: Esquema para definir las direcciones en una lamina de PVDF [18].

Usando la convención anterior y haciendo uso de las condiciones de simetría que manifiesta el PVDF, las ecuaciones 2.26 y 2.27 en su notación matricial se escriben como sigue:

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta_{24} & 0 & 0 \\ \delta_{31} & \delta_{32} & \delta_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & 0 & 0 & 0 \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & 0 & 0 & 0 \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & d_{31} \\ 0 & 0 & d_{32} \\ 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & d_{24} & 0 \\ d_{31} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

2.6. Conclusiones del capítulo

- ⇒ La piezoelectricidad quiere decir electricidad debida a un empuje y fue descubierta por los hermanos Curie en el año de 1880.
- ⇒ El concepto matemático general para describir la piezoelectricidad es el tensor. Un tensor de rango cero es un escalar, un tensor de primer rango es un vector. El tensor de segundo rango es una cantidad física que contiene nueve componentes, el tensor de tercer rango tiene veintisiete componentes, mientras que el tensor de cuarto rango contiene ochenta y uno componentes.
- ⇒ La piezoelectricidad se puede describir con un tensor de tercer rango, mientras que la elasticidad del material se puede describir con un tensor de cuarto grado.
- ⇒ Los actuadores utilizan el efecto piezoeléctrico inverso debido a que necesitan una excitación eléctrica para producir un movimiento. Caso contrario a un sensor, el cual necesita un movimiento para producir un campo eléctrico.
- ⇒ En general, existen tres tipos de estructuras de materiales piezoeléctricos: Perovskite, Wurtzite y polímeros. El primero al ser polarizado cambia su momento dipolo, mientras que los otros dos casos no se requiere.
- ⇒ PVDF es un polímero que tiene cuatro fases cristalinas, la fase β es la que mejores propiedades piezoeléctricas tiene y la temperatura de horneado no rebasa los 100 °C.
- ⇒ El coeficiente piezoeléctrico δ_{31} describe el movimiento que tendrá la estructura cuando se aplica una diferencia de potencial sobre el eje 3 y el material se expande y contrae sobre el eje 1, provocando la deflexión sobre el mismo eje de polarización.

CAPÍTULO 3

ESTADO DEL ARTE DEL DISEÑO DE INTERRUPTORES MEMS PIEZOELÉCTRICOS

El aumento en el uso de interruptores MEMS proveen una ayuda técnica fuerte para el desarrollo de sistemas de control de señales, ya que en el presente, la demanda principal para estos interruptores MEMS viene de los sistemas de seguridad militar, la industria automotriz, el campo de comunicaciones inalámbricas e industria médica, entre otros. Es por ello que a lo largo de las últimas décadas, varios tipos de interruptores MEMS han sido desarrollados. A continuación se muestran los casos más representativos utilizando el mecanismo de actuación piezoeléctrico resaltando las principales especificaciones para su diseño.

3.1. Interruptor piezoeléctrico RF MEMS con bajo voltaje de actuación, parte 1 Corea del Sur

Uno de los primeros interruptores desarrollados con mecanismo de actuación piezoeléctrica fue el desarrollado en el Instituto de Tecnología de LG en Seúl Corea del Sur, publicado en el año 2005.

En la figura 3.1 se ilustra el interruptor MEMS propuesto en [35]. El conmutador RF

MEMS está compuesto por el actuador piezoeléctrico en voladizo, una parte de electrodo de contacto y líneas de señal de RF. Si se aplica un voltaje de DC a la viga en voladizo piezoeléctrica como se muestra en la figura 3.1 (b), la película piezoeléctrica intenta contraerse en su plano por el mismo efecto piezoeléctrico. Como resultado, la deflexión hacia arriba del voladizo se produce por la restricción del material del sustrato. Cuando se cierra el espacio inicial G entre el electrodo de contacto y las líneas de señal abiertas, el interruptor está en el estado de encendido. Si se disminuye el voltaje, la viga en voladizo vuelve a la posición original debido a la elasticidad del material de la misma, lo que da como resultado el estado de apagado del interruptor como se muestra en la figura 3.1 (a).

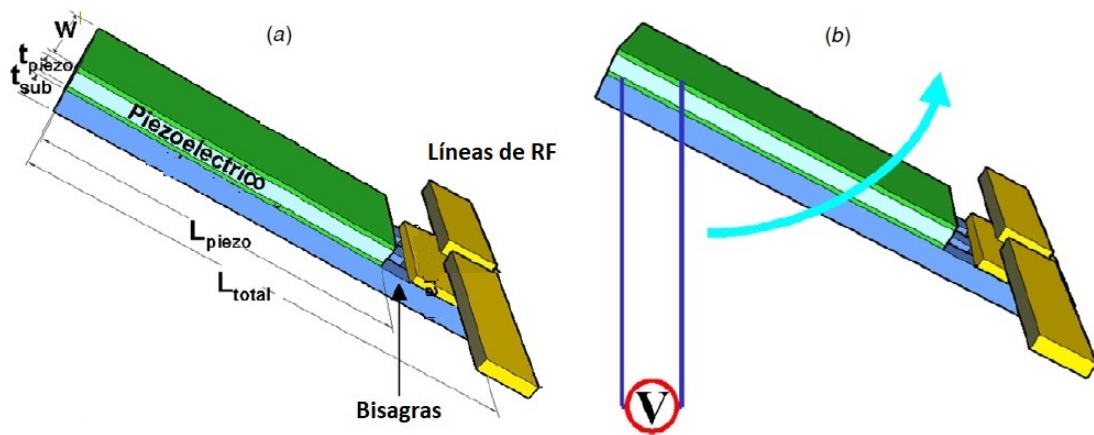


Figura 3.1: Interruptor piezoeléctrico MEMS. a) Abierto, b) Cerrado [34].

3.1.1. Ecuaciones de diseño

Para el diseño y análisis de este interruptor se utilizaron las siguientes cuatro ecuaciones.

Momento flexionante

El momento flexionante de la capa piezoeléctrica en el sustrato se determinó por:

$$M_{piezo} = k * d_{31} * V \quad (3.1)$$

donde: V es el voltaje aplicado, d_{31} es la constante piezoeléctrica del material y k es un factor de proporcionalidad.

Factor de proporcionalidad

El factor de proporcionalidad que incluye la geometría y la constante piezoeléctrica del material está dado por:

$$k = \frac{\frac{t_{sub}}{2*t_{piezo}}}{\frac{1}{E_{sub}A_{sub}} + \frac{t_{sub}(t_{sub}+t_{piezo})}{4E_{sub}I_{sub}} + \frac{1}{E_{piezo}A_{piezo}}} \quad (3.2)$$

donde: E e I son el módulo de Young y el momento de inercia respectivamente, t_{sub} es el ancho del sustrato, t_{piezo} es el ancho de la capa piezoeléctrica, A_{sub} es la área del sustrato y A_{piezo} es la área de la capa piezoeléctrica.

Deflexión δ

La deflexión δ en la capa piezoeléctrica superior debido a la actuación piezoeléctrica se expresó como:

$$\delta = \frac{M_{piezo}}{2E_{sub}I_{sub}}L_{piezo}^2 = \frac{k * d_{31} * L_{piezo}^2}{2E_{sub}I_{sub}}V \quad (3.3)$$

donde: M_{piezo} es el momento flexionante, L_{piezo} es la longitud de la viga y V es el voltaje de polarización.

Voltaje de umbral

El voltaje de umbral del interruptor con una longitud L_{piezo} es el voltaje con el que la viga en voladizo se dobla hasta el espacio G y se expresa como:

$$V_{umbral} = \frac{2E_{sub}I_{sub}G}{kd_{31}L_{total}L_{piezo}} \quad (3.4)$$

3.1.2. Proceso de fabricación

Los pasos de fabricación del actuador piezoeléctrico son mostrados en la figura 3.2.

La oblea de silicio inicial es mostrada en 3.2 (a), el modelado y la deposición del material PZT se muestra en 3.2(b), en 3.2(c) se muestra el modelado en la parte frontal y detrás del nitruro y el electrodo de contacto. El depósito de la capa sacrificial y el depósito de la capa de Au se muestra en 3.2(d), en 3.2(e) se definen las líneas de transmisión de la señal de RF, la eliminación de las capas de sacrificio se muestran en 3.2(f), en 3.2(f) se muestra el micromaquinado volumétrico del Silicio. Y para finalizar en 3.2(h) se muestra la capa de óxido removida y en 3.2(i), la liberación de la viga en voladizo mediante el grabado de la capa fina de silicio.

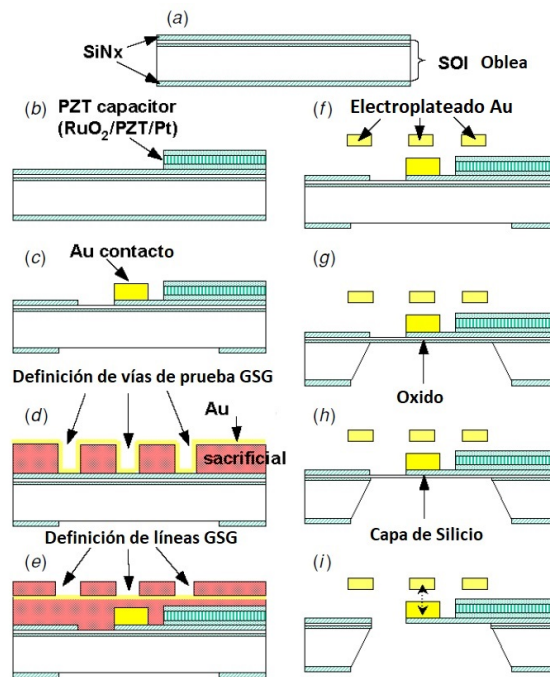


Figura 3.2: Pasos de fabricación del interruptor piezoeléctrico RF MEMS [34].

3.1.3. Resultados

En la figura 3.3 se presenta los gráficos de las ecuaciones simuladas donde se observa el desplazamiento con respecto al voltaje aplicado variando la longitud de la placa piezoeléctrica.

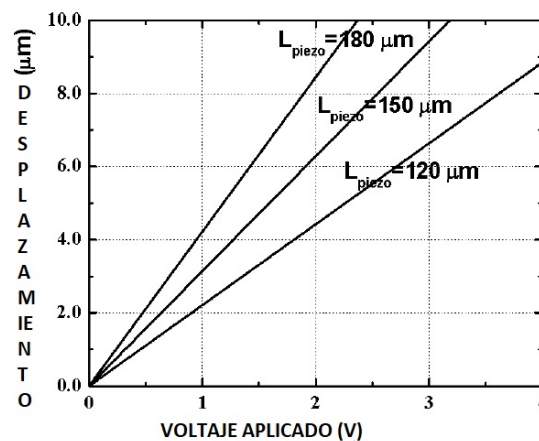


Figura 3.3: Simulación desplazamiento vs voltaje aplicado variando la longitud de la viga en voladizo piezoeléctrica; adaptado de [34].

Mientras que las características del material piezoeléctrico utilizado se muestran en la tabla 3.1.

En la figura 3.4 se muestran los dos interruptores fabricados con las características antes descritas.

Tabla 3.1: Parámetros del material piezoeléctrico.

Material PZT	
Característica	Cantidad
d_{31}	$1.8 * 10^{-10} mV^{-1}$
E	63 GPa
Grosor	$0.5 \mu m$
Ancho	$70 \mu m$

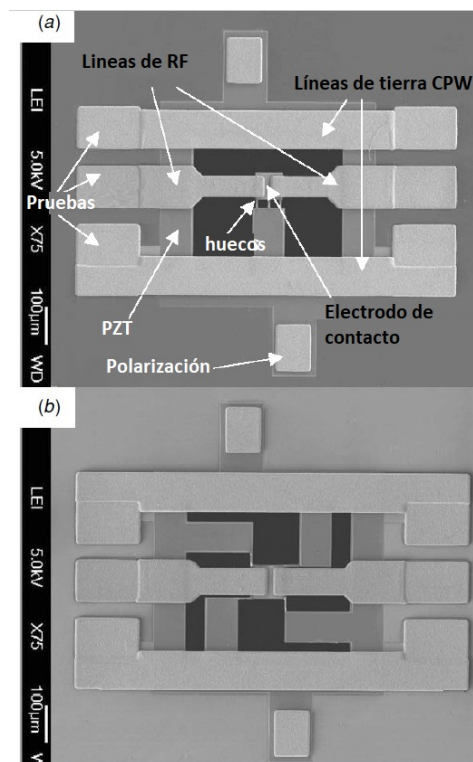


Figura 3.4: Imágenes de los interruptores fabricados a) tipo A, b) tipo B [34].

Los parámetros principales son los reportados en la figura 3.5 donde se muestra cada una de las curvas características de los interruptores fabricados variando el voltaje de actuación aplicado.

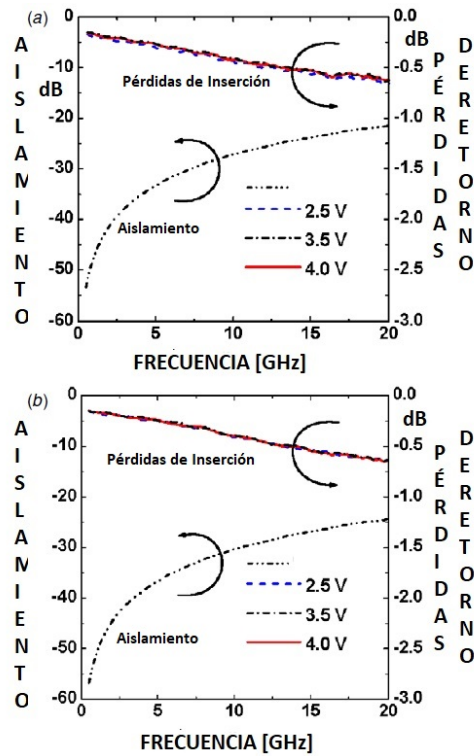


Figura 3.5: Curvas que muestran las pérdidas de retorno y el aislamiento de los interruptores fabricados a) tipo A y b) tipo B; adaptado de [34].

Como se observa el voltaje de actuación varía entre 2.5 V - 4 V. Las mediciones mínimas reportadas están descritas en la tabla 3.2.

Tabla 3.2: Caracterización de los actuadores piezoeléctricos fabricados.

Resultados			
Interruptor	Parámetro	Frecuencia	Voltaje de actuación
A	Pérdidas de retorno -0.22 dB	2 GHz	2.5 V
	Aislamiento -40.8 dB	2 GHz	2.5 V
B	Pérdidas de retorno -0.23 dB	2 GHz	2.5 V
	Aislamiento -42.5 dB	2 GHz	2.5 V

La principal variación de un interruptor a otro es debida al área de contacto entre el electrodo de contacto y las líneas de transmisión de señales con respecto al voltaje de actuación.

3.2. Interruptor piezoeléctrico RF MEMS con bajo voltaje de actuación, parte 2 Corea del Sur

Dos años más tarde, los laboratorios LG en Corea del Sur, continuaron desarrollando diferentes interruptores MEMS en configuración paralelo [36], adicionalmente reportaron la extracción de parámetros eléctricos para su posterior análisis usando el simulador ADS.

3.2.1. Diseño y fabricación

El diseño del interruptor se muestra en la figura 3.6, principalmente está compuesto de un actuador piezoeléctrico en viga voladiza, un electrodo de contacto y de líneas suspendidas de señal RF. La viga en voladizo piezoeléctrica consiste de un electrodo superior, una capa piezoeléctrica, un electrodo inferior y un sustrato de soporte, donde el electrodo superior está conectado a una vía de polarización para aplicar la señal de conmutación de voltaje de DC a la capa piezoeléctrica y el electrodo inferior está interconectado a un electrodo de contacto y todas las tierras del dispositivo. Si se aplica voltaje de DC a la capa piezoeléctrica, la capa se contrae en su plano. Como resultado, se produce la deflexión de la viga en voladizo, por la restricción del sustrato de soporte. Si se apaga el voltaje, la viga en voladizo vuelve a su posición original debido a la elasticidad.

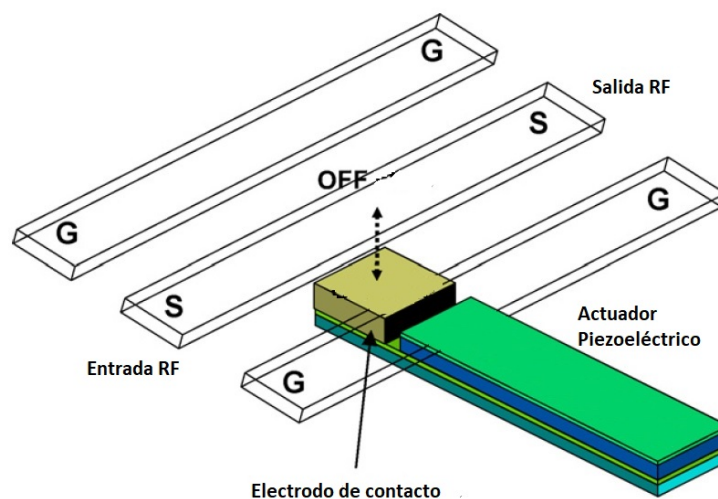


Figura 3.6: Diagrama del interruptor MEMS piezoeléctrico en configuración paralelo [35].

Los interruptores propuestos en este trabajo se fabricaron en obleas de silicio sobre aislante (SOI) cubiertas con $12\mu\text{m}$ de capas de nitruro de silicio de baja deformación mostrada en la figura 3.7 (a). Los pasos de fabricación son mostrados en la misma; en (b) es el depósito de cada capa del capacitor piezoeléctrico, en (c) se define la estructura de viga en voladizo, en (d) se modela el patrón del nitruro en la parte frontal y en la parte posterior el patrón de los electrodos de contacto. Mientras que en (e) se ilustra el depósito

de la capa de sacrificio y de la capa de Au, en (f) la definición de señales y tierra, en (g) se ilustra la galvanoplastia de las líneas GSG y la remoción de la capa de sacrificio, en (h) el proceso de micromaquinado volumétrico del Silicio, (i) la remoción de la capa de oxido y finalmente en (j) la liberación de la viga en voladizo.

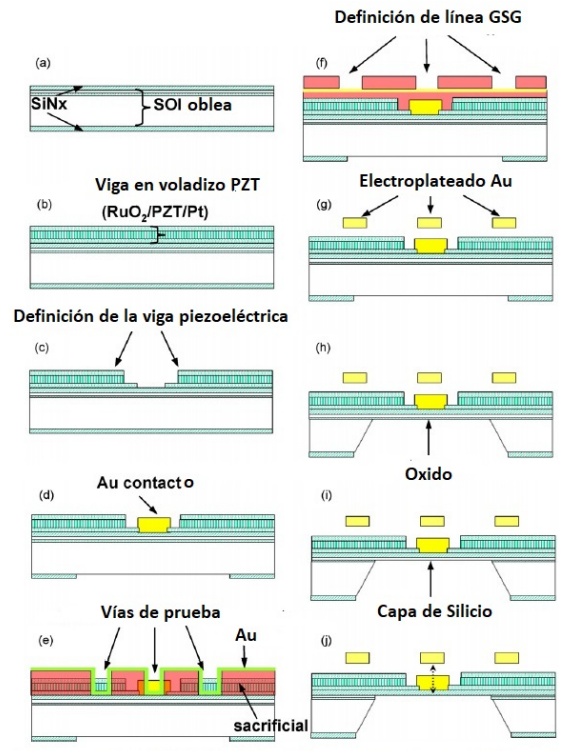


Figura 3.7: Proceso de fabricación; adaptado de [35].

3.2.2. Modelado eléctrico

En el modelado eléctrico del interruptor, hay dos componentes en la conexión en serie desde la entrada de RF a la salida de RF. El primer componente es la resistencia debida a las pérdidas de la línea según la dimensión de la línea CPW y a la resistividad de la línea de señal y el sustrato. El segundo es la inductancia debida a la línea CPW. En la figura 3.8 (a) se muestra el interruptor en estado encendido, donde C_p representa la capacitancia entre el electrodo de contacto y la línea de señal RF, R_p y L_p representan la resistencia y la inductancia entre el electrodo de contacto y el electrodo inferior de la viga piezoeléctrica en voladizo que conecta la línea a tierra respectivamente. La figura 3.8 (b) muestra el circuito equivalente en estado cerrado, en este caso, el electrodo de contacto de la viga piezoeléctrica está accionado debido a la aplicación de un voltaje de polarización, el componente R_c representa la resistencia de contacto entre el electrodo de contacto y la línea de la señal de RF.

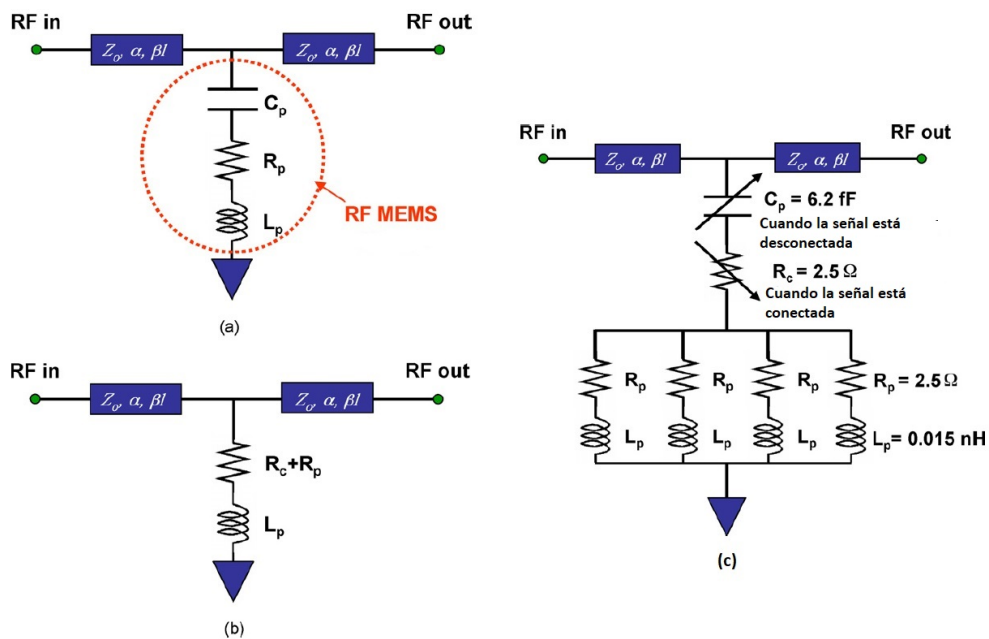


Figura 3.8: Circuito eléctrico equivalente del interruptor a) en estado abierto, b) estado cerrado y c) con cuatro capacitores piezoeléctricos simétricos; adaptado de [35].

Por último, en la figura 3.8 (c) se muestra el circuito eléctrico equivalente de uno de los interruptores fabricados, este interruptor contiene cuatro condensadores piezoeléctricos simétricos, cuatro pares de R_p y L_p son conectados a tierra como se observa en el diagrama.

3.2.3. Resultados

La caracterización de uno de los interruptores descritos anteriormente dió los resultados de las gráficas mostradas en la figura 3.9, los parámetros de aislamiento y de pérdidas de inserción son reportados en la tabla 3.3 con un voltaje de actuación de 5 V.

Tabla 3.3: Caracterización del tercer actuador piezoeléctrico.

Resultados			
Interruptor	Parámetro	Frecuencia	Voltaje de actuación
C	Pérdidas de inserción -1.2 dB	20 GHz	5 V
	Aislamiento -24 dB	20 GHz	5 V

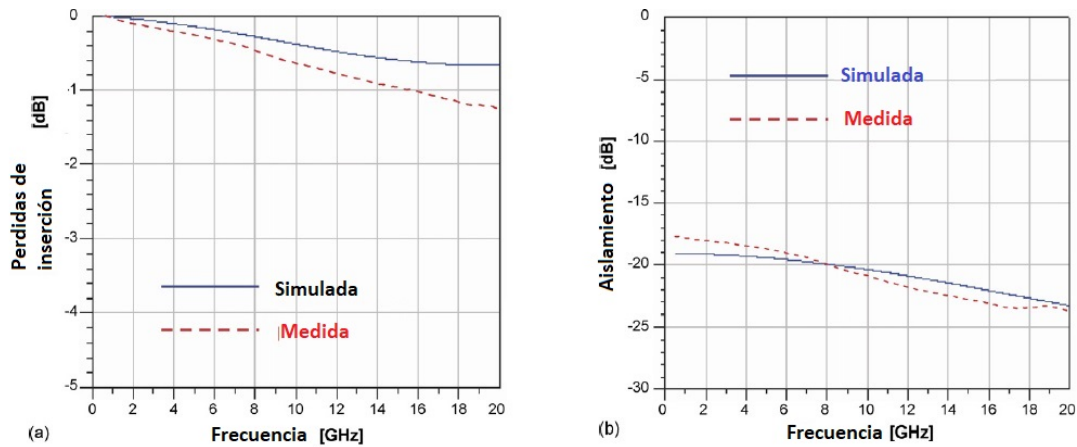


Figura 3.9: Parámetros electrodinámicos simulados y medidos a) Pérdidas de inserción y b) aislamiento [35].

3.3. Interruptor piezoeléctrico RF-MEMS de estrecho espacio de contacto, Japón

El trabajo desarrollado en los laboratorios FUJITSU en Japón [37], se fabricó un interruptor usando una unión de obleas entre una oblea SOI que tiene un haz plano accionado por el material piezoeléctrico y una oblea de tapa cerámica cocida a baja temperatura que tiene vías herméticas.

3.3.1. Diseño

La figura 3.10 muestra la estructura del conmutador RF MEMS que utiliza accionamiento piezoeléctrico. La oblea inferior del dispositivo tiene una viga empotrada en ambos lados, la cual tiene de estructura de un actuador unimorfo PZT, un borde de contacto móvil y un electrodo de señal de RF. Mientras que la oblea de la tapa superior tiene un contacto fijo, un anillo de sello y pequeños bordes de unión que se conectan por medio de vías herméticas. La oblea inferior se une a la oblea superior para crear un espacio de contacto estrecho directamente. Cuando se aplica un voltaje de polarización de DC a los electrodos superior e inferior que intercalan la película de material PZT, el material PZT se contrae en una dirección paralela al sustrato. La viga inferior luego se mueve hacia arriba y el interruptor cambia al estado encendido.

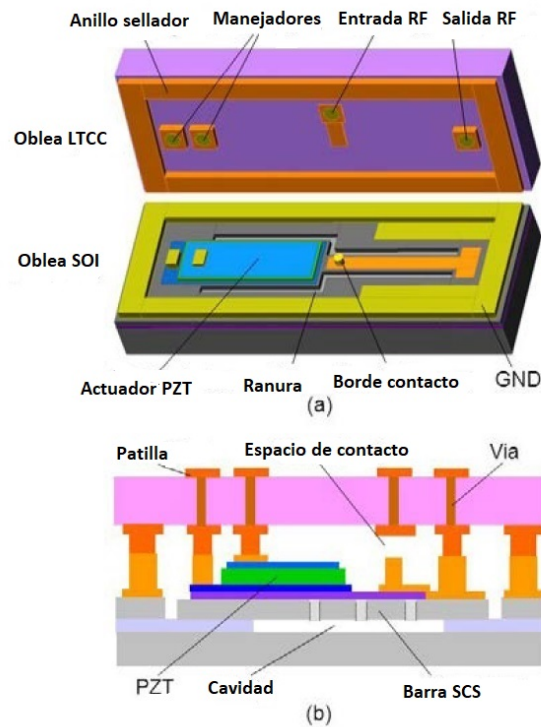


Figura 3.10: Diseño del interruptor piezoeléctrico hermético. (a) vista superior, (b) sección transversal [36].

3.3.2. Fabricación

El proceso de fabricación se muestra en la figura 3.11. Primero se modeló un grupo de ranuras cortas en el sustrato SOI usando RIE profundo. Luego, se eliminó una capa de óxido enterrada alrededor de las ranuras mediante una solución de HF formando una cavidad, como se observa en la figura 3.11 (1). Después se deposita una capa de SiO₂ para cerrar las ranuras (figura 3.11(2)), continuando con la formación del actuador unimorfo PZT con el método sol-gel. En el paso de la figura 3.11(3), los electrodos se depositaron mediante pulverización catódica y un procedimiento de litografía. Después de modelar una línea de señal de RF y un electrodo GND, se formaron segundas ranuras para liberar la viga del sustrato (figura 3.11(4)) para finalmente fabricar el electrodo de contacto fijo, un anillo de sellado y bordes de unión en la oblea superior que tiene vías herméticas. Después de eso, se unió la oblea SOI a la oblea superior con unión de termocompresión de oro para evitar la contaminación orgánica que degrada notablemente la vida útil del interruptor (figura 3.11(5)).

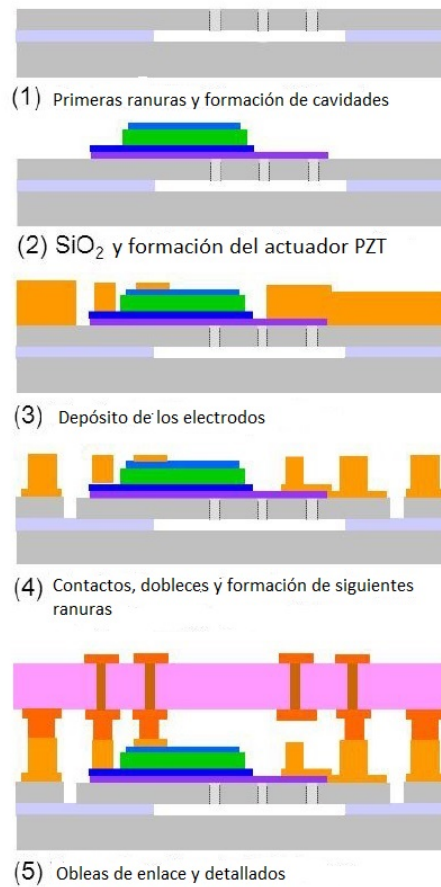


Figura 3.11: Proceso de fabricación del interruptor hermético [36].

3.3.3. Resultados

Los resultados son reportados en la figura 3.12 y en la tabla 3.4

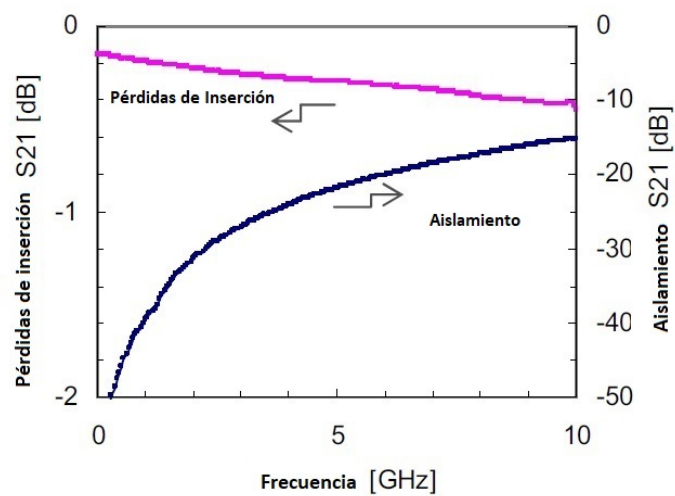


Figura 3.12: Caracterización del interruptor hermético; adaptado de [36].

Tabla 3.4: Caracterización del interruptor hermético.

Resultados			
Interruptor	Parámetro	Frecuencia	Voltaje de actuación
A	Pérdidas de retorno -0.3 dB	5 GHz	9 V
	Aislamiento -22 dB	5 GHz	9 V
	Pérdidas de retorno -0.5 dB	10 GHz	9 V
	Aislamiento -15 dB	10 GHz	9 V

3.4. Actuación piezoeléctrica de micropuentes usando AlN, España

Para el diseño de interruptores MEMS con actuación piezoeléctrica se requieren de materiales especiales para su fabricación. El material más utilizado es el PZT debido a su excelente coeficiente piezoeléctrico, sin embargo la temperatura de depósito en ocasiones es un problema para su elaboración, es por ellos que se han investigado otros materiales como el AlN (Nitruro de aluminio) reportado en [38].

En este trabajo se analiza la viabilidad en el uso de AlN como material piezoeléctrico usando bajos voltajes de actuación, además del estudio del proceso de fabricación con molibdeno (*Mo*) para mejorar las propiedades eléctricas de los electrodos de contacto.

3.4.1. Fabricación

Se desarrolló un completo proceso tecnológico para la fabricación de microactuadores compuesto por una capa estructural de nitruro de silicio que soporta el actuador piezoeléctrico Mo-AlN-Mo. Los micropuentes se fabricaron mediante un proceso de micromaquinado superficial, utilizando una película de dióxido de silicio depositada por CVD foto-inducida como capa de sacrificio. El proceso de fabricación completo consta de los siguientes pasos mostrados en la figura 3.13.

El primer paso es el depósito de la capa de sacrificio y planarización de la superficie por medio de proceso químico-mecánico de planarización (CMP, por sus siglas en inglés). El segundo paso es el depósito de la capa estructural. Se utilizó como capa estructural 350 nm de nitruro de silicio depositado por pulverización catódica. Como tercer paso, se realizó el depósito y desarrollo del electrodo inferior. Una capa de 150 nm de espesor de molibdeno fue usada como electrodo inferior. En el cuarto paso se realizó el modelo y depósito de 500 nm de AlN por medio de la técnica de "sputtering". En el quinto paso se hizo el modelo y depósito de 150 nm de molibdeno como electrodo superior. Y finalmente, se realizó el modelo de la capa estructural y grabado de la capa de sacrificio.

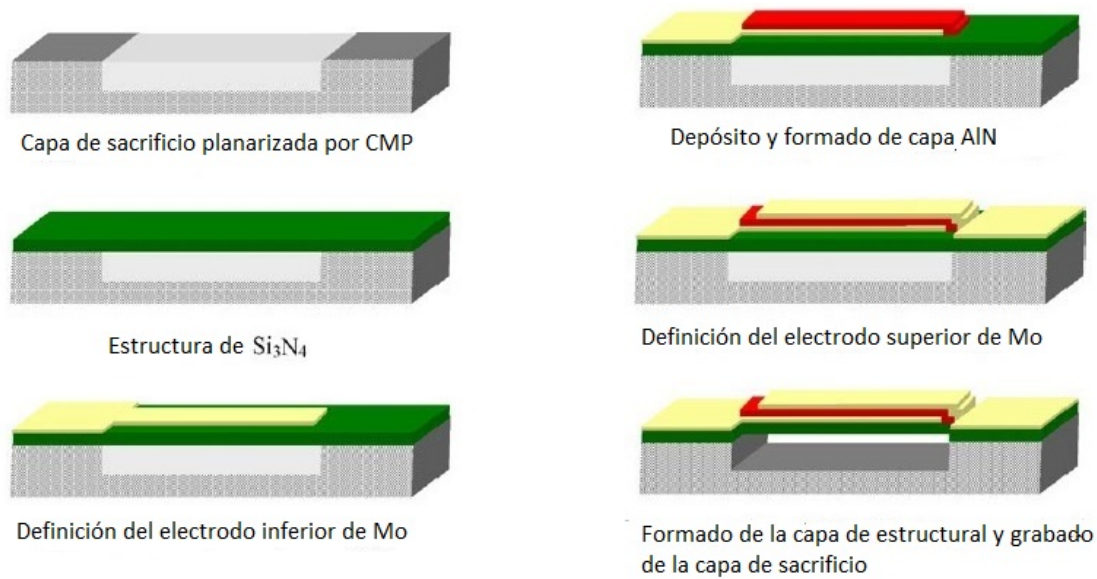


Figura 3.13: Proceso de depósito de Mo/AlN/Mo [37].

3.4.2. Resultados

Como resultado se midió el desplazamiento del interruptor en función con el voltaje aplicado y se mostró en la gráfica de la figura 3.14.

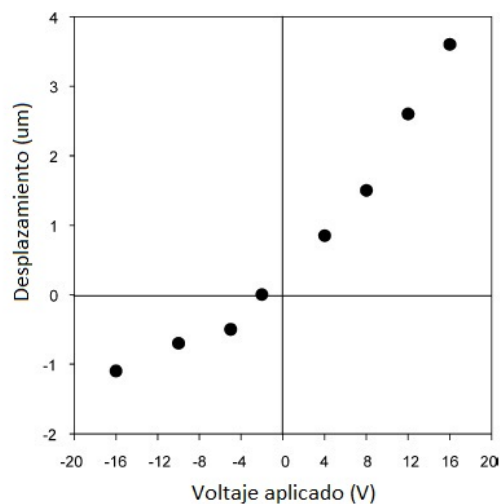


Figura 3.14: Gráfica desplazamiento vs voltaje de actuación [37].

Se observa que los voltajes positivos producen desplazamientos más altos (hacia arriba) mientras que los negativos hacia abajo, donde la máxima deflexión lograda fue de $3.5 \mu\text{m}$ hacia arriba con un voltaje aplicado de 16 V. Esta medición da como conclusión una forma de caracterizar un interruptor: La relación entre la deflexión con respecto al voltaje aplicado que en el caso de AlN es de $0.22 \mu\text{m}/\text{V}$.

3.5. Interruptor piezoeléctrico RF-MEMS integrado con una línea de transmisión, Corea

En [39], se reportó de una nueva clase de interruptor RF con vigas en voladizo piezoeléctricas integrado monolíticamente con líneas de transmisión.

3.5.1. Diseño

El diseño del interruptor consiste en una arquitectura en capas de una estructura sandwich tipo metal / capa piezoeléctrica / metal y una línea de transmisión en una configuración de guía de onda coplanar como se muestra en la figura 3.15.

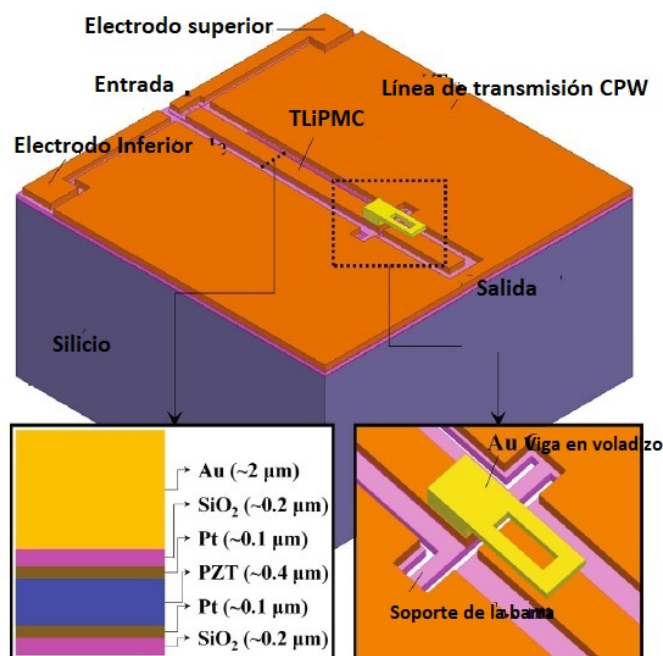


Figura 3.15: Vista del diseño del interruptor MEMS piezoeléctrico con una línea de transmisión integrada [38].

Nuevamente PZT se seleccionó como material piezoeléctrico y platino (Pt) para las películas delgadas empleadas como electrodos tanto superior como inferior en la estructura. Ésta fue anclada a un sustrato de silicio con dos vigas de soporte hechas de dióxido de silicio. La línea CPW fue hecha de $2 \mu m$ de oro (Au), las terminales de entrada y salida son eléctricamente aisladas con una separación inicial de $2 \mu m$.

3.5.2. Fabricación

La figura 3.16 ilustra la secuencia de fabricación, esta comienza con un sustrato de silicio de alta resistividad de 4 pulgadas recubierto con óxido de silicio crecido térmicamente.

Después de la limpieza de la estructura tipo piraña, se depositó 150 nm de espesor una capa inferior de Pt sobre el silicio mediante el uso de un proceso de pulverización catódica de DC. Un grosor de 10 nm de titanio (Ti) se utilizó como capa para promover la adhesión. A continuación, se preparó una capa de PZT utilizando un método de sol-gel. El espesor de la capa de PZT se controló con precisión repitiendo los ciclos de recubrimiento por rotación y calentamiento. Una vez finalizados los ciclos, la capa de PZT se cristalizó mediante recocido térmico en un horno eléctrico a 650 ° durante 40 min según un método de inserción directa. Después el electrodo superior compuesto de 150 nm de platino y 10 nm de Titanio se realizó mediante un proceso de litografía con un fotorresist de 1.4 μm espesor. Después de retirar la máscara de grabado PR en un baño que contenía acetona, el electrodo inferior de Pt / Ti se modeló con un proceso que utiliza plasma. Para mejorar el aislamiento entre la estructura metal / capa piezoeléctrica / metal y la señal, se depositó óxido de silicio en la capa intermedia por medio de vapor químico (CVD, por sus siglas en inglés). El grabado de huecos fue simultáneamente formado con el proceso final del silicio. La línea de transmisión de Au se formó mediante una técnica de electroplateado que utiliza un baño hecho a medida que contiene un electrolito a 60 °. Después de remover con acetona, la capa base se eliminó cuidadosamente utilizando un proceso de grabado químico con control de tiempo. Siguiendo con litografía para definir la separación entre la región de contacto. Después una viga voladiza de Au fue formada al usar proceso de electroplateado, para liberarla se utilizó plasma. Finalmente, el interruptor propuesto se liberó eliminando por completo las partes de silicio en la estructura mediante un proceso de grabado.

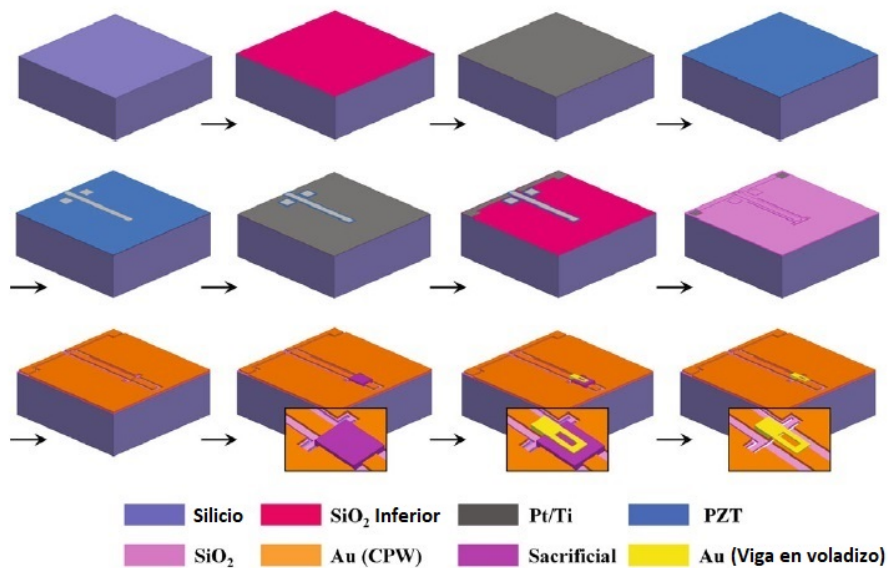


Figura 3.16: Secuencia de fabricación e integración del interruptor MEMS [38].

3.5.3. Resultados

Como resultado las pérdidas de inserción y el aislamiento del interruptor fueron graficadas en la figura 3.17, además de ser reportadas en la tabla 3.5.

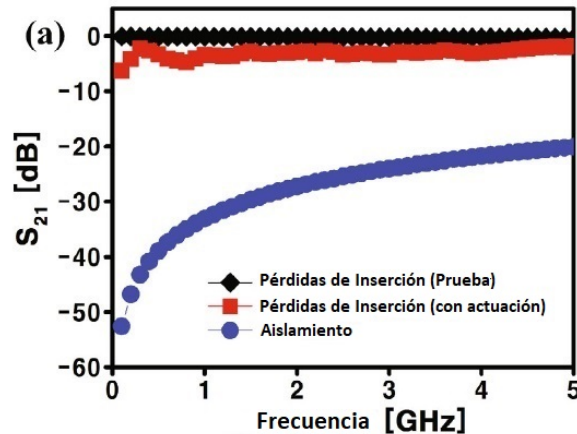


Figura 3.17: Gráfica desplazamiento vs voltaje de actuación; adaptado de [38].

Tabla 3.5: Caracterización del interruptor piezoeléctrico con línea CPW.

Resultados				
Interruptor	Parámetro	Frecuencia	Voltaje de actuación	
A	Pérdidas de retorno -0.4 dB	5 GHz	2 V	
	Aislamiento -20 dB	5 GHz	2 V	

3.6. Actuadores piezoeléctricos bimorfos

Hasta este momento, sólo se han reportado estructuras unimorfos y algunas de sus diferentes variantes. En [40], se reportó una novedosa idea sobre el diseño de interruptores piezoeléctricos, esta es el uso de estructuras bimorfos. En los actuadores bimorfos de tipo paralelo como se muestra en la figura 3.18, dos capas piezoeléctricas con polarización en la misma dirección están conectadas eléctricamente en paralelo. Los electrodos: superior (TE), medio (ME) e inferior (BE) intercalan las capas superior (UP) e inferior del material(LP). Una película de metal corta eléctricamente los electrodos superior e inferior para hacer una conexión paralela y para activar las capas de material PZT. Cuando se aplica voltaje a los electrodos superior-medio y medio-inferior simultáneamente, el actuador bimorfo se deforma con una deflexión que es aproximadamente el doble que la de un actuador unimorfo.

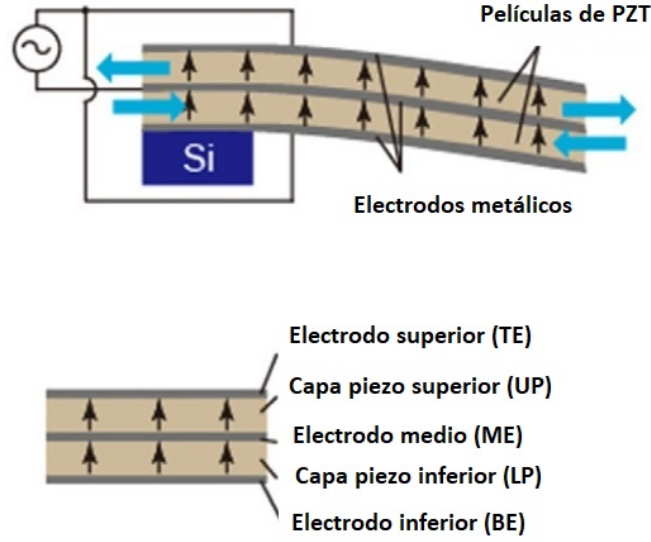


Figura 3.18: Actuador bimorfo [39].

3.6.1. Ecuaciones de diseño

Para vigas en voladizo simples que tienen estructuras unimorfas y bimorfas, los desplazamientos (δ) y las fuerzas que generan el movimiento (F) cuando se aplica un voltaje V se expresan de la siguiente manera:

$$\delta_u = \frac{3s_{11,s}s_{11,p}h_s(h_p + h_s)L^2}{K}d_{31}V \quad (3.5)$$

$$k = s_{11,p}^2h_s^4 + 4s_{11,s}s_{11,p}h_s h_p^3 + 4s_{11,s}s_{11,p}h_s^3 h_p + 6s_{11,s}s_{11,p}h_s^2 h_p^2 \quad (3.6)$$

$$F_u = \frac{-3w}{4L} \frac{h_s(h_s + h_p)}{s_{11,s}h_p + s_{11,p}h_s} d_{31}V \quad (3.7)$$

$$\delta_b = \frac{3L^2}{4h_p^2} d_{31}V \quad (3.8)$$

$$F_b = -\frac{3wh_p}{2s_{11,p}L} d_{31}V \quad (3.9)$$

donde: h es el grosor, L la longitud y w el ancho de la viga en voladizo, d_{31} es la constante piezoeléctrica, k es la constante elástica y el subíndice u denota unimorfo, b, bimorfo, s, sustrato y p, la capa piezoeléctrica.

3.6.2. Fabricación

El proceso de fabricación se muestra en la figura 3.19. Para obtener TE, ME, y BE, todas las capas se grabaron mediante procesos de secado. Las condiciones de grabado se muestran en la tabla 3.6. Se utilizó grabado profundo de iones reactivos (D-RIE) para obtener estructuras bimorfas. Las dimensiones de la viga en voladizo es $100\mu m$ de ancho y de 200 a $1000\mu m$ de largo.

Tabla 3.6: Condiciones para el proceso de secado.

	PZT superior	Unión PZT- Pt	Pt-Ti grabado
Presión [Pa]	0.65	1.0	1.5
Potencia de acoplamiento del plasma [W]	500	500	200
Potencia de polarización [W]	200	50	50
Razón de gas	$Cl_2 : 5$ $BCl_3 : 50$ $CH_4 : 2,4$	$Cl_2 : 5$ $BCl_3 : 50$ $CH_4 : 2,4$	$Cl_2 : 5$ $Ar : 21$

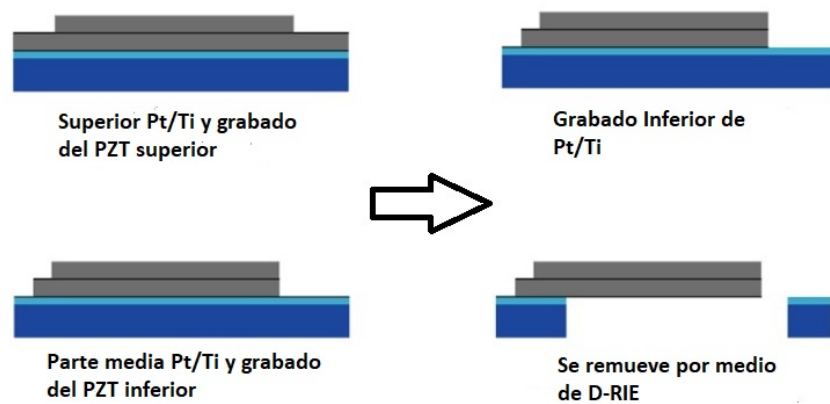


Figura 3.19: Proceso de fabricación de una viga en voladizo bimorfa con PZT/PZT [39].

3.6.3. Resultados

La figura 3.20 muestra la relación entre el voltaje V aplicado y la amplitud del desplazamiento de la punta δ para la actuación de un actuador unimorfo y bimorfo. Para la actuación bimorfo, el ME está conectado a tierra y el voltaje se aplica al BE y al TE (actuación bimorfa de tipo paralelo). Los desplazamientos de la punta para las actuaciones unimorfa y bimorfa son aproximadamente proporcionales al voltaje aplicado.

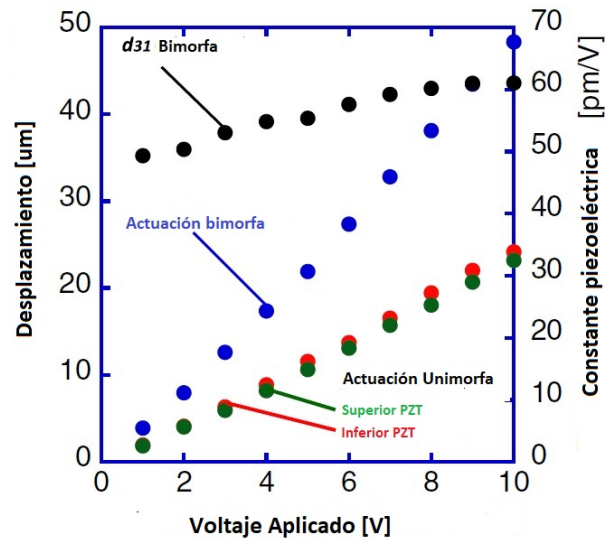


Figura 3.20: Desplazamiento de una viga en voladizo de 1mm de longitud [39].

3.7. Conclusiones del capítulo

Tabla 3.7: Estado del arte de interruptores piezoeléctricos.

Resultados						
Parámetro	Interruptor Corea del Sur 1 [35]	Interruptor Corea del Sur 2 [36]	Interruptor Japón [37]	Interruptor España [38]	Interruptor Corea [39]	Interruptor [40]
Voltaje de actuación	2.5 V	5 V	9 V	16 V	2 V	10 V
Material	PZT	PZT	PZT	AlN	PZT	PZT
Deflexión	-	-	-	3.5 μm	-	40 μm
Longitud	180 μm	-	-	-	400 μm	1000 μm
Frecuencia	2 GHz	20 GHz	10 GHz	-	5 GHz	-
Pérdidas de inserción	-	-1.2 dB	-	-	0.36 dB	-
Aislamiento	-40.8 dB	-24 dB	-15 dB	-	22.1 dB	-
Pérdidas de retorno	-0.22 dB	-	-0.5 dB	-	-	-

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS ELECTROMECAÁNICO DEL INTERRUPTOR

4.1. Especificaciones de diseño

Con base a la aplicación del interruptor y al estado del arte, el diseño del interruptor que compete a este trabajo debe satisfacer las siguientes especificaciones:

- | | |
|--------------------------|----------------------|
| * Banda de operación | Banda X (8 - 12 GHz) |
| * Voltaje de actuación | Menor a 30 V |
| * Proceso de fabricación | Flexible |
| * Pérdidas de inserción | Menor a 1 dB |
| * Aislamiento | Mayor a 20 dB |
| * Desplazamiento | Mayor a 5 μm |

La razón principal por la que se optó por trabajar con un polímero piezoeléctrico es que la temperatura de grabado que utiliza es menor a 250 °C, lo cual hace que sea viable utilizarlo con el proceso de fabricación flexible existente en el laboratorio UNAMEMS de la Facultad de Ingeniería.

Las dimensiones utilizadas en el diseño del interruptor MEMS de este trabajo están dadas por una de las posibles aplicaciones en el campo de las microondas, como lo es en el diafragma de control de un desplazador de fase como el que se observa en la figura 4.1, este desplazador fue construido con base en el proceso de fabricación flexible utilizando sustrato

Rogers RT/duroid 5880 con un espesor de $127\ \mu\text{m}$ y una permitividad dieléctrica de 2.2, benzociclobutene (BCB) como dieléctrico con una permitividad de 2.5 y una tangente de pérdidas de 0.002 a 10 GHz a una temperatura que no excede los $210\ ^\circ\text{C}$ [15].

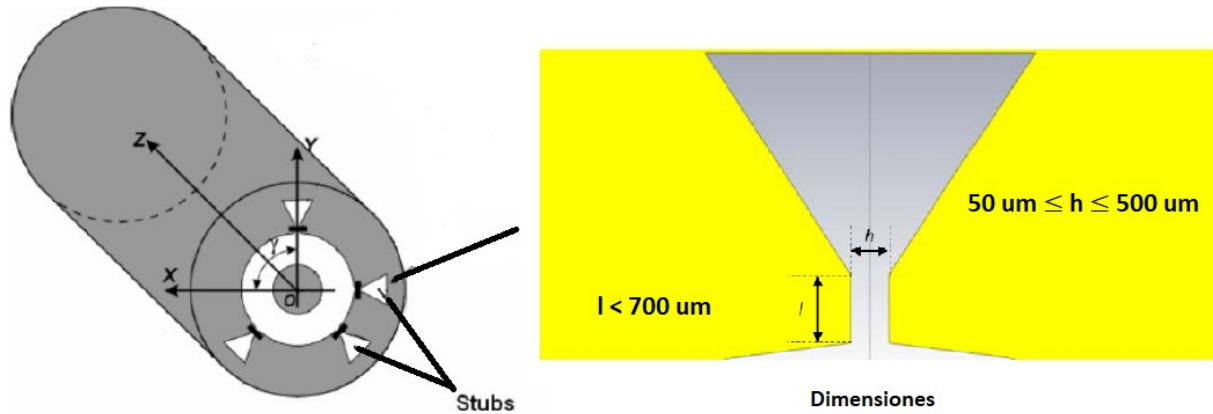


Figura 4.1: Dimensiones a satisfacer del interruptor RF MEMS piezoeléctrico; adaptado de [14].

Recordando que cada stub contiene un elemento conmutador para modificar en su conjunto la fase del desplazador, estos elementos tienen dimensiones establecidas, las cuales nos definirán los requisitos de diseño de nuestro interruptor para poder sustituir correctamente el mecanismo de conmutación actual.

4.2. Tipo de vigas piezoeléctricas

Dentro del estado del arte, se observó que una de las vigas piezoeléctricas más utilizadas para conmutar es de tipo unimorfa 4.2 (c), sin embargo, requiere de materiales con un alto coeficiente piezoeléctrico para lograr una deflexión mayor, es por ello que en los últimos años se han dado a la tarea de investigar distintas configuraciones de vigas para fabricarlas con materiales con un menor coeficiente piezoeléctrico sin afectar en demasía el desplazamiento óptimo, entre ellas se encuentran las mostradas en la figura 4.2 a) y b).

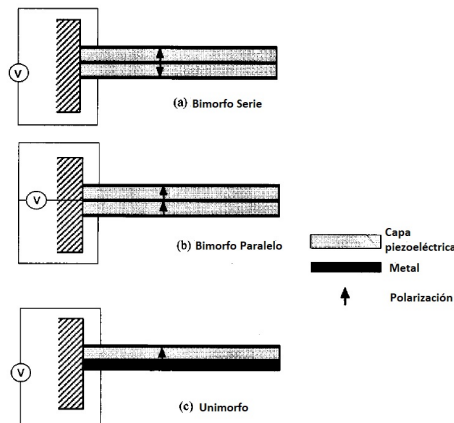


Figura 4.2: Tipos de vigas en voladizo piezoeléctricas: a) bimorfa serie b) bimorfa paralelo c) unimorfa.

4.2.1. Actuador unimorfo

Un actuador unimorfo o monomorfo consiste en una viga con una capa piezoeléctrica y una capa elástica. Cuando se aplica una diferencia de potencial, la capa piezoeléctrica tiende a expandirse o contraerse, mientras que la capa elástica resiste al cambio de movimiento de la capa piezoeléctrica, provocando la deformación en la punta de la viga, por lo que se produce la deflexión. El uso de una capa elástica puede aumentar en gran medida la confiabilidad mecánica del actuador, que es un tema importante en aplicaciones prácticas. En la figura 4.3 se muestra la estructura en general para este tipo de actuadores. Se observa que el esfuerzo generado en la capa piezoeléctrica hará que tienda a expandirse o contraerse dependiendo de la polarización suministrada.

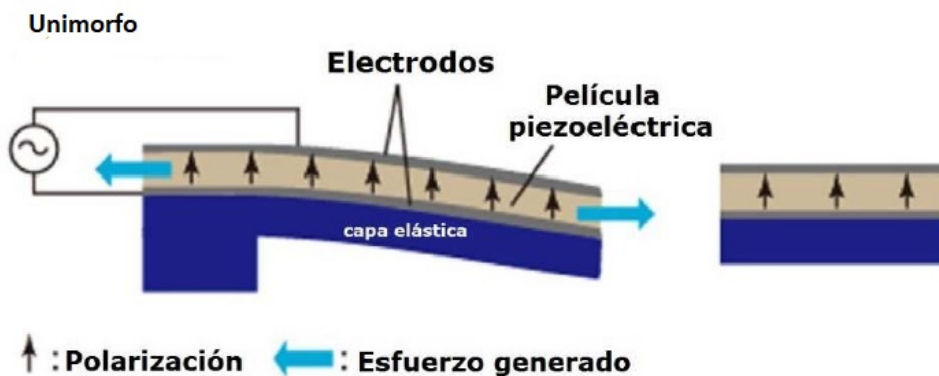


Figura 4.3: Actuador unimorfo [39].

Para este tipo de vigas piezoeléctricas, la deflexión en la punta debido a la actuación piezoeléctrica se obtiene como:

$$\delta = \frac{M_e}{2E_b l_e} L^2 \quad (4.1)$$

donde:

M_e es el momento flexionante de la viga, E_b es el modulo de Young, I_e es la inercia de la viga y L es la longitud de la misma.

Debido a que el PVDF contiene un coeficiente piezoeléctrico relativamente bajo en comparación con otros materiales piezoeléctricos, la deflexión que tiene una viga unimorfa es insuficiente para lograr el contacto entre ésta y la línea de transmisión donde será montado el interruptor. En la figura 4.4 con las dimensiones reportadas en la tabla 4.1 se muestra la estructura de la viga unimorfa. Mientras que en la figura 4.5 se muestra la deflexión máxima de $0.004 \mu\text{m}$ con un voltaje aplicado de 30 V.

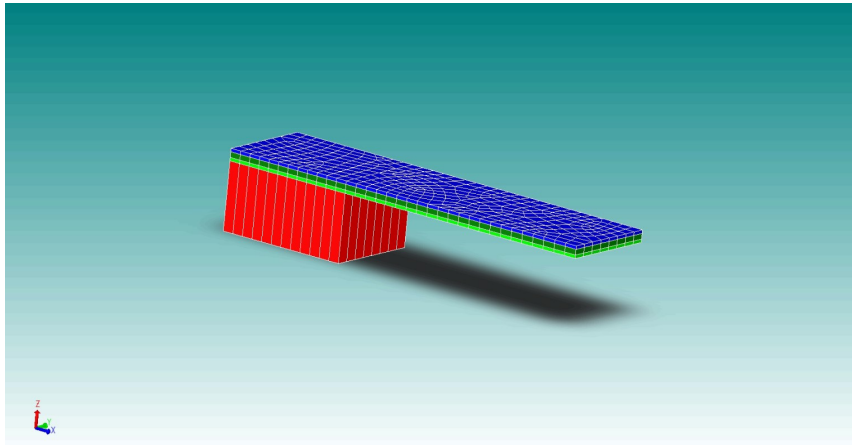


Figura 4.4: Simulación de un actuador unimorfo en Coventor.

Tabla 4.1: Dimensiones de la viga voladiza propuesta unimorfa.

Parámetro	Valor
Longitud total	$600 \mu\text{m}$
Ancho	$150 \mu\text{m}$
Espesor por capa piezoeléctrica	$0.4 \mu\text{m}$
Espesor por capa elástica	$0.25 \mu\text{m}$
Espesor total	$0.9 \mu\text{m}$

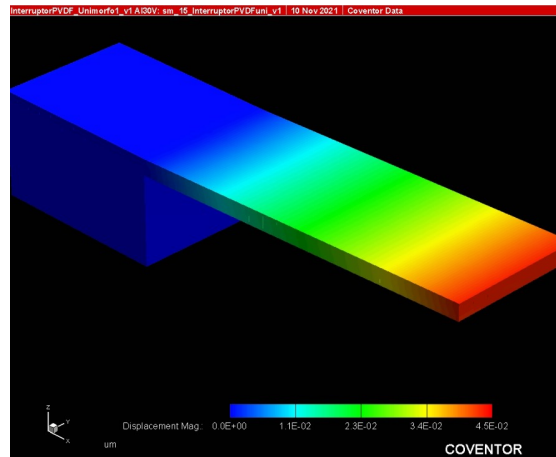


Figura 4.5: Deflexión de la viga uniforme.

4.2.2. Actuador bimorfo

El término bimorfo hace referencia al uso de dos capas piezoeléctricas en la estructura de la viga. Hay dos tipos de configuraciones para estas vigas, la estructura tipo serie y tipo paralelo. Estas difieren en la colocación de las capas metálicas que sirven como electrodos dentro de la estructura. En el presente trabajo se hizo énfasis en una viga con dos capas piezoeléctricas en configuración paralelo, es decir, con un electrodo entre capas piezoeléctricas para poder polarizar la estructura.

En la figura 4.6 se observa la estructura bimorfa en paralelo. Las capas metálicas superior, media e inferior forman una estructura que envuelve a cada una de las capas de material piezoeléctrico.

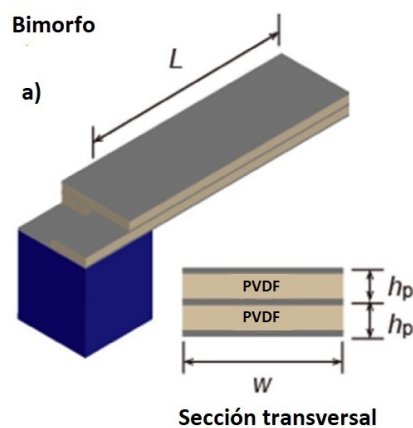


Figura 4.6: Actuador bimorfo; adaptado de [39].

Deflexión

Para hacer el cálculo de la deflexión o desplazamiento de la punta de la viga se tiene que el campo eléctrico se relaciona con el voltaje eléctrico como:

$$E = \frac{-V}{d} \quad (4.2)$$

donde:

d es igual a la distancia entre electrodos.

De [40] y sustituyendo el campo eléctrico de la ecuación 4.2 podemos aproximar la deflexión δ de la punta de la viga bimorfa como:

$$\delta = \frac{3d_{31}EL^2}{4h} = -\frac{3d_{31}VL^2}{4h^2} \quad (4.3)$$

donde:

- * L es la longitud de la viga.
- * E es el campo eléctrico.
- * h es la distancia entre electrodos o espesor de la capa piezoeléctrica.
- * δ_{31} es el coeficiente piezoeléctrico.

Sin embargo, se observó que, ésta ecuación es válida para casos en los que la diferencia de potencial sea menor a 10 V, ya que al aumentar el valor de V , la deflexión aparentemente se incrementaría, no obstante habría repercusiones en el movimiento y en la restauración de la misma al retirar la polarización.

En [41], se ofrece una alternativa al combinar las expresiones de balance energético de la viga, por lo que para calcular la deflexión de una viga bimorfa en general se puede calcular por medio del sistema de ecuaciones siguiente:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \delta \\ V \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3s_{11}L}{2wh^3} & \frac{3s_{11}L^2}{4wh^3} & \frac{s_{11}L^3}{4h^3} & \frac{-3d_{31}L}{4h^2} \\ \frac{3s_{11}L^2}{4wh^3} & \frac{s_{11}L^3}{2wh^3} & \frac{3s_{11}L^4}{16h^3} & \frac{-3d_{31}L^2}{8h^2} \\ \frac{s_{11}L^3}{4h^3} & \frac{3s_{11}L^4}{16h^3} & \frac{3ws_{11}L^5}{40h^3} & \frac{-d_{31}wL^3}{8h^2} \\ \frac{-3d_{31}L}{4h^2} & \frac{-3d_{31}L^2}{8h^2} & \frac{-d_{31}wL^3}{8h^2} & \frac{\epsilon_{33}Lw}{2h}(1 - k_{31}^2/4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M \\ F \\ \rho \\ V \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Para el diseño de la viga del presente trabajo, se tomaron en consideración dos criterios: El primero fue el comportamiento esperado a través de modificar las variables de la ecuación 4.3. Mientras que el segundo fue con base a la experiencia, al estado del arte y al proceso de optimización de los resultados de las simulaciones del software especializado, se fueron comparando resultados para definir las dimensiones que nos proporcionarían el

desplazamiento deseado. Por lo tanto, con base en las dimensiones especificadas en la figura 4.1 finalmente se propusieron las siguientes especificaciones para la viga reportadas en la tabla 4.2.

Tabla 4.2: Dimensiones de la viga voladiza propuesta.

Parámetro	Valor
Longitud total	650 μm
Ancho	125 μm
Espesor por capa piezoeléctrica	0.4 μm
Espesor por capa elástica	0.25 μm
Espesor total	1.55 μm

4.3. Configuración de software electromecánico especializado

Una vez teniendo definido el comportamiento teórico esperado del desplazamiento de la viga voladiza, se procedió a simular en software especializado para realizar el análisis electromecánico del interruptor. Coventor es una herramienta que nos permite analizar el comportamiento electromecánico de la estructura piezoeléctrica cuando a esta se le aplica una diferencia de potencial. Como primer punto, se procedió a ingresar cada una de las características físicas del material piezoeléctrico, por lo que en las figuras 4.7 y 4.8 se muestra la estructura de la matriz elástica del material que maneja el software y el orden de los coeficientes piezoeléctricos que se requieren para una configuración correcta del material PVDF en la base de datos de Coventor respectivamente [42].

$$\begin{Bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{zz} \\ \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} \\ \sigma_{xy} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{xxxx} & C_{xxyy} & C_{xxzz} & C_{xxyz} & C_{xxzx} & C_{xxxy} \\ & C_{yyyy} & C_{yyzz} & C_{yyyz} & C_{yyzx} & C_{yyxy} \\ & & C_{zzzz} & C_{zzyz} & C_{zzzx} & C_{zzxy} \\ & & & C_{yzyz} & C_{yzzx} & C_{yzxy} \\ & & & & C_{zxzx} & C_{zxxy} \\ & & & & & C_{xyxy} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \varepsilon_{xx} \\ \varepsilon_{yy} \\ \varepsilon_{zz} \\ \gamma_{yz} \\ \gamma_{zx} \\ \gamma_{xy} \end{Bmatrix}$$

Simétrica

Figura 4.7: Estructura de la matriz elástica del PVDF a ingresar en Coventor.

$$\begin{bmatrix} d \\ \varepsilon_r \sigma \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} d_{x:xx} & d_{y:xx} & d_{z:xx} \\ d_{x:yy} & d_{y:yy} & d_{z:yy} \\ d_{x:zz} & d_{y:zz} & d_{z:zz} \\ d_{x:yz} & d_{y:yz} & d_{z:yz} \\ d_{x:zx} & d_{y:zx} & d_{z:zx} \\ d_{x:xy} & d_{y:xy} & d_{z:xy} \\ \varepsilon_r \sigma_{xx} & \varepsilon_r \sigma_{yy} & \varepsilon_r \sigma_{zz} \end{bmatrix} = \begin{matrix} \begin{matrix} dx & dy & dz \end{matrix} \\ \begin{matrix} xx & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ yy & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ zz & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ xy & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ zx & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ yz & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ \text{dieléctrico} & 0.0 & 0.0 & 0.0 \end{matrix} \\ \begin{matrix} OK & Cancel \end{matrix} \end{matrix}$$

Figura 4.8: Matriz piezoeléctrica y sus coeficientes [41].

Nótese que en la figura 4.8, se muestra la notación tensorial de la matriz de coeficientes piezoeléctricos que utiliza el software que se requirió relacionar con la relación de subíndices en la teoría de tensores del capítulo 2.

4.4. Diseños propuestos

Una ventaja de utilizar software especializado es que una vez definiendo el proceso de fabricación, se puede trabajar con diferentes geometrías y materiales para la capa elástica y así analizar el comportamiento respecto a la aplicación dada.

Materiales de electrodos

En el funcionamiento de las vigas piezoeléctricas, la capa elástica toma reelevancia debido a que es la capa que resiste la contracción y expansión de la capa piezoeléctrica cuando esta es polarizada. Existen distintos materiales que pueden ser útiles dentro de estas capas y que además sirven como electrodos de la viga. Por ello, en la tabla 4.3 [43], se muestran las características de tres metales que se utilizaron como electrodos con las dimensiones descritas anteriormente para el diseño de la viga en voladizo piezoeléctrica.

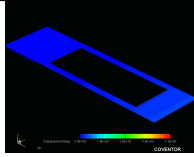
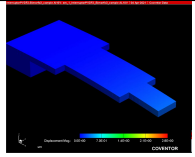
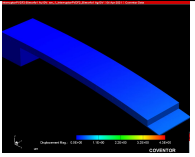
Tabla 4.3: Propiedades de los materiales metálicos utilizados en la viga.

Material	Oro (Au)	Aluminio (Al)	Cobre (Cu)
Módulo de Young E (GPa)	78	69	110
Coefficiente de Poisson ν	0.42	0.33	0.36
Densidad	19280 kg/m^3	2700 kg/m^3	8930 kg/m^3
Conductividad eléctrica	4.56 x 10 ⁷ S/m	3.56 x 10 ⁷ S/m	5.96x 10 ⁷ S/m

Una vez teniendo definidos los materiales a utilizar (tabla 4.3) y las dimensiones para

la viga en voladizo (tabla 4.1), se procedió a analizar diferentes diseños propuestos para finalmente reportarlos en la tabla 4.4, con aluminio como material metálico para electrodos.

Tabla 4.4: Diseños propuestos.

Parámetro	Diseño 1	Diseño 2 [44]	Diseño 3
			
Longitud L	700 μm	700 μm	700 μm
Ancho	200 μm	200 μm	200 μm
Espesor de la capa metálica	0.25 μm	0.25 μm	0.25 μm
Espesor de la capa piezoeléctrica	0.5 μm	0.5 μm	0.5 μm
Voltaje de polarización	30 V	30 V	30 V
Máxima deflexión en simulación	7.1 μm	5.6 μm	7.0 μm

De los diseños propuestos, el que presentó un mejor comportamiento fue el diseño 1 pero tiene la desventaja de los brazos son muy delgados para ser fabricados, por lo cual se tomó la decisión de trabajar con el diseño 3 y analizar su respuesta electromecánica con los tres diferentes metales mostrados en la tabla 4.3, sin embargo como se verá en el siguiente capítulo, a este diseño se le hicieron unas adecuaciones reduciendo el área de contacto entre la viga y la línea de transmisión en donde será montado para mejorar el aislamiento del interruptor, además de adicionar unos orificios que proporcionan ventajas para el grabado durante el proceso de fabricación y reduce la tensión residual.

4.5. Proceso de simulación

El flujo del proceso de fabricación propuesto de manera general en Coventor es el mostrado en la tabla 4.5 teniendo como diseño final el mostrado en la figura 4.9.

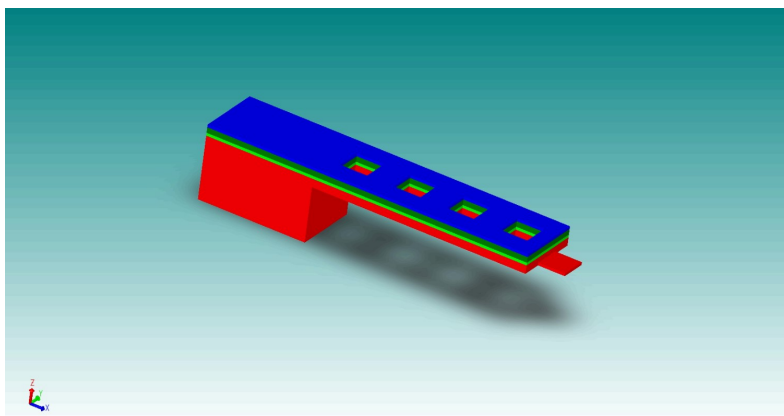



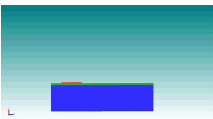
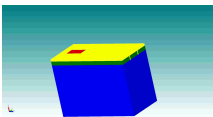
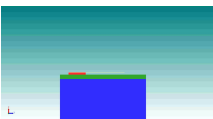
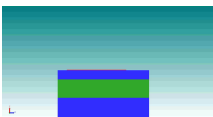
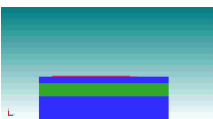

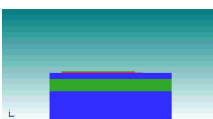


Figura 4.9: Diseño final sin mallar

Tabla 4.5: Proceso de fabricación propuesto.

Decapado a 5 μm de cobre del sustrato Rogers 5880	
Ranuras para formar la línea coplanar y la brecha central	
Depósito y grabado de 5 micras de metal sobre el sustrato para formar el anclaje	
Depósito y grabado de material de sacrificio a la altura del anclaje	
Depósito y grabado de 0.25 micras de aluminio para formar la primera capa elástica de la viga y material de sacrificio para huecos	
Depósito y grabado de 0.4 micras de PVDF para formar la primera capa piezoeléctrica de la viga y material de sacrificio para huecos	
Depósito y grabado de 0.25 micras de aluminio para formar la segunda capa elástica de la viga y material de sacrificio para huecos	
Depósito y grabado de 0.4 micras de PVDF para formar la segunda capa piezoeléctrica de la viga y material de sacrificio para huecos	
Depósito y grabado de 0.25 micras de aluminio para formar la tercera y última capa elástica de la viga y material de sacrificio para los huecos	
Liberación del material de sacrificio	

Para realizar la simulación electromecánica, después de tener definida la estructura 3D se procedió a mallarla, es decir, reducir la geometría a un grupo de simples bloques, debido a que Coventor funciona con base al Método de Elementos Finitos. Para ello, se ingresan las características como se muestran en las figuras 4.10 y 4.11.

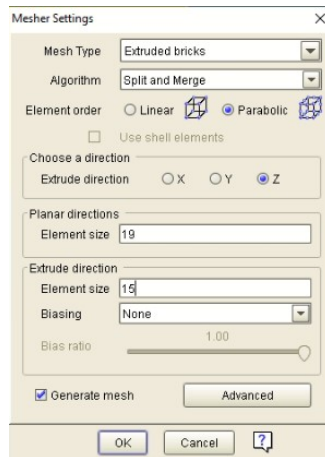


Figura 4.10: Características del mallado en Coventor.

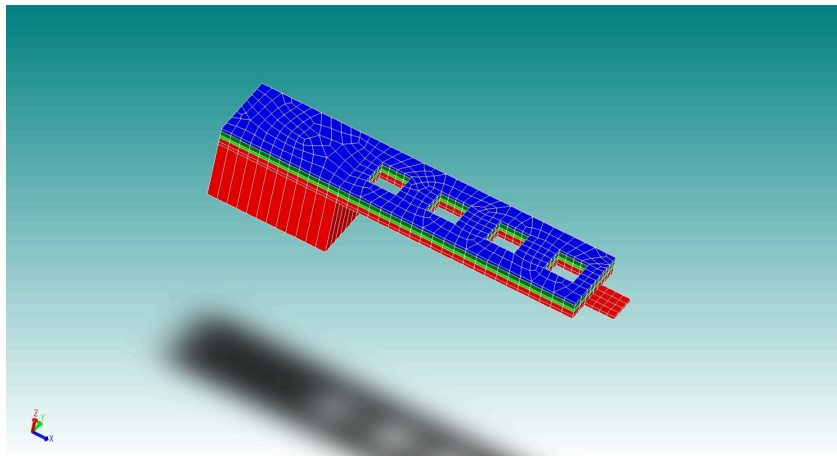


Figura 4.11: Estructura mallada.

Resultados

Finalmente el diseño de la viga se muestra en la figura 4.12.

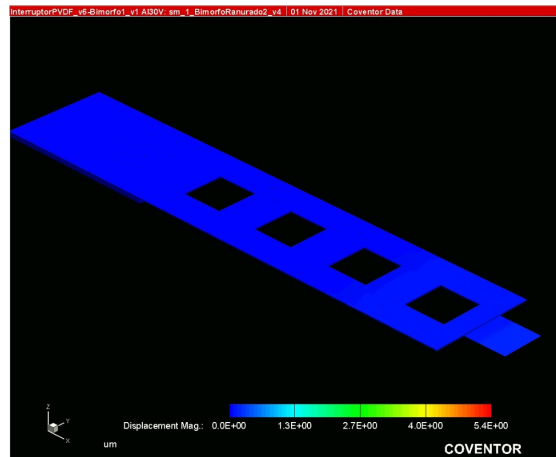


Figura 4.12: Diseño final.

En la tabla 4.6 se muestran los resultados de las simulaciones con los tres metales diferentes.

Tabla 4.6: Diseño propuesto con Oro, Aluminio y Cobre como material para los electrodos.

Parámetro	Oro	Aluminio	Cobre
Longitud L	650 μm	650 μm	650 μm
Ancho	125 μm	125 μm	125 μm
Espesor de la capa metálica	0.25 μm	0.25 μm	0.25 μm
Espesor de la capa piezoeléctrica	0.4 μm	0.4 μm	0.4 μm
Voltaje de polarización	30 V	30 V	30 V
Deflexión máxima en simulación	7 μm	5.4 μm	3.2 μm

En la gráfica 4.13 se muestra una aproximación lineal para calcular el desplazamiento con respecto a un voltaje aplicado, la pendiente negativa indica que el movimiento es hacia abajo.

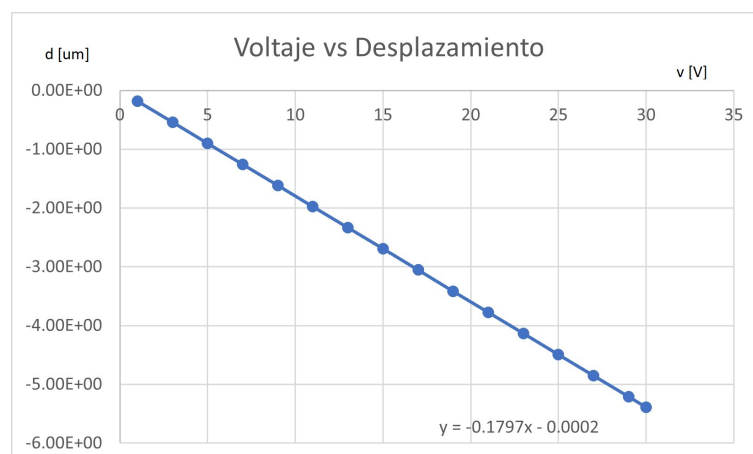


Figura 4.13: Gráfica voltaje vs desplazamiento.

Por lo que, el voltaje necesario para tener las 5 μm de deflexión es aproximadamente:

$$V = 27.82[V] \quad (4.5)$$

Esto indica que se cumple con la especificación de diseño dado al principio de este capítulo.

4.6. Conclusiones del capítulo

- ⇒ Los parámetros principales para definir una viga bimorfa son: tipo de capa metálica, coeficiente piezoeléctrico del material, dimensiones físicas, desplazamiento de la punta de la viga y voltaje de actuación.
- ⇒ El PVDF es un material que en condiciones de fase β tiene propiedades piezoeléctricas anisotrópicas, es decir, cambia su estructura en diferentes puntos cuando es sometido a una diferencia de potencial por lo que en cualquier software especializado debe ser dado de alta como tal.
- ⇒ La deflexión de la punta de la viga depende principalmente de la longitud, coeficiente piezoeléctrico y el espesor de la capa piezoeléctrica, no obstante se tiene que considerar el ancho de la viga así como el espesor de los electrodos como lo describe el sistema de ecuaciones (4.4).
- ⇒ Una ventaja de las vigas piezoeléctricas es que no requieren un electrodo de actuación, lo que influye en un proceso de fabricación menos complejo y sin depender en gran medida de fuerzas electrostáticas.
- ⇒ La elección del metal para los electrodos influye en la desviación de la punta de la viga debido a que esta capa forma parte de la capa elástica de la viga, la cual resiste al cambio de movimiento cuando la capa piezoeléctrica es polarizada.
- ⇒ Oro y Aluminio como metal para los electrodos tuvieron el mejor comportamiento cuando fue polarizada la estructura con 30 V, pero se eligió aluminio debido a que es más barato y conlleva menos riesgos dentro del proceso de fabricación.
- ⇒ Con base a las dimensiones de la estructura donde se colocará el actuador bimorfo, se calculó cada uno de sus parámetros:

Tabla 4.7: Parámetros principales.

Parámetro	Valor
Longitud L	650 μm
Ancho	125 μm
Espesor de aluminio	0.25 μm
Espesor de la capa piezoeléctrica	0.4 μm
Voltaje de polarización	27.82 V
Deflexión	5 μm

CAPÍTULO 5

ANÁLISIS ELECTRODINÁMICO DE INTERRUPTORES MEMS

De acuerdo al estado del arte, las especificaciones de diseño para los parámetros electrodinámicos fundamentales son los siguientes:

- | | |
|------------------------------------|---------------|
| * Pérdidas de inserción | Menor a 1 dB |
| * Aislamiento | Mayor a 20 dB |
| * Factor de calidad de conmutación | Mayor a 5000 |

5.1. Simulación en software especializado

Para caracterizar al interruptor MEMS piezoeléctrico se utiliza alguna de las diferentes configuraciones de líneas de transmisión entre las cuales se encuentran: línea ranurada, guía de onda coplanar y línea microcinta. Entre estas opciones, la guía de onda coplanar (CPW por sus siglas en inglés) se eligió basado en su relativo control de la impedancia característica, su compatibilidad de ser integrada en el proceso de fabricación y su compatibilidad con circuitos RF y microondas.

5.1.1. Línea CPW

La guía de onda coplanar en un sustrato dieléctrico consiste de una delgada capa metálica depositada en la superficie de una película dieléctrica con dos planos de tierra paralelos a la cinta como se muestra en la figura 5.1 [45], la cual reduce la fuga de señal por radiación, lo que limita las pérdidas de inserción generales del interruptor en estado abierto [46]. El desacoplamiento entre las impedancias características de la línea y del interruptor causa pérdidas de inserción, al igual que la resistencia de contacto y la metalización de la viga. Las características de esta línea dependen en gran manera del ancho W , el espacio entre plano de tierra y conductor S , la permitividad del sustrato ϵ_r y del espesor del sustrato H .

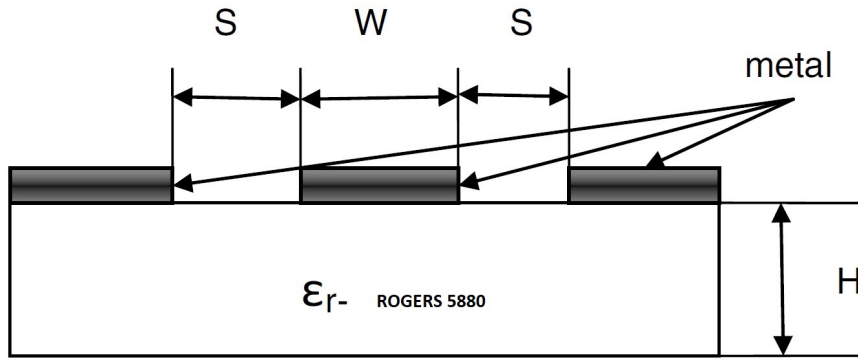


Figura 5.1: Configuración de una línea de transmisión CPW.

La impedancia característica de la CPW está dada por:

$$Z_0 = \frac{30\pi K(k'_0)}{\sqrt{\epsilon_{eff}} K(k_0)} \quad (5.1)$$

donde:

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{(\epsilon_r - 1)K(k_1)K(k'_0)}{2K(k'_1)K(k_0)} \quad (5.2)$$

$$k_0 = \frac{S}{S + 2W} \quad (5.3)$$

$$k_1 = \frac{\sinh \frac{\pi S}{4h_1}}{\frac{\sinh \pi S + 2W}{4h_1}} \quad (5.4)$$

$$k'_0 = \sqrt{1 - k_0^2} \quad (5.5)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (5.6)$$

ϵ_r	Constante dieléctrica del sustrato.
$K(k)$	Integral elíptica completa de primer orden.
S	Ancho del conductor central
W	Espacio entre conductor central y el plano de tierra.
h_1	Espesor del sustrato.

Estas ecuaciones pueden ser sintetizadas para sustratos con permitividad dieléctrica relativa en un intervalo entre 1.5 y 120 [47], quedando como :

$$\frac{W}{h_1} \leq \frac{10}{[3(1 + \ln\epsilon_{r1})]} \quad (5.7)$$

$$\frac{S}{h_1} \leq \frac{80}{[3(1 + \ln\epsilon_{r1})]} \quad (5.8)$$

El RT/duroid 5880 es un sustrato que tiene una permitividad dieléctrica de 2.20 +/- .02 y una tangente de pérdidas de .0009 a 10 GHz [48], lo cual hace que en microondas tenga un excelente comportamiento, por lo que se optó utilizarlo en este trabajo.

Con base en las ecuaciones anteriores y haciendo uso de software especializado, se diseñó una línea coplanar con sustrato Rogers 5880 a 50 Ω , quedando especificada con los datos mostrados en la tabla 5.1.

Tabla 5.1: Especificaciones de la CPW.

Guía de onda coplanar	
Características físicas	Características eléctricas
Conductor: Cobre	Impedancia: 50 Ω
Dieléctrico: Duroit 5880	Frecuencia: 10 GHz
Longitud Física: 3220 μm	Longitud eléctrica: 47 $^\circ$
Ancho W: 150 μm	Constante dieléctrica: 2.2
Espacio entre planos: 10 μm	Tangente de pérdidas: 0.001
Espesor (sustrato): 127 μm	-
Espesor capa de cobre: 5 μm	-

Al tener las características físicas definidas se dibujó en software especializado teniendo en cuenta que para verificar que la impedancia característica sea de 50 Ω es necesario hacer uso de los puertos de guía de onda como puede observarse en las figuras 5.2 y 5.3.

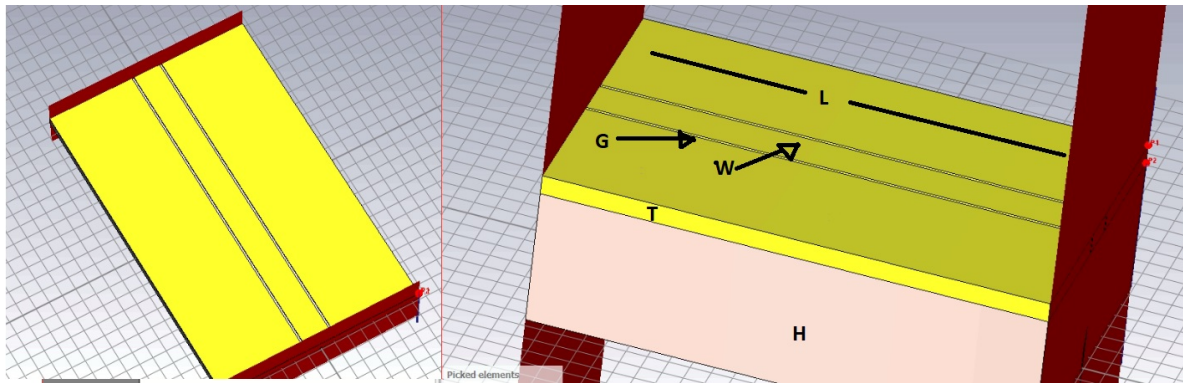
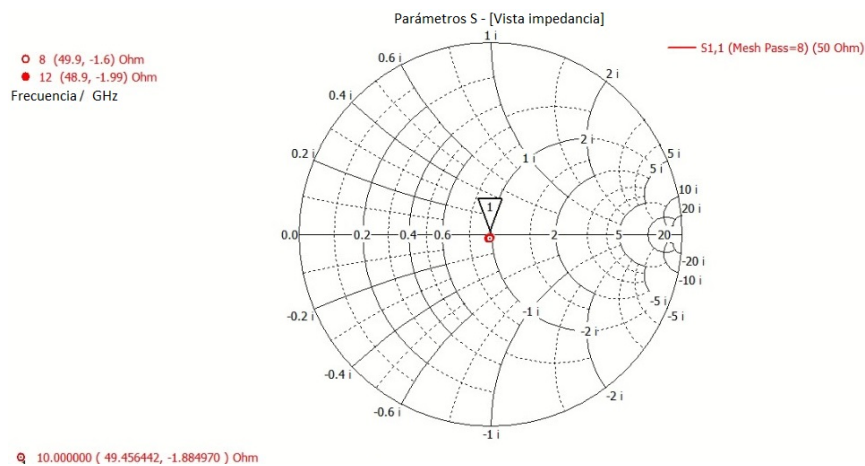


Figura 5.2: Línea coplanar en CST.

Figura 5.3: Carta Smith de la línea coplanar acoplada a 50 Ω .

Una herramienta útil para verificar la impedancia característica y parámetros S, entre otros datos que nos ayudan en el análisis y diseño electrodinámico de dispositivos MEMS es la Carta Smith. Esta es una técnica basada en una gráfica polar del coeficiente de reflexión, que se encuentra presente en las herramientas del diseño asistido por computadoras y provee una forma sencilla de visualizar los fenómenos que involucran líneas de transmisión sin la necesidad de detallar demasiado los cálculos numéricos. Particularmente es muy ilustrativa, debido a que nos muestra cuando un dispositivo se encuentra acoplado, el comportamiento capacitivo, inductivo e impedancias, entre otras cosas. La figura 5.4, muestra algunos elementos de que contiene esta técnica gráfica de importancia para el análisis y modelado de los dispositivos MEMS.

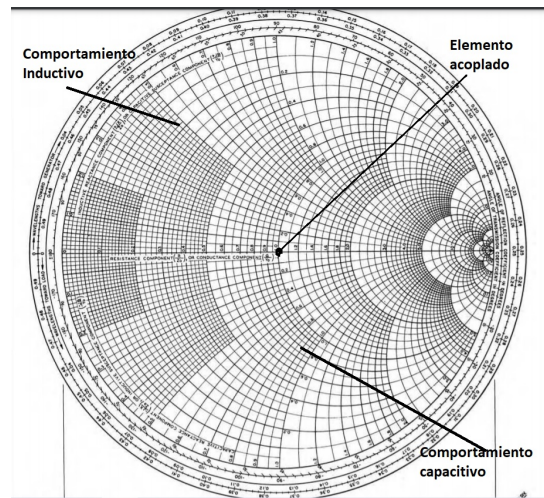


Figura 5.4: Elementos de interés de la Carta Smith.

5.1.2. Brecha en la línea de transmisión

Debido a que una posible aplicación del interruptor es ser montado en un desplazador de fase, este tiene unas dimensiones y características físicas específicas, las cuales se deben cumplir para no tener problemas al momento de acoplar las estructuras. Para modelar este comportamiento, se optó por hacer una brecha a la línea coplanar en serie con el conductor central teniendo las dimensiones del diafragma de control del desplazador de fase visto en la figura 4.1, con una estructura como se muestra en la figura 5.5a.

Se puede inferir que al hacer el corte en la línea central de la CPW, esta tendrá un comportamiento capacitivo. Por lo que la capacitancia se puede aproximar de forma teórica como un capacitor de placas paralelas con las dimensiones mostradas en la tabla 5.2.

Tabla 5.2: Especificaciones de la brecha.

Parámetro	Valor
ϵ_r	1
ϵ_0	$8.852 \cdot 10^{-12} \text{ C}^2/(\text{N} \cdot \text{m}^2)$
Área entre placas	$750 \cdot 10^{-12} \text{ m}^2$
Distancia de separación	$400 \cdot 10^{-6} \text{ m}$

$$C_b = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} = 0.0165 fF \quad (5.9)$$

Su comportamiento se muestra en la Carta Smith de la figura 5.5b.

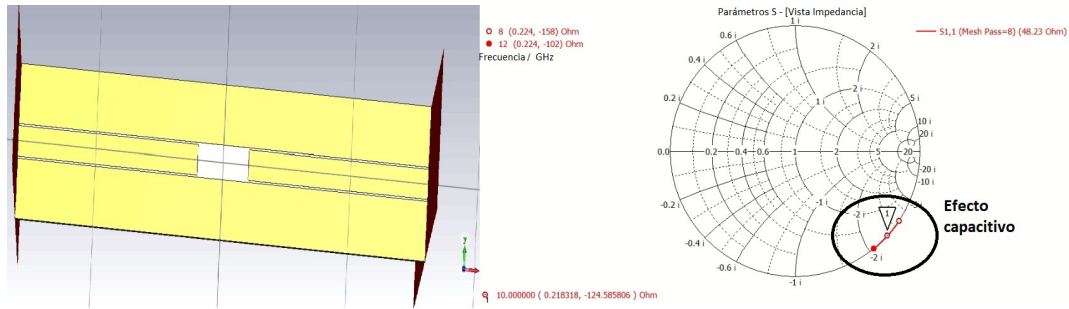


Figura 5.5: Simulación de la brecha en la línea coplanar.

5.1.3. Interruptor MEMS

Al montar el interruptor en la línea coplanar se procedió a simular cada estado del interruptor, abierto o sin polarización y cerrado o polarizado.

Nótese en la figura 5.6 que al montar el interruptor sobre la línea coplanar, se pueden observar todas las características que se obtuvieron en el análisis electromecánico.

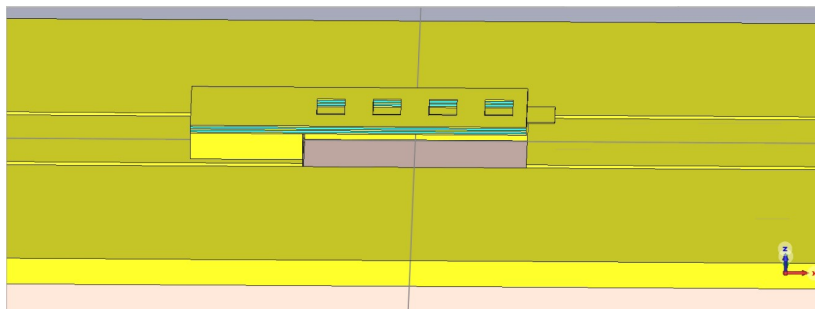


Figura 5.6: Interruptor en estado abierto montado en la línea coplanar.

Mientras que en la figura 5.7 se muestra el comportamiento en conjunto del interruptor con la línea coplanar, haciendo énfasis en el efecto capacitivo que se presenta por la formación de una capacitancia de placas paralelas entre la viga y la línea central de la CPW.

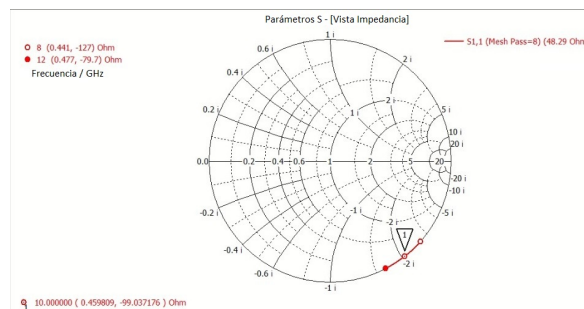


Figura 5.7: Impedancia del interruptor en estado abierto montado en la línea coplanar.

Por el contrario, en la figura 5.8 se puede observar el interruptor en estado cerrado, en el cual la punta de la viga hace contacto con la línea central de la CPW.

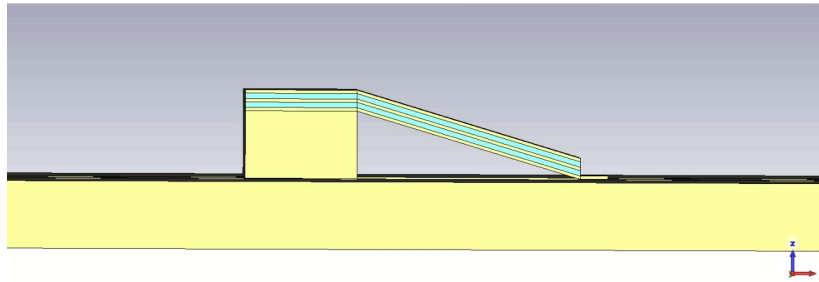


Figura 5.8: Simulación del interruptor en estado cerrado montado en la línea coplanar.

Por lo que en la figura 5.9 se muestra el comportamiento en conjunto del interruptor al hacer contacto con la línea central de la CPW. Es necesario resaltar que al cerrar el interruptor, se espera que la impedancia sea similar a la obtenida al simular la línea coplanar acoplada a 50Ω (figura 5.3), ya que el interruptor cierra la brecha y existe la transmisión de señal de un extremo a otro de la línea con sus respectivas pérdidas.

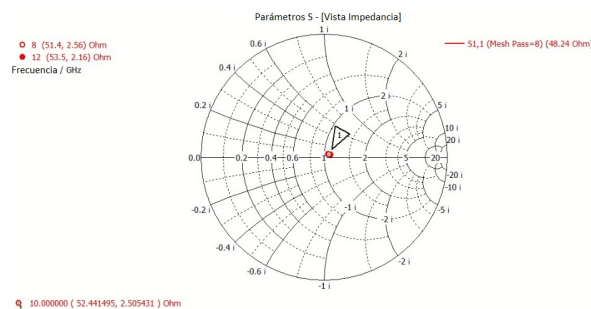


Figura 5.9: Impedancia del interruptor en estado cerrado montado en la línea coplanar.

5.2. Modelo eléctrico equivalente

El siguiente paso fue obtener el aislamiento y las pérdidas de inserción del interruptor, para ello es necesario obtener el circuito eléctrico equivalente de la estructura. Por lo tanto, se procedió a utilizar software eléctrico especializado, el cuál nos permitió el ajuste de los parámetros para modelar el comportamiento eléctrico de la estructura. Para obtener los efectos y las características del interruptor MEMS piezoeléctrico montado en una línea coplanar fue necesario separar el proceso de simulación en los siguientes cuatro pasos:

- ⇒ Circuito eléctrico de la guía de onda coplanar acoplada.
- ⇒ Circuito eléctrico de la brecha en la guía de onda coplanar.
- ⇒ Circuito eléctrico equivalente del interruptor en estado cerrado.
- ⇒ Circuito eléctrico equivalente del interruptor en estado abierto.

5.2.1. Circuito eléctrico de la CPW

Para obtener el circuito eléctrico equivalente de la guía de onda coplanar acoplada a 50Ω , se utilizó la característica de una línea de transmisión con pérdidas, para tener un comportamiento más preciso. En la tabla 5.3 se muestran los valores de los parámetros de la línea de transmisión para lograr un comportamiento similar al obtenido de la simulación en CST.

Tabla 5.3: Valores ajustados de la línea coplanar a 50Ω .

Guía de onda coplanar simulada	
Impedancia:	50Ω
Frecuencia:	10 GHz
Longitud Física:	$3220 \mu\text{m}$
Ancho conductor central W:	$150 \mu\text{m}$
Constante dieléctrica efectiva	1.475
Pérdidas db/m	43.6226
Tangente de pérdidas (δ)	0.001

El circuito eléctrico de la línea coplanar acoplada es el mostrado en la figura 5.10. Cuya impedancia se muestra en la Carta Smith 5.11.

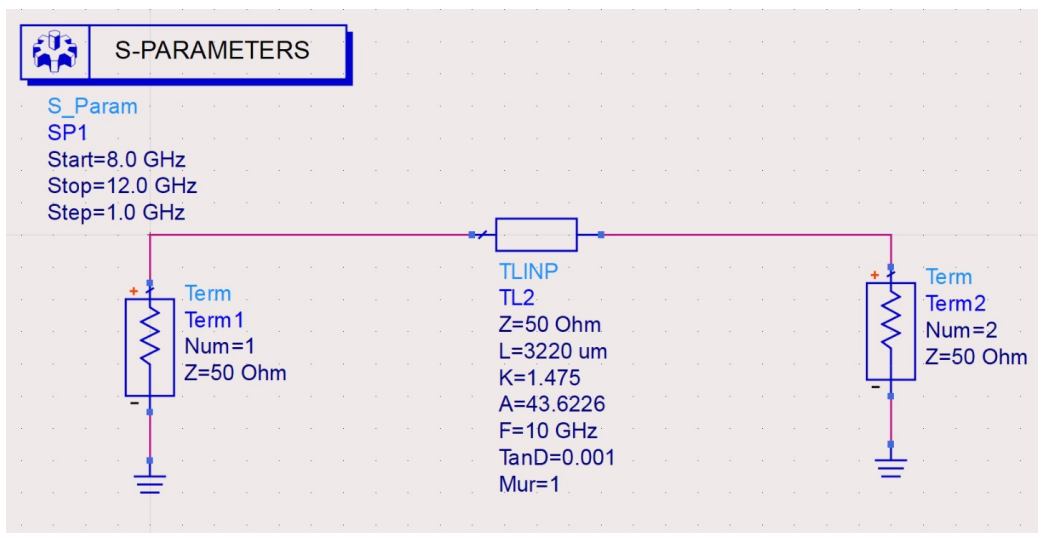


Figura 5.10: Circuito eléctrico equivalente de la línea coplanar.

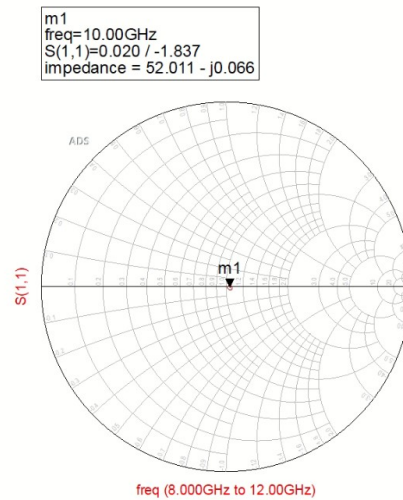


Figura 5.11: Impedancia del circuito eléctrico equivalente de la línea coplanar.

Mientras que el circuito eléctrico de la línea coplanar con la brecha descrita anteriormente, se muestra en la figura 5.12 con su respectiva impedancia mostrada en su Carta Smith 5.13. Nótese que la capacitancia de la brecha se ajustó al comportamiento mostrado en la simulación electrodinámica, cuyo valor se aproximó a $C = 0.06663$ fF, este ajuste únicamente nos indica que la capacitancia formada en la ranura de la línea es muy pequeña (menor a 1 fF) lo que significa que prácticamente la línea central se encuentra aislada en sus dos extremos, lo que nos da una mejor visualización del comportamiento del interruptor cuando sea montado.

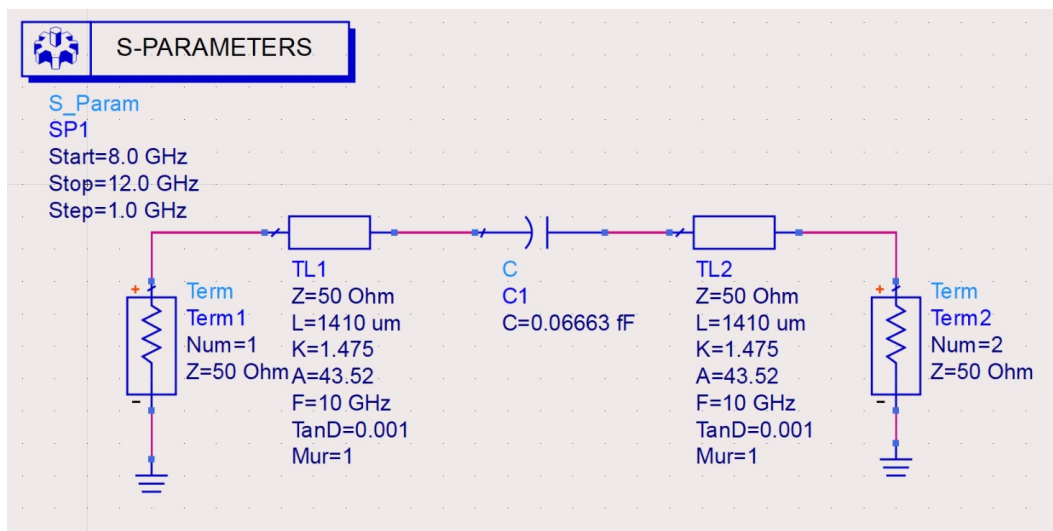


Figura 5.12: Circuito eléctrico equivalente de la brecha en la línea coplanar.

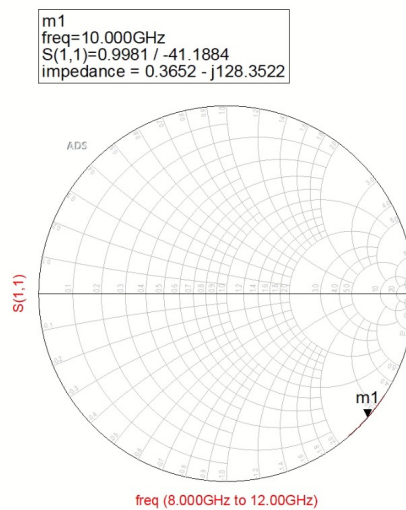


Figura 5.13: Impedancia del circuito eléctrico equivalente de la brecha de la línea coplanar.

Para modelar al interruptor montado en la línea coplanar se utilizaron dos iteraciones que se describirán a continuación.

5.2.2. Circuito eléctrico equivalente en estado abierto

Es importante mencionar que la viga en voladizo que forma la estructura del interruptor MEMS presenta efectos inductivos debido a las capas y a las características propias del material, modeladas como se mostró en la figura 1.2 del capítulo 1 y capacitivos. El efecto capacitivo es evidente por la formación de placas paralelas cuya separación es igual a la altura del anclaje y se puede observar que contiene como dieléctrico aire. Para ajustar el valor de dicha capacitancia, se procedió a colocar un puerto discreto entre la separación de las placas como se muestra en la figura 5.14.

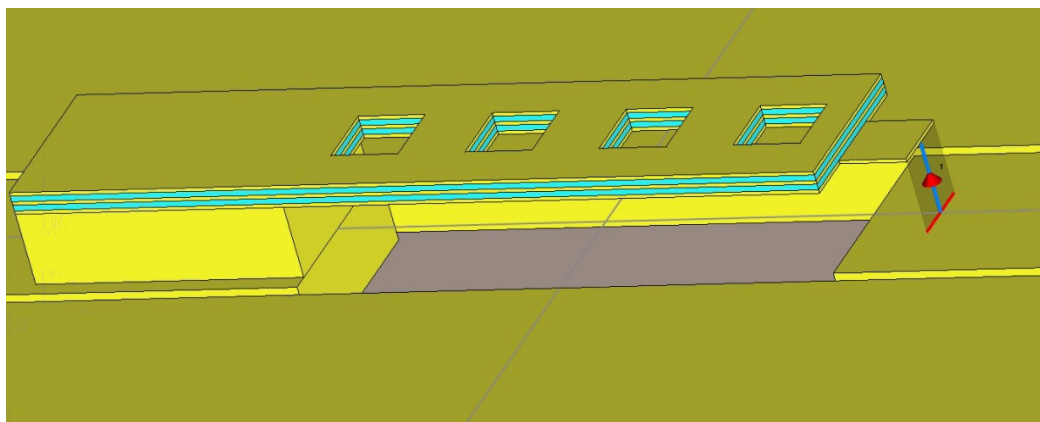


Figura 5.14: Colocación de un puerto discreto entre el interruptor y la línea central.

Podemos observar el comportamiento de la reactancia capacitiva en la figura 5.15.

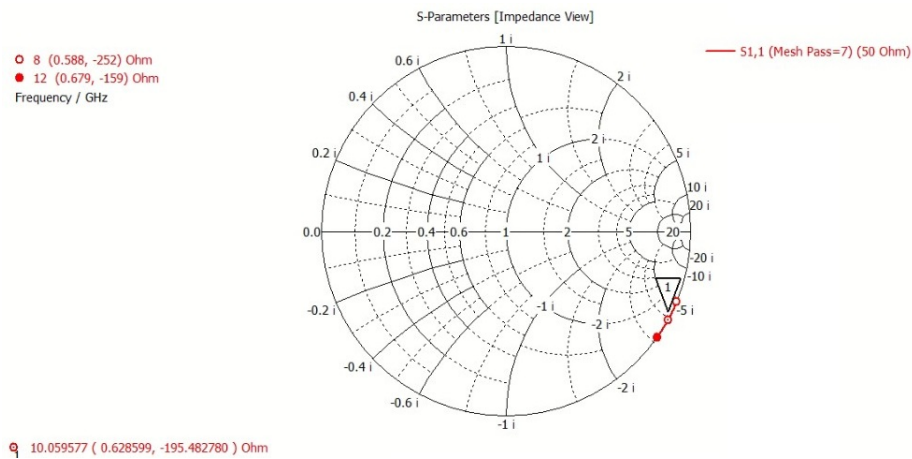


Figura 5.15: Efecto capacitivo entre placas.

La capacitancia teórica tiene un valor aproximado de:

$$C_b = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} = \frac{(1)(8.852 * 10^{-12})(2.5 * 10^{-9})}{(5 * 10^{-6})} = 4.426 pF \quad (5.10)$$

El efecto inductivo se presenta en las capas de la viga, debido a cada uno de los materiales que componen el bimorfo. Para aproximar el valor del inductor, se procedió colocando un puerto discreto sobre la viga como se muestra en la figura 5.16.

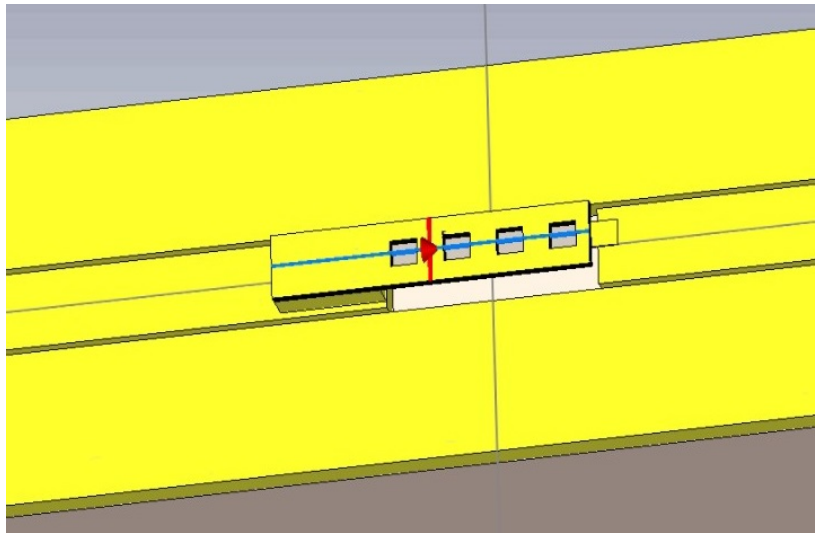


Figura 5.16: Colocación del puerto discreto sobre la viga.

Teniendo como resultado la reactancia inductiva de la figura 5.17.

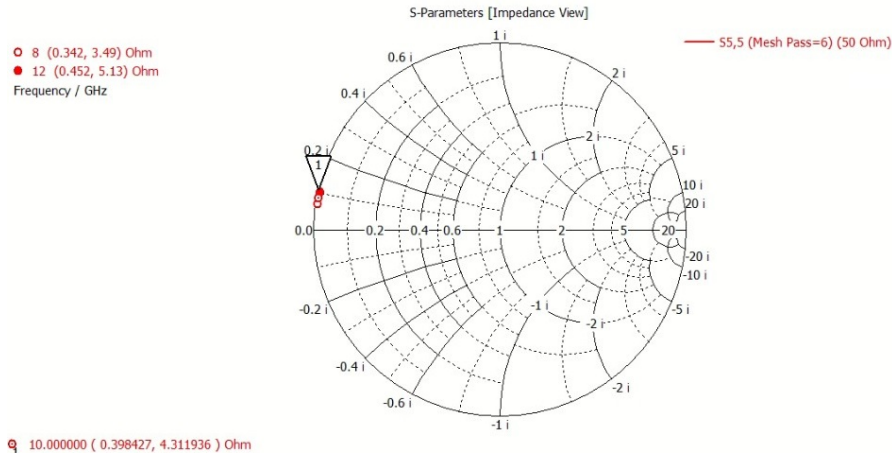


Figura 5.17: Efecto inductivo de la viga.

Por medio de la impedancia mostrada en la figura 5.17 se puede obtener la reactancia inductiva de la viga y haciendo uso de la ecuación (5.11) se puede aproximar el valor de la inductancia.

$$X_L = j\omega L = 2\pi f L \tag{5.11}$$

Por lo que despejando L se tiene:

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = 63.66 \text{ pH} \tag{5.12}$$

Mientras que, como cada elemento no ideal presenta pérdidas en la estructura, para poderlas aproximar se utilizó una resistencia con valor de $R = 0.69\Omega$ obtenido del puerto colocado sobre la viga.

Con todo lo anterior se aproximó un primer circuito eléctrico equivalente del interruptor en estado abierto, mostrado en la figura 5.18 ajustando el valor del inductor a $L = 19.25$ pH.

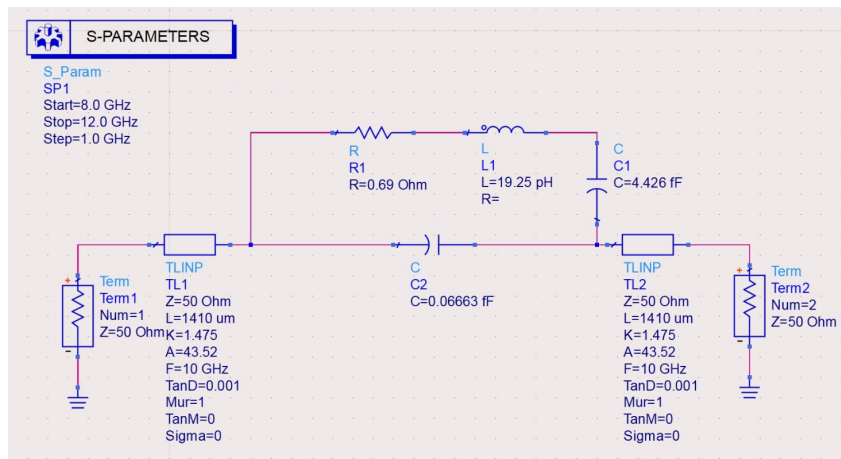


Figura 5.18: Circuito eléctrico equivalente del interruptor MEMS en estado abierto montado en la línea coplanar.

Sin embargo, al comparar el resultado con el obtenido mediante la simulación electrodinámica (véase la figura 5.19), se observa que hay una diferencia notable en cuanto al parámetro $S_{2,1}$, el cuál más adelante se describirá su importancia para el cálculo del aislamiento cuando el interruptor se encuentra en estado abierto.

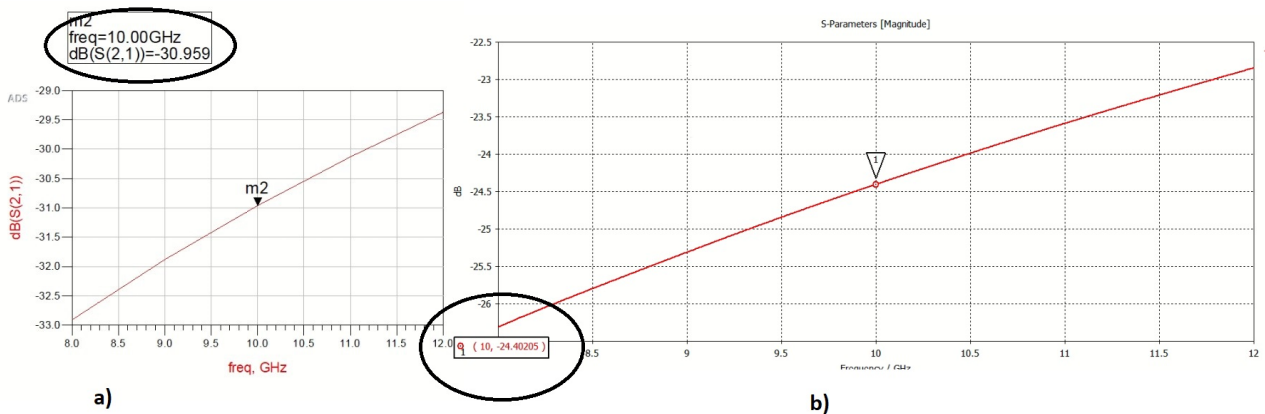


Figura 5.19: Comparación del parámetro $S_{2,1}$ calculado en dos programas computacionales.

5.2.3. Circuito eléctrico equivalente en estado cerrado

Cuando el interruptor se encuentra en estado cerrado, la capacitancia formada entre la viga y la línea central de la CPW tiende a ser muy grande por lo que idealmente se convierte en un circuito corto, por lo que el comportamiento del sistema tiende a ser dominado por los efectos inductivos de la viga y las pérdidas por el contacto. El circuito eléctrico equivalente se muestra en la figura 5.20 cuya impedancia se muestra en la figura 5.21.

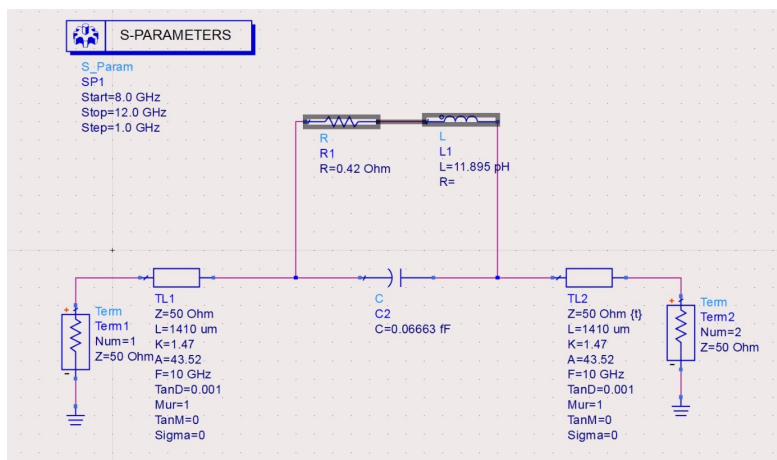


Figura 5.20: Circuito eléctrico equivalente del interruptor MEMS en estado cerrado montado en la línea coplanar.

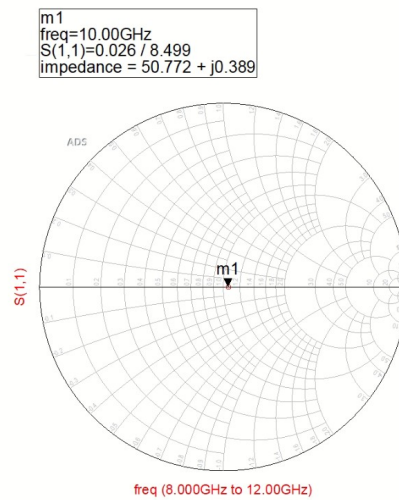


Figura 5.21: Impedancia del interruptor MEMS en estado cerrado.

Los valores obtenidos del inductor y la resistencia de la viga en este estado se utilizan cuando el interruptor se encuentra en estado abierto, ya que el comportamiento del interruptor es dominado por la capacitancia formada entre la viga y la línea central. Esto convierte al proceso en un método iterativo para calcular los valores. Al regresar y ajustar nuevamente los valores de cada uno de los parámetros concentrados del interruptor en estado abierto se obtuvo el circuito eléctrico equivalente de la figura 5.22 cuya impedancia es la mostrada en la figura 5.23 y al ser comparada con la respuesta electrodinámica, podemos observar que el comportamiento es similar. Por tanto, los valores finales son reportados en la tabla 5.4.

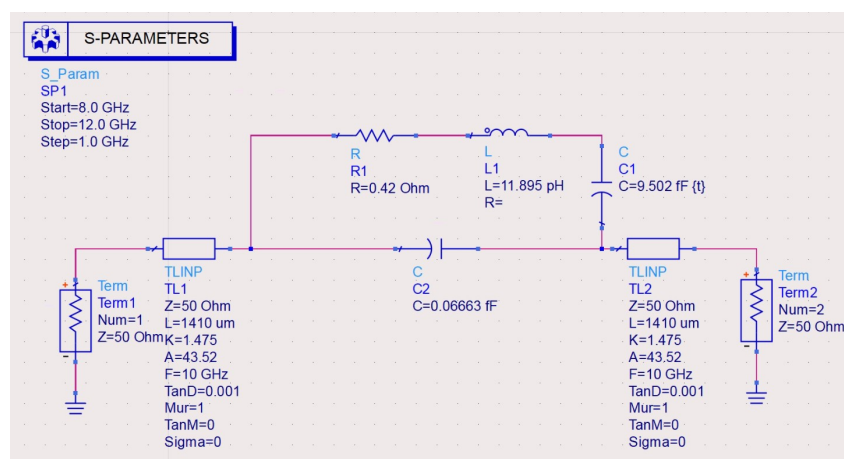


Figura 5.22: Circuito eléctrico equivalente optimizado del interruptor MEMS en estado abierto.

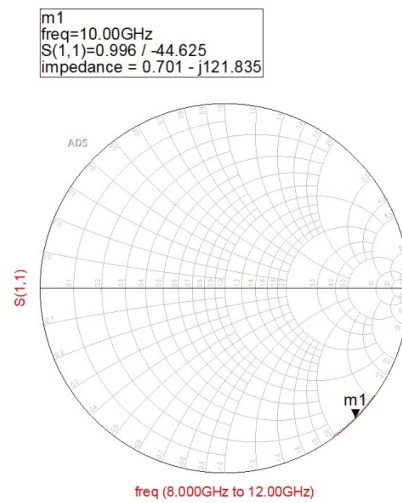


Figura 5.23: Impedancia del interruptor MEMS en estado abierto.

Tabla 5.4: Valores ajustados del interruptor.

Interruptor RF MEMS piezoeléctrico	
Resistor (pérdidas):	0.42 Ω
Frecuencia:	10 GHz
Inductancia:	11.895 nH
Capacitancia entre interruptor y la línea:	9.502 fF
Capacitancia de la brecha en la CPW	0.06663 fF
Pérdidas db/m de la línea	43.52

Nótese que en estado abierto, el comportamiento es capacitivo a lo largo de toda la banda de frecuencia X por el hecho de que no hay contacto en la línea central de la CPW. Mientras que en estado cerrado, el comportamiento indica que está acoplado con predominio del efecto inductivo que provoca la estructura en voladizo. En la figura 5.24 que el aislamiento de la estructura ya es muy similar al modelado por el circuito eléctrico equivalente.

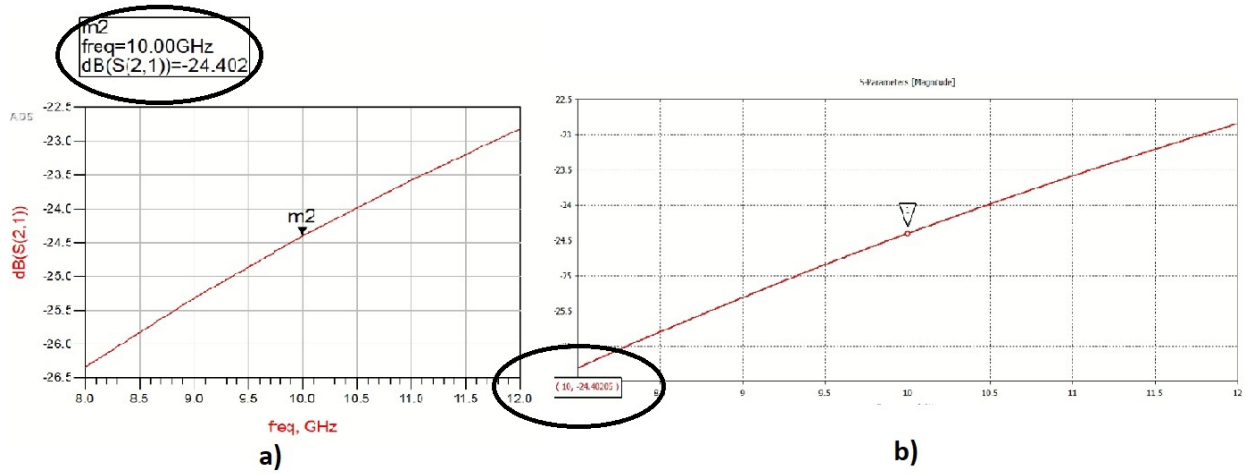


Figura 5.24: Comparación dos entre el parámetro $S_{2,1}$ calculado en dos programas computacionales.

5.3. Parámetros electrodinámicos

Las pérdidas de inserción (IL por sus siglas en inglés) son las pérdidas que una señal sufre cuando esta pasa a través del dispositivo, por lo que en este caso dado que tenemos un interruptor en configuración serie, se obtendrán cuando el interruptor se encuentre en estado cerrado. Estas se pueden calcular mediante la relación de la potencia que posee la señal en un punto dado de la línea de transmisión a la salida del dispositivo conmutado y la potencia que poseía la señal en ese mismo punto antes de conmutar el dispositivo. También es posible calcularlos por medio del elemento S_{21} de la matriz S . Para facilitar el cálculo se empleará el circuito de la figura 5.26, que se obtiene de simplificar el circuito de la figura (1.13) del capítulo 1.

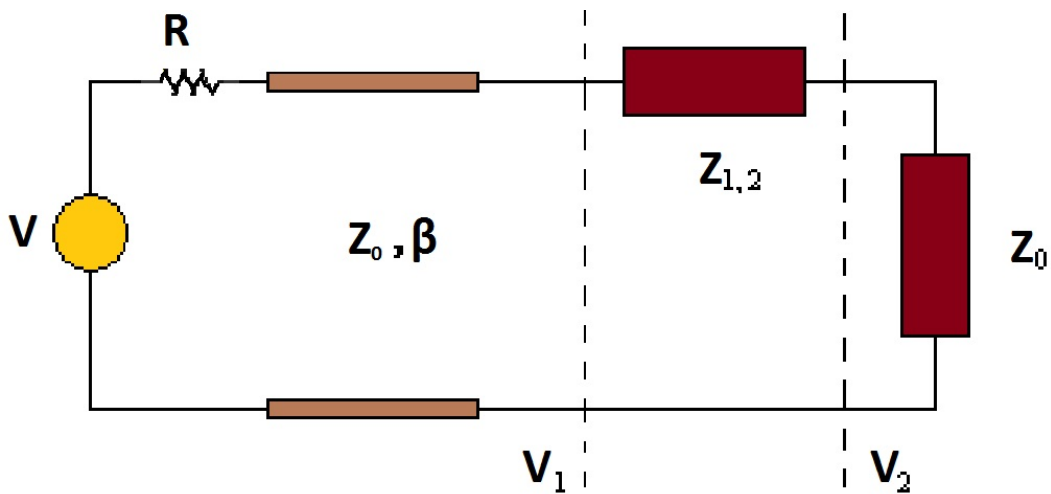


Figura 5.25: Circuito equivalente.

Reescribiendo la ecuación (1.13) dado el bipuerto de la figura 5.25, tenemos:

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+ = 0} \quad (5.13)$$

Los voltajes V_1 y V_2 indicados son la suma de los voltajes incidentes y reflejados en cada uno de los puertos. Por lo que:

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- \quad (5.14)$$

$$V_2 = V_2^+ + V_2^- \quad (5.15)$$

Recordando el resultado de (1.13) y a la definición de S_{21} en la ecuación (1.14), los voltajes anteriores son reescritos como:

$$V_1 = 2V_1^+ \left(\frac{Z_{1,2} + Z_0}{Z_{1,2} + 2Z_0} \right) \quad (5.16)$$

$$V_2 = V_2^- \quad (5.17)$$

Observando el circuito de la figura 5.25, podemos expresar a V_1 como función de V_2 con base en un divisor de tensión, por lo que V_2 quedará escrito como:

$$V_2 = \left(\frac{Z_0}{Z_{1,2} + Z_0} \right) V_1 \quad (5.18)$$

Por lo que la relación $\frac{V_2}{V_1}$ queda definida como:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_0}{Z_{1,2} + Z_0} \quad (5.19)$$

Relacionando (5.17) y (5.18) con (5.19) se obtiene:

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = 2 \left(\frac{Z_0}{Z_{1,2} + Z_0} \right) \left(\frac{Z_{1,2} + Z_0}{Z_{1,2} + 2Z_0} \right) \quad (5.20)$$

Por lo que:

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{Z_{1,2} + 2Z_0} \quad (5.21)$$

Cuando el interruptor se encuentra en estado cerrado, el valor a considerar es con el subíndice 1 de la impedancia de entrada, por lo que estaremos hablando de las *pérdidas de inserción*. Por otro lado, cuando el interruptor se encuentra en estado abierto, el valor a considerar es con el subíndice 2, aquí se estará hablando de *aislamiento*.

El aislamiento puede entenderse como la relación que existe entre la potencia de la señal medida a la entrada del interruptor y la potencia de la señal a la salida del mismo, cuando

este se encuentra en estado abierto [49] .

De forma común, normalmente suelen reportarse en términos de decibeles, por lo que:

$$P_{\text{inserción, aislamiento}} = -20 \log |S_{21}| \text{ dB} \quad (5.22)$$

5.3.1. Aislamiento

Con el análisis anterior aplicado al circuito de la figura 5.18 se obtiene el aislamiento graficando el parámetro S_{21} mostrado en la figura 5.26.

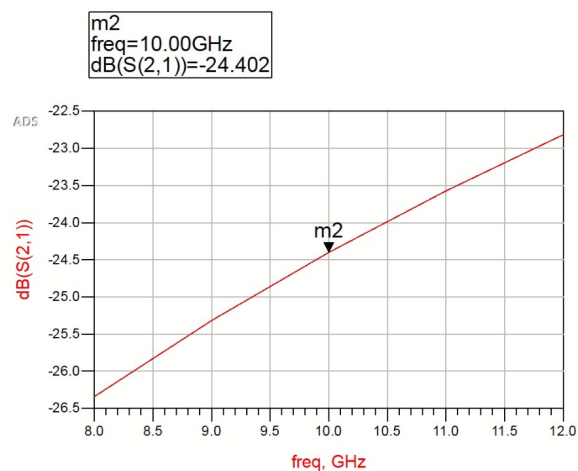


Figura 5.26: Aislamiento del interruptor en estado abierto.

Nótese que a frecuencias bajas el aislamiento es superior, mientras que a frecuencias altas, el valor va disminuyendo. En la frecuencia central en banda X, el aislamiento tiene un valor aproximado de -24.402 dB.

5.3.2. Pérdidas de inserción

De la misma forma pero ahora aplicando al circuito de la figura 5.22, cuando el interruptor se cierra, se obtienen las pérdidas de inserción graficando el parámetro S_{21} como se muestra en la figura 5.27.

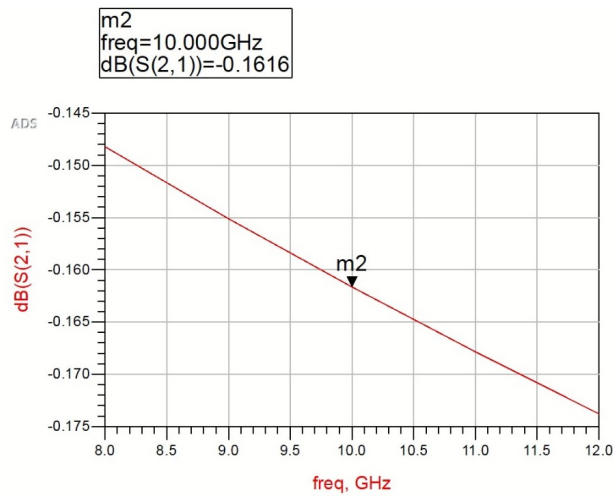


Figura 5.27: Pérdidas de inserción del interruptor en estado cerrado.

En la frecuencia central en banda X, las pérdidas de inserción tienen un valor aproximado de -0.1616 dB, que son menores a las requeridas en la especificación de diseño.

5.3.3. Pérdidas de retorno

Las pérdidas de retorno (RL) es una medición de todas las reflexiones que son causadas por los desajustes de la impedancia en todas las localizaciones a lo largo de la línea.

En [50], se hace un análisis para calcular este tipo de pérdidas que pueden medirse haciendo uso del parámetro S_{11} como se muestra en la ecuación (5.23).

$$S_{11} = \Gamma_1 = \frac{Z_{1,2}}{Z_{1,2} + 2Z_0} \quad (5.23)$$

Por lo tanto, las pérdidas de retorno de nuestro interruptor cuando se polariza son las mostradas en la figura 5.28.

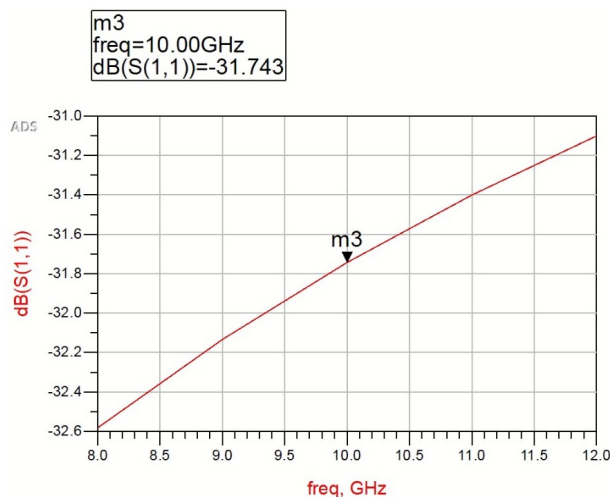


Figura 5.28: Pérdidas de retorno del interruptor en estado cerrado.

En la frecuencia central en banda X, las pérdidas de inserción tienen un valor aproximado de -31.743 dB.

5.4. Factor de calidad de conmutación

El *Factor de calidad de conmutación* (CQF por sus siglas en inglés) es una figura de mérito que permite caracterizar dispositivos conmutables, ya que refleja la diferencia entre las impedancias de entrada de los dos estados del interruptor.

Dado que podemos expresar a un interruptor como la carga de un bipuerto recíproco idealmente sin pérdidas [51], podemos modelar el sistema con la línea de transmisión como un bipuerto, el cual estará cambiando el valor de la carga entre dos estados, por lo que tendrá dos impedancias de entrada como se observa en la figura 5.29. Recordando que el subíndice 1 indica el estado cerrado y el subíndice 2 el estado abierto, de la misma manera los superíndices respectivamente.

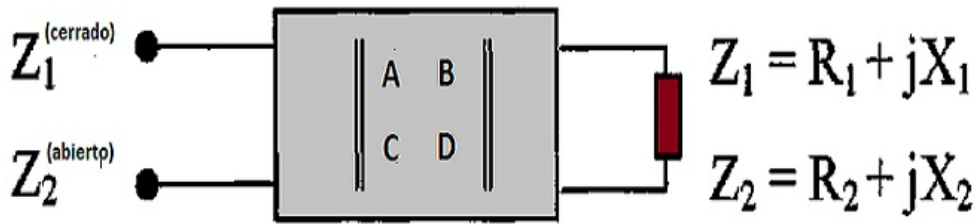


Figura 5.29: Bipuerto recíproco sin pérdidas usado para transformar el par de impedancias de carga Z_1 y Z_2 en el par de impedancias $Z_{in}^{cerrado}$ y $Z_{in}^{abierto}$ [51].

Usando las impedancias $Z_{1,2}$ como cargas del bipuerto obtenemos las impedancias de entrada como:

$$Z_{in}^{(1)} = R_{in}^1 + jX_{in}^1 \quad (5.24)$$

$$Z_{in}^{(2)} = R_{in}^2 + jX_{in}^2 \quad (5.25)$$

Considerando tres condiciones deseables para circuitos tipo reflectivos y circuitos tipo transmitivos, las cuales son:

$$X_{in}^1 = X_{in}^2 = 0$$

$$R_{in}^1 \ll Z_0$$

$$R_{in}^2 \gg Z_0$$

tenemos que las impedancias de entrada son puramente resistivas. Así que se define al factor de calidad de conmutación (CQF por sus siglas en inglés) como a la relación entre estas.

$$K = \frac{R_{in}^2}{R_{in}^1} \quad (5.26)$$

Además se observa en la figura 5.29, que para realizar la transformación de impedancias se define trabajar con la matriz de parámetros ABCD enunciada como sigue:

$$A_T = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & jb \\ jc & d \end{pmatrix}$$

donde: a , b , c y d son números reales que cumplen la siguiente condición de reciprocidad:

$$ad + cb = 1 \quad (5.27)$$

El par de impedancias del dispositivo conmutable $Z_{1,2} = R_{1,2} + jX_{1,2}$ son transformadas en las impedancias de entrada del bipuerto quedando:

$$Z_{in}^{1,2} = \frac{a(R_{1,2} + iX_{1,2} + ib)}{ic(R_{1,2} + iX_{1,2}) + d} \quad (5.28)$$

por lo que la parte real e imaginaria de las impedancias son:

$$R_{in}^{1,2} = \frac{R_{1,2}}{d^2} * \frac{1}{1 - 2\frac{c}{d}X_{1,2} + (\frac{c}{d})^2(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2)} \quad (5.29)$$

Y

$$X_{in}^{1,2} = \frac{1}{d^2} \frac{bd + (ad - bc)X_{1,2} - ca(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2)}{1 - 2\frac{c}{d}X_{1,2} + (\frac{c}{d})^2(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2)} \quad (5.30)$$

Pero dado a que la ecuación (5.30) es igual a cero, entonces tendremos el siguiente sistema de ecuaciones:

$$bd + (ad - bc)X_1 - ca(R_1^2 + X_1^2) = 0$$

$$bd + (ad - bc)X_2 - ca(R_2^2 + X_2^2) = 0$$

Despejando tenemos:

$$(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2) = \frac{bd + (ad - bc)X_{1,2}}{ac} \quad (5.31)$$

Sustituyendo (5.30) en (5.28) se obtiene

$$R_{in}^{1,2} = \frac{R_{1,2}}{d} * \frac{a}{1 - \frac{c}{d}X_{1,2}} \quad (5.32)$$

Introduciendo nuevas variables para facilitar cálculos:

$$n^2 = \frac{a}{d}$$

$$y = \frac{c}{d}$$

$$z = \frac{b}{d}$$

la ecuación (5.32) queda reescrita como:

$$R_{in}^{1,2} = R_{1,2} * \frac{n^2}{1 - yX_{1,2}} \quad (5.33)$$

Usando la definición de (5.25) y (5.32) nosotros obtenemos:

$$K = \frac{R_2}{R_1} \frac{1 - yX_1}{1 - yX_2} \quad (5.34)$$

Reordenando (5.34)

$$K = \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \frac{X_2 - X_1}{1 - yX_2} y \quad (5.35)$$

Análogamente uno puede encontrar que:

$$\frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \frac{X_1 - X_2}{1 - yX_1} y \quad (5.36)$$

La suma de (5.36) con (5.35) y acomodando términos:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_1^2(1 - yX_2) - R_2^2(1 - yX_1)}{(1 - yX_1)(1 - yX_2)} \frac{X_1 - X_2}{R_1 R_2} y \quad (5.37)$$

Por otro lado, al combinar las nuevas variables para calcular z tenemos:

$$z = \frac{n^2(yR_1^2 + yX_1^2 - X_1)}{1 - yX_1} = \frac{n^2(yR_2^2 + yX_2^2 - X_2)}{1 - yX_2} \quad (5.38)$$

Reordenando (5.38) tenemos:

$$X_1 - X_2 = \frac{R_1^2(1 - yX_2) - R_2^2(1 - yX_1)}{(1 - yX_2)(1 - yX_1)} y \quad (5.39)$$

Sustituyendo (5.38) en (5.39) se concluye que:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \quad (5.40)$$

Dado que el factor de calidad de conmutación es un valor grande, podemos despreciar el término $\frac{1}{K}$, por lo tanto:

$$K = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_2 R_1} \quad (5.41)$$

Esta ecuación nos define de forma general el factor de calidad de conmutación.

Cualquier dispositivo conmutable idealmente tiene un factor de calidad de conmutación infinito debido a que la impedancia en estado abierto es infinita y la impedancia en estado cerrado es cero, sin embargo en aplicaciones reales se reporta un $k > 1000$.

Para el caso en donde la parte imaginaria del dispositivo conmutable es cambiada ($R_2 \cong R_1$, $X_2 > X_1$):

$$K = \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_2 R_1} \quad (5.42)$$

De la información obtenida en la simulación electrodinámica, se puede trabajar en cualquier programa de procesamiento de datos a la impedancia de entrada del interruptor en cada estado, por lo tanto, sustituyendo dichos datos en la ecuación (5.42) se obtiene el resultado de la curva mostrada en la figura 5.30.

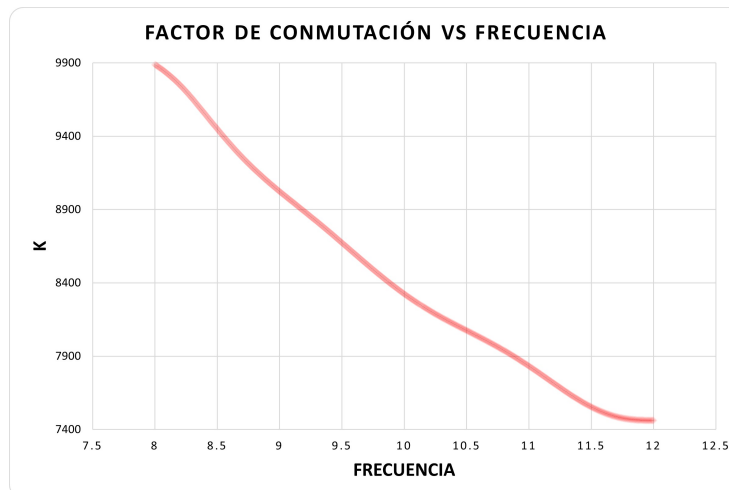


Figura 5.30: Factor de conmutación del interruptor.

Se resalta que en la frecuencia central de banda X, el factor de conmutación tiene un valor aproximado de 8300, por lo que cumple perfectamente la especificación de diseño.

5.5. Conclusiones del capítulo

- ⇒ Se diseñó una línea coplanar para montar el interruptor MEMS piezoeléctrico y así obtener sus parámetros electrodinámicos principales con dimensiones especificadas de acuerdo a la aplicación, dando como resultado un mejor control al acoplar el interruptor con la línea.
- ⇒ La brecha en la línea coplanar es necesaria para proyectar el efecto del stub en donde puede ser montado el interruptor, el efecto capacitivo indica que están aislados un extremo del otro para ayudar a visualizar la conmutación y sus resultados.
- ⇒ El aislamiento es inversamente proporcional a la capacitancia entre la viga y la línea central de una CPW, es decir, entre más grande sea la capacitancia menor será el aislamiento y viceversa. La capacitancia depende directamente del área de contacto entre las placas y es inversamente proporcional a la distancia, por lo que a mayor distancia entre placas menor será la capacitancia.
- ⇒ Las pérdidas de inserción son proporcionales al tipo de contacto entre las placas, ya que si no hay un contacto correcto mayor será la pérdida de señal de la estructura.
- ⇒ Los parámetros electrodinámicos resultantes del diseño propuesto en este trabajo son:

Tabla 5.5: Parámetros electrodinámicos ajustados a 10 GHz.

Parámetro	Valor
CPW	50 Ω
Capacitancia de la Brecha	0.06663 fF
Parámetros del interruptor	
Capacitancia entre interruptor y la línea	9.502 fF
Inductancia de la viga	11.895 pH
Resistencia	0.42 Ω
Parámetros electrodinámicos	
Resultados	
Aislamiento	-24.402 dB
Pérdidas de inserción	-0.162 dB
Pérdidas de retorno	-31.743 dB
Factor de conmutación	8300

CONCLUSIONES GENERALES

Los interruptores RF MEMS piezoeléctricos son una buena alternativa para reemplazar a los conmutadores de estado sólido como lo son los diodos PIN o los FET, ya que cuentan como sus principales ventajas:

- * Bajo consumo de potencia.
- * Menor costo de producción
- * Monolíticamente integrables.
- * Pérdidas de inserción bajas.
- * Aislamiento mayor a los 20 dB en banda X.

EL PVDF es un polímero piezoeléctrico que en fase cristalina β tiene un momento dipolo diferente de cero, el cual permite ser trabajado en aplicaciones eléctricas, además posee un coeficiente de deformación de $\delta_{31} = -21 \text{ pC/N}$ útil para aplicaciones de detección y actuación.

El interruptor RF MEMS piezoeléctrico puede ser diseñado principalmente con base a las siguientes especificaciones:

- ⇒ Dimensiones geométricas de la aplicación.
- ⇒ Materiales compatibles con el proceso de fabricación.
- ⇒ Desplazamiento necesario.
- ⇒ Voltaje de actuación.
- ⇒ Aislamiento

- ⇒ Pérdidas de inserción.
- ⇒ Factor de conmutación.

El interruptor MEMS con PVDF como material piezoeléctrico tiene como parámetros electromecánicos los siguientes valores:

Tabla 5.6: Parámetros electromecánicos.

Dimensiones	
Longitud de la viga L	650 μm
Ancho	125 μm
Anclaje	5 μm
Resultados	
Parámetro	Valor
Voltaje de polarización	27.82 V
Deflexión	5 μm

Mientras que el comportamiento electrodinámico poseé los siguientes resultados:

Tabla 5.7: Parámetros electrodinámicos a 10 GHz.

Resultados	
Aislamiento	-24.402 dB
Pérdidas de inserción	-0.162 dB
Pérdidas de retorno	-31.743 dB
Factor de conmutación	8300

TRABAJO A FUTURO

Al tener resultados prometedores, el siguiente paso a realizar será la caracterización del PVDF como película delgada polarizando el material y corroborando su coeficiente piezoeléctrico. Posteriormente, si los resultados son similares a lo que nos reporta el estado del arte pero aplicados en nuestro diseño, el siguiente paso será montar el interruptor en una aplicación específica como lo es un desplazador de fase y realizar el proceso de optimización con base a éste. Una vez ajustados los parámetros del interruptor al desplazador de fase, se diseña la estructura necesaria para polarizar el interruptor teniendo en cuenta el flujo de proceso de fabricación de la estructura.

Al tomar en cuenta los aspectos anteriores, se propondrá un flujo de proceso de fabricación del mismo integrado monolíticamente al desplazador de fase para finalmente caracterizar midiendo sus parámetros fundamentales totales.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Richard P. Feynman. There's plenty of room at the bottom. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 1:1–7, 1959.
- [2] Ashish Kumar Sharma and Navneet Gupta. Microelectromechanical system (mems) switches for radio frequency applications - a review. *Sensors and Transducers*, 148:11–21, 2013.
- [3] Gabriel M. Rebeiz. *RF MEMS Theory, Design and Technology*. John Wiley & Sons, 2003.
- [4] Hamid Reza Ansari and Mojtaba Behnam Taghaddosi. Optimization and development of the rf mems structures for low voltage, high isolation and low stress. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing (2019)*, pages 659–668, 2019.
- [5] Chaitali Anil Muley and Syed A. Naveed. Modelling of cantilever based mems rf switch. *2013 Fourth International Conference on Computing, Communications and Networking Technologies (ICCCNT)*, 1:1–5, 2013.
- [6] Arathy U.S. and Resmi R. Analysis of pull-in voltage of mems switches based on material properties and structural parameters. *2015 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)*, pages 57–61, 2015.
- [7] Maher Bakri-Kassem Desireh Shojaei-Asanjan and Raafat R. Mansour. Analysis of thermally actuated rf-mems switches for power limiter applications. *JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS*, 28:107–113, 2019.
- [8] Corina Birleanu Marius Pustan, Radu Chiorean and Cristian Dulescu. Reliability

- design of thermally actuated mems switches supported by v-beams. *2015 Symposium on Design Test Integration and Packaging of MEMS and MOEMS*, pages 1–4, 2015.
- [9] Junwei. LU Jitendra Pal, Yong Zhu and Dzung Viet Dao. A novel electrothermally actuated rf mems switch for wireless applications. *2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 1594–1598, 2013.
- [10] S. Fouladi A. A. Fomani and R. R. Mansour. Magnetically-actuated dielectric cantilever rf mems switches. *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pages 296–1299, 2010.
- [11] Sang-Hyun Baek Il-Joo Cho, Taeksang Song and Euisik Yoon. A low-voltage and low-power rf mems series and shunt switches actuated by combination of electromagnetic and electrostatic forces. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, 53:2450–2457, 2005.
- [12] IEEE. *IEEE Standard on Piezoelectricity*, 1987.
- [13] J. S. Pulskamp R. G. Polcawich and R. M. Proie. *Piezoelectric MEMS Switches*. In: *Bhushan B. (eds) Encyclopedia of Nanotechnology*. Springer, Dordrecht, 2012.
- [14] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc, fourth edition, 2012.
- [15] Andrea G. Martinez-Lopez Alexander E. Martynyuk and Jose I. Martinez Lopez. 2-bit x-band reflective waveguide phase shifter with bcb-based bias circuits. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, 54:4056–4061, 2006.
- [16] Jorge Rodriguez-Cuevas Henry Fabian-Gongora, Alexander E. Martynyuk and Jose I. Martinez Lopez. Active dual-band frequency selective surfaces with close band spacing based on switchable ring slots. *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, 25:4056–4061, 2015.
- [17] Pierre Ueberschlag. PvdF piezoelectric polymer. *Sensor Review*, 21:118–126, 2001.
- [18] G. Lippmann. Principe de conservation de l’électricité. *Ann. Chim. Phys.*, 24:145–178, 1881.
- [19] Stefan Johann Rupitsch. *Piezoelectric Sensors and Actuators*. Springer-Verlag, 2019.
- [20] H. Kawai. The piezoelectricity of pvdf. *Jpn. J. Appl. Phys.*, 8:975–976, 1969.

-
- [21] Karl Lubitz Walter Heywang and Wolfram Wersing. *Piezoelectricity Evolution and Future of a Technology*. Springer, 2008.
- [22] J. F. Nye. *Physical Properties of Crystals Their Representation by Tensors and Matrices*. Oxford Science Publications, 2006.
- [23] Guo R. Bhalla A.S. and R Roy. The perovskite structure – a review of its role in ceramic science and technology. *Mater. Res. Innov*, 4:3–26, 2000.
- [24] Zhong Lin Wang. Nanopiezotronics*. *Advanced Materials*, 19:889–892, 2007.
- [25] Kittinger E. Tichy J., Erhart J. and Privratska J. *Fundamentals of Piezoelectric Sensorics*. Springer, Heidelberg, 2010.
- [26] Cook W.R. Jaffe B. and Jaffe H. *Piezoelectric Ceramics*. Academic Press Limited, 1971.
- [27] Gayathri Pillai and Sheng-Shian L. Piezoelectric mems resonators: A review. *IEEE SENSORS JOURNAL*, 21:12589–12605, 2021.
- [28] Ekaterina A. Pecherskaya Sergey A. Gurin and Anastasiya E. Shepeleva. Thin piezoelectric films for micromechanical systems. *Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT)*, pages 1–5, 2020.
- [29] S.A. Gangal B.P. Mahale and D.S. Bodas. PvdF based micro actuator. *1st International Symposium on Physics and Technology of Sensors*, pages 1–4, 2012.
- [30] A.C. Lopes P. Martins and S. Lanceros-Mendez. Electroactive phases of poly(vinylidene fluoride): Determination, processing and applications. *Progress in Polymer Science*, 39(4):683 – 706, 2014.
- [31] Helena M.G. Correia and Marta M.D. Ramos. Quantum modelling of poly(vinylidene fluoride). *Computational Materials Science*, 33(1-3):224 – 229, 2005.
- [32] Baomin Xu Qing-Ming Wang, Xiao-hong Du and L. Eric Cross. Characterization of all the elastic, dielectric and piezoelectric constants of uniaxially oriented poled pvdF films. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics and frequency control*, 49:836–847, 2002.
- [33] V.K. Varadan V.V. Varadan, Y.R. Roh and R.H. Tancrell. Measurement of all the elastic and dielectric constants of poled pvdF films. *ULTRASONICS SYMPOSIUM*, pages 727–730, 1989.

- [34] Ravinder S. Dahiya and Maurizio Valle. *Robotic Tactile Sensing. Technologies and System*. Springer, 2013.
- [35] Jae Yeong Park Hee Chul Lee and Jong Uk Bu. Design, fabrication and rf performances of two different types of piezoelectrically actuated ohmic mems switches. *JOURNAL OF MICROMECHANICS AND MICROENGINEERING 15 (2005)*, 15:2098–2104, 2005.
- [36] Jae-Hyoung Park Hee Chul Lee and Yong-Hee Park. Development of shunt type ohmic rf mems switches actuated by piezoelectric cantilever. *Sensors and Actuators A*, 136:282–290, 2007.
- [37] T. Katsuki T. Nakatani and H. Okuda. Piezoelectric reliable rf-mems switch with narrow contact-gap using wafer bond packaging. *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pages 1–3, 2013.
- [38] E. Iborra J. Olivares and M. Clement. Piezoelectric actuation of microbridges using aln. *Sensors and Actuators A*, pages 590–595, 2005.
- [39] Hyun Woo Yu and Jong-Man Kim. Low-voltage micromechanical rf switch based on a piezoelectric micro-cantilever integrated with a transmission line. *Journal of the Korean Physical Society*, 67:1942–1946, 2015.
- [40] Takayuki Fujita Jun-Ichi Inoue, Kensuke Kanda and Kazusuke Maenaka. Thin-film piezoelectric bimorph actuators with increased thickness using double pb[zr,ti]o₃ layers. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 25:1–12, 2015.
- [41] S.I.D. and T.I.C. Jan G. Smits. The constituent equations of piezoelectric bimorphs. *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2:781–784, 1989.
- [42] Inc Coventor. *CoventorWare 10.3 Using CoventorWare*, 2018.
- [43] James F. Shackelford and William Alexander. *MATERIALS SCIENCE AND ENGINEERING HANDBOOK*. CRC Press, third edition, 2001.
- [44] Mr. D. Bhattacharya and Mr. A. Fahad. Calculation of pull in voltage for mems based micro-cantilevers using piezoelectric actuation. *International Journal of Engineering Research and Technology (IJERT)*, 7:282–284, 2018.
- [45] K. S. Beh H. Jaafar and N. A. M. Yunus. A comprehensive study on rf mems switch. *Microsystem Technologies*, pages 1–14, 2014.

-
- [46] Aliakbar Dastranj and Habibollah Abiri. Bandwidth enhancement of printed e-shaped slot antennas fed by cpw and microstrip line. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, 58:1402–1407, 2010.
- [47] Rainee N. Simons. *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. John Wiley & Sons, Inc, first edition, 2001.
- [48] Rogers Corporation. <https://www.rogerscorp.com/> sitio consultado en octubre de 2021, 2021.
- [49] Cancino Alatorre Luis Alberto and Noriega Sacristán Erick Alberto. *Diseño y Simulación de un Interruptor MEMS Magnetostático para Aplicaciones en Alta Frecuencia*. Tesis de licenciatura, Universidad Nacional Autónoma de México, 2006.
- [50] Sierra Benavidez Salvador Emilio. *Parámetros fundamentales para el diseño de interruptores RF MEMS tipo viga voladiza con actuación electrostática*. Tesis de licenciatura, Universidad Nacional Autónoma de México, 2017.
- [51] Orest G. Vendik Irina B. Vendik and Erik L. Kollberg. Commutation quality factor of two - state switchable devices. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pages 802–808, 2000.