

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



DISEÑO DE UN INTERRUPTOR MICRO ELECTRO MECÁNICO
Y APLICACIÓN A MICROCINTAS

TESIS

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

JULIEN GEORGES ANDRÉ NOEL

LIMA – PERÚ

2012

DISEÑO DE UN INTERRUPTOR MICRO ELECTRO MECÁNICO
Y
APLICACIÓN A MICROCINTAS

SUMARIO

Los filtros, osciladores, resonadores, y los interruptores se utilizan en todos los sistemas de comunicación; los avances tanto en las telecomunicaciones como en la electrónica junto con los requisitos de los sistemas cada vez más potentes, impulsa a los diseñadores a realizar nuevos dispositivos con bajo consumo de energía, bajo nivel de ruido, alta confiabilidad y pequeño tamaño. La mayoría de las aplicaciones actuales utilizan de interruptores PIN o FET. Estos interruptores son buenos en baja frecuencia, pero tienen inconvenientes en frecuencias más altas. Este trabajo, se centra en el desarrollo de dispositivos de pérdidas muy bajas para los sistemas de comunicación de microondas. La viabilidad de estos dispositivos se demostrará mediante un superconductor de alta temperatura (HTS), una estructura resonante de microcinta y un sistema microelectromecánico (MEM) a una frecuencia de 3.5 GHz.

En este trabajo, el diseño consiste en un interruptor de alto rendimiento (menos de 0.05 dB de pérdida de inserción, mayor de 25 dB de aislamiento) basado en un superconductor de alta temperatura ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$), una línea de transmisión de microcinta con un puente de oro suspendido sobre un área de la línea de transmisión superconductora. Una capa delgada del dieléctrico (BaTiO_3) se encuentra en la parte superior del conductor central y debajo de la membrana de oro suspendida. El conmutador MEM se utilizará para insertar una derivación en una línea de transmisión (microcinta) para formar una estructura en "T" a una frecuencia de 3.5 GHz.

ÍNDICE

CAPITULO 1	
INTRODUCCIÓN	1
1.1 Introducción	1
1.2 Antecedentes	2
1.3 Organización de la tesis	3
CAPITULO II	
SISTEMAS MICRO ELECTROMECÁNICOS DE RADIO FRECUENCIA	4
2.1 Introducción	4
2.2 Sistemas micro electromecánicos (MEMS)	5
2.3 Mecanismos de actuación de los MEMS	6
2.4 Actuación electrostática	9
2.5 Interruptores de Radio Frecuencia	13
2.5.1. Diodos PIN y FET	13
2.5.2. Interruptores de RF MEMS	15
2.5.2.1. Tipos de interruptores RF MEMS	16
2.5.2.2. Modelo serie y derivación	19
2.5.2.3. Caracterización microonda del interruptor RF MEMS	20
CAPITULO III	
DISEÑO Y SELECCIÓN DE MATERIALES	23
3.1 Microonda	23
3.2 Problemas de rendimiento RF	24
3.3 Problemas de materiales	27
3.4 Problemas mecánicos	28
3.5 Simulaciones	31
CAPITULO IV	
FABRICACIÓN	35
4.1 Introducción	35
4.2 Máscara de diseño y fabricación	36
4.3 Deposición por láser pulsado	37
4.4 Línea de transmisión y resonador $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$	37
4.5 Proceso para la capa del dieléctrico BaTiO_3	38
4.5.1 Proceso de liftoff	38
4.5.2 Sistema de pulverización catódica de RF	40
4.6 Capa de sacrificio de PMGI	40
4.7 Puente y deposición de oro	41
4.8 Liberación del puente	41
CAPITULO V	
RESULTADOS	43

5.1 Estructura del $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$	43
5.2 Instalación del dispositivo y pruebas	44
5.3 Desempeño del sistema	45
CONCLUSIONES	49
ANEXOS	52
BIBLIOGRAFÍA	60

CAPITULO 1 INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

El diseño de circuitos y sistemas electrónicos es el pilar fundamental de la electrónica, debido a que estos realizan aquellas funciones para los que han sido proyectados. Por ejemplo, el diseño de los filtros, osciladores, resonadores, e interruptores es ampliamente aplicado en los sistemas de comunicación y tales circuitos son requeridos para desarrollar sistemas más potentes, que impulsan a los diseñadores a conseguir nuevos diseños que cumplan estos requerimientos, normalmente uno en contraposición de otro. Algunas veces, debido a la dificultad de atender todos los requerimientos que impone un sistema, los diseñadores se ven obligados a usar y diseñar nuevos dispositivos que puedan cumplir con requisitos tales como el bajo consumo de energía, bajo nivel de ruido, alta confiabilidad y tamaño reducido. Puede apreciarse por ejemplo, el uso de interruptores PIN o FET en estos sistemas. Estos dispositivos tienen un buen desempeño en baja frecuencia, pero presentan limitaciones en altas frecuencias. El presente trabajo muestra el diseño de un dispositivo que conformara un circuito con pocas pérdidas de inserción aplicado a los sistemas de comunicación vía microondas.

Este dispositivo está compuesto de un superconductor que funciona en alta temperatura (HTS), una estructura resonante vía una microcinta y un sistema microelectromecánico (MEMS) para alcanzar una frecuencia de 3.5 GHz. El interruptor de alto rendimiento (menos de 0.05 dB de pérdida de inserción, mayor de 25 dB de aislamiento), un superconductor de alta temperatura ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$), una línea de transmisión microcinta con un puente de oro suspendido sobre un área de la línea de transmisión superconductora. Una capa delgada

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



DISEÑO DE UN INTERRUPTOR MICRO ELECTRO MECÁNICO
Y APLICACIÓN A MICROCINTAS

TESIS

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

JULIEN GEORGES ANDRÉ NOEL

LIMA – PERÚ

2012

del dieléctrico (BaTiO_3) que se encuentra en la parte superior del conductor y debajo de la membrana de oro suspendida. Un conmutador MEM se utilizará para insertar una línea de transmisión (microcinta) para formar una estructura en forma de "T", lo cual trabajará a una frecuencia 3.5 GHz, todo esto se muestra en la fig. 1.

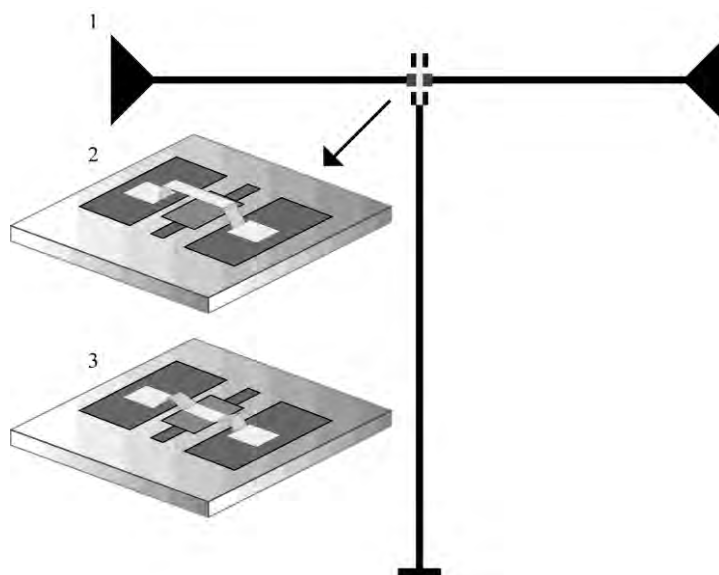


Fig. 1: Estructura total y diseño del interruptor MEM, 1 – Resonador en forma "T", 2 – Interruptor en posición "OFF", 3 – Interruptor en posición "ON"

1.2 Antecedentes

De acuerdo a la referencia consultada, puede apreciarse que se ha realizado varios trabajos de investigación en los interruptores de radio frecuencia (RF), aplicado a los sistemas microelectromecánicos (MEMS). Estos interruptores que son paralelo de derivación, tienen una tensión de activación de interruptor que varía entre 30 V a 70 V y muestran una pérdida de inserción de menos de 0.8 dB hasta los 16 GHz y un aislamiento de 10 dB a 2 GHz y 20 dB en 8 GHz [1]. Corrales ha diseñado un sistema RF MEM con un conmutador en serie con un superconductor de alta temperatura (HTS) con los siguientes materiales: SiO_2 y XeF_2 , que sirven para la capa de soporte de la membrana [2]. Hijazi et al. diseñaron y fabricaron una línea de transmisión de guía de onda coplanaria para realizar un interruptor capacitivo RF MEMS en paralelo [3]. Este interruptor tenía pérdidas de inserción de menos de 0.05 dB a 900 MHz y un aislamiento mejor de 40 dB a 900 MHz.

A continuación de los trabajos previos, sobre la base de la implementación de un conmutador de RF MEMS en una estructura superconductor, se mostrará una de las numerosas aplicaciones que se pueden hacer con los dispositivos basados en MEMS con las líneas de transmisión superconductoras de alta temperatura. El interruptor está integrado en un circuito de microondas con un énfasis en la compatibilidad de los materiales, la optimización de las simulaciones y el proceso de fabricación [4, 5].

1.3 Organización de la tesis

La presentación tesis está organizada de la siguiente manera: el capítulo 2 presentara los conceptos básicos acerca de los sistemas microelectromecánicos (MEMS) y sus aplicaciones en RF. Se hará una comparación entre los interruptores convencionales como los diodos PIN y FET así como las ventajas que presenta usar los interruptores MEMS. También se explicarán los mecanismos de acción de los MEMS y del sistema a fabricar. El capítulo 3, presentará el diseño del sistema, la simulaciones, la selección de materiales que se usarán para la fabricación del prototipo y la problemática del interruptor que es la parte mecánica del sistema. En el capítulo 4, se mostrará las etapas de fabricación del dispositivo MEMS desde el corte del substrato hasta la liberación final del interruptor, dejando todo listo para las pruebas experimentales. En el capítulo 5, se presentara las pruebas realizadas en una cámara criogénica y el desempeño del sistema. La presente tesis concluye con un grupo de las discusiones y conclusiones.

CAPITULO II SISTEMAS MICRO ELECTROMECAÑICOS DE RADIO FRECUENCIA

2.1 Introducción

Hoy en día, los avances de la electrónica y las telecomunicaciones son tan acelerados que se requieren dispositivos y componentes con un rendimiento cada vez mayor, una alta confiabilidad y un consumo de energía mínimo. Los sistemas microelectromecánicos se han expandido gracias a la industria de los semiconductores, los cuales han conducido a un aumento del rendimiento y la miniaturización de los sistemas diseñados y fabricados para satisfacer la demanda de los consumidores. En el área de radio frecuencia estos dispositivos se utilizan para desarrollar condensadores ajustables, osciladores, filtros de micro-mecanizado y conmutadores [6-8].

Los investigadores han diseñado, fabricado y probado interruptores micromecánicos que con tan solo un ajuste mecánico pueden trabajar con señales de microondas. Por otro lado, la mayoría de los sistemas de comunicación de hoy en día utilizan interruptores de tipo PIN y GaAs MESFET (Metal-Semiconductor Field Effect Transistor) [9]. Sin embargo, estos conmutadores fabricados con semiconductores tienen altas pérdidas de inserción y un aislamiento deficiente en la posición "ON" y "OFF", lo cual lleva a grandes pérdidas resistivas, un alto consumo de energía y una baja capacidad de manejo de potencia en las frecuencias de operación [10]. Hoy día, se están investigando los dispositivos de conmutación alternativa tales como el interruptor microelectromecánico (interruptor MEM), el cual tiene respuestas superiores en altas frecuencias de operación, además de lograr la conmutación mediante el movimiento mecánico, el cual sólo requiere una energía de 10 a 100 nJ por cada ciclo de conmutación [11].

En la actualidad, no hay duda que los interruptores RF MEMS tendrán una gran importancia en los sistemas de comunicación del futuro y esto se debe a las importantes ventajas que estos interruptores ofrecen en comparación a los diodos PIN o dispositivos FET en términos de su bajo consumo de energía, pérdida de inserción, precio de fabricación y funcionalidad [12].

2.2 Sistemas micro electromecánicos (MEMS)

En 1959, Richard Feynman dijo en una presentación llamada "There's plenty of room at the bottom," "...What are the possibilities of small but movable machines? They may or may not be useful, but they surely would be fun to make.... [13]." Feynman anticipó el campo de la micro y la nanotecnología décadas antes de poder minimizar sistemas mecánicos, debido a que para él, las leyes de la física no presentaran ningún límite a la miniaturización y su enfoque principal se basaba en el escalamiento.

Para los dispositivos de RF, la reducción de su tamaño y de su capacitancia parásita tienen como el efecto de incrementar su velocidad de operación y la reducción de su consumo de energía [9].

Otro resultado de la mejora en la miniaturización de los circuitos ha sido el efecto cuántico [14]. La manifestación de la naturaleza cuántica de los electrones ha llegado a dominar el comportamiento de los dispositivos electrónicos muy pequeños. Esto significa que para realizar pruebas se debe tener la instrumentación adecuada, para lo cual se ha re-diseñado y hecho una re-ingeniería de las maquinarias de pruebas, debido a que tienen que ser capaces de probar estos micro dispositivos. Las investigaciones en el orden de los micrones o nanómetros han revolucionado la industria de los semiconductores y de los componentes electrónicos, esto ha dado como resultado un nuevo conjunto de dispositivos pequeños para aplicaciones en los campos de comunicaciones, ciencias médicas y militares.

La construcción de dispositivos de dimensiones pequeñas empezó con la era de los circuitos integrados (CI) en la década de los 1960. Esta tecnología utiliza técnicas de grabado y químicos para formar circuitos monolíticos. La industria de los CI se ha disparado con la miniaturización de los dispositivos debido a la necesidad de la preservación del espacio y de la mejora de los rendimientos de los sistemas utilizados.

No existe una definición universal para los sistemas microelectromecánicos, pero se pueden describir como *una tecnología de estructuras móviles que asocia efectos físicos en función de su diseño 2-D y 3-D* [12].

La integración de funciones mecánicas y eléctricas al nivel micrométrico crea a un campo de nuevas aplicaciones, los cuales convierten un sistema un solo dispositivo. Cuando las longitudes de las estructuras se reducen como es el caso en MEMS, los volúmenes y masas disminuyen cúbicamente [15], por eso la minimización de las estructuras mecánicas en dichos órdenes de magnitud resultan en sistemas muy rígidos, ligeros y fuertes.

El primer interruptor MEMS fue reportado por Peterson en 1979 [27]. Desde esta fecha los dispositivos MEMS han sido evaluados en muchos campos de investigación y se han incorporado en aplicaciones de uso diario.

2.3 Mecanismos de acción de los MEMS

En el campo de los MEMS, "... la acción se refiere al hecho de efectuar o transmitir un movimiento mecánico de un dispositivo o sistema en respuesta a la aplicación de un voltaje o una corriente de polarización..."[14]. La acción mecánica o el accionamiento mecánico de los MEMS puede lograrse mediante una variedad de técnicas, los cuales dependen de la elección del método de accionamiento específico que está en función de las dimensiones de la estructura, la tecnología usada, el tiempo de respuesta requerido, los requisitos de fuerza y torque, así como también el consumo de energía máximo del dispositivo en desarrollo [18]. Las fuerzas de los sistemas MEMS pueden ser generadas por dos principios fundamentales:

(1) las fuerzas externas se generan entre las partes fijas y móviles, tales como los campos magnéticos [19], termo-neumáticas [20], la atracción electrostática [21], o

(2) las fuerzas internas utilizan materiales especiales que tienen formas intrínsecas y capacidades de cambio, como piezoeléctricos [22], y termo-mecánicos [23].

Una comparación de algunos de los métodos que usan los transductores electromecánicos se muestra en la TABLA N° 2.1.

TABLA N° 2.1. Comparación de transductores electromecánicos [25]

Actuador	Densidad de energía máxima (J cm⁻³)	Eficiencia	Velocidad
Electrostática	0.004	Alto	Rápido
Electromagnética	0.025	Bajo	Rápido
Piezoeléctrico	0.035	Alto	Rápido
Térmica	25.5	Bajo	Lento

Debido a su simplicidad y versatilidad, el MEMS por acción electrostática es el preferido en el campo de los MEMS aplicado a RF [14, 24-28]. Su señal de control es una tensión, lo cual es fácil de manipular en circuitos eléctricos. La acción electrostática es la menos afectada debido a que se basa en la separación de la superficie y no en el volumen del dispositivo para lograr el accionamiento o movimiento. Casi todos los interruptores MEMS usan una fuerza de atracción electrostática para el mecanismo de accionamiento. Sin embargo la función de transferencia eléctrica (tensión o corriente) y mecánica (fuerza o desplazamiento) tiene términos no lineales [25].

Un paso importante en el diseño de estos sistemas mecánicos es obtener su circuito eléctrico equivalente a partir de su modelo analítico. Esto implica en primer lugar la obtención de circuitos mecánicos equivalentes utilizando resortes y masas para luego usar analogías electromecánicas hasta llegar al circuito equivalente eléctrico. Una lista de analogías electromecánicas se muestra en la TABLA N° 2.2.

TABLA N° 2.2. Analogías de movilidad electromecánicas [29]

	Parámetro mecánico	Parámetro eléctrico
Variable	Velocidad, velocidad angular	Voltaje
	Fuerza, torque	Corriente
Parámetros concentrados	Amortiguamiento	Conductancia
	Massa, inercia	Capacitancia
	Masa por unidad de longitud	Capacitancia por unidad de longitud
	Movilidad	Impedancia
Inmitancias	Movilidad	Impedancia
	Impedancia	Admitancia
Fuente de Inmitancias	Fuerza	Corriente
	Velocidad	Voltaje

Una comprensión de los principios de operación eléctrico y mecánico es esencial para obtener el circuito equivalente de estos transductores. La TABLA N° 2.3 describe la equivalencia entre el funcionamiento de circuitos eléctricos y mecánicos de los mecanismos de transducción comunes utilizados en los sistemas electromecánicos.

TABLA N° 2.3. Analogía directa de los mecanismos eléctricos y mecánicos [39]

Cantidad mecánica	Cantidad eléctrica
Fuerza	Voltaje
Velocidad	Corriente
Desplazamiento	Carga eléctrica
Momento	Flujo magnético
Masa	Inductancia
Viscosidad	Resistencia

En este trabajo, el elemento interruptor puede compararse con un modelo de elementos de red concentrado donde el momento de inercia de la membrana (parámetro mecánico) se transforma en un valor de capacitancia (parámetro eléctrico) que será medido. Además, aumentar la tensión (cantidad eléctrica) en el sistema de conmutación MEMS aumentará la carga de la capacitancia y la fuerza eléctrica (cantidad mecánica) del sistema; esto dará como resultado un desplazamiento hacia abajo de la membrana (puente móvil) y cuando se reduzca el voltaje de la membrana se moverá hacia arriba de su posición original.

2.4 Accionamiento electrostática

En los MEMS, las fuerzas de superficie tales como la fricción, las fuerzas de viscosidad y la tensión superficial se asocian por escalamiento del tamaño del dispositivo, debido a que son proporcionales a la superficie del mismo. Por ejemplo, cuando la longitud del dispositivo disminuye de 1 mm a 1 μm (factor de 10^3), el área disminuye en un factor de un millón (10^6) y su volumen disminuye en un factor de mil millones (10^9) [28]. Las fuerzas se vuelven mil veces mayor que las fuerzas proporcionales a su volumen, como es el caso de las fuerzas electromagnéticas. Esta es la razón que la acción electrostática es uno de los métodos preferidos en la accionamiento de los sistemas MEMS. Por lo tanto, la fuerza electrostática es el método más común para lograr el accionamiento de los dispositivos MEMS [31]. Los dispositivos MEM almacenan energías mecánica o eléctrica y luego la convierten en otra forma de energía. En el diseño del interruptor MEM, la estructura puede ser comparada con un condensador variable (fig. 2.1), donde una de las placas es móvil por la aplicación de una tensión de polarización para producir un desplazamiento mecánico. Para accionar la membrana (fig. 1), una tensión continua (DC) se aplica entre el conductor central del resonador y la membrana, de esta manera la fuerza electrostática resultante mueve la membrana hacia abajo. Cuando la tensión de polarización se desactiva, el estrés intrínseco del material lo hace volver a su posición original.

Para formular una expresión del coeficiente de acoplamiento electromecánico, se considera un condensador de placas paralelas en el cual su placa inferior es fija y su placa superior es móvil. Las relaciones de esta estructura para el voltaje (V) y la fuerza (F) se dan en términos de desplazamiento (d) y la carga (Q) a lo largo del eje x . Suponiendo que no hay campo eléctrico, la capacitancia C_0 en reposo se escribe de la siguiente manera:

$$C_0 = \frac{\varepsilon A}{d_0} \quad (2.1)$$

donde A es el área superficial, d_0 es el desplazamiento en su posición inicial y ε es la permitividad.

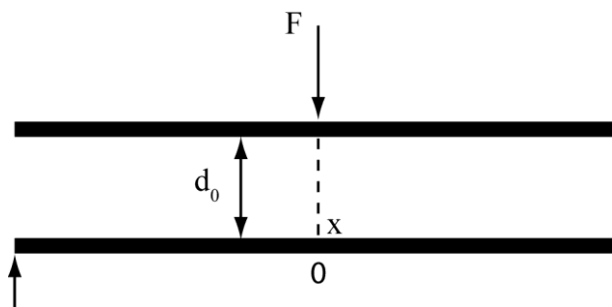


Fig. 2.1. Esquema de un condensador variable, (F) fuerza aplicada, (d_0) desplazamiento a lo largo del eje x

Sin embargo, cuando se aplica un voltaje a través de este sistema, la placa superior se mueve hacia la otra, lo que resulta en una distancia igual a:

$$d = d_0 - x \quad (2.2)$$

La capacitancia en la nueva posición se reescribe como sigue:

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} = \frac{\varepsilon A}{d_0 - x} = \varepsilon A \left[d_0 \left(1 - \frac{x}{d_0} \right) \right]^{-1} = C_0 \left(1 - \frac{x}{d_0} \right)^{-1} \quad (2.3)$$

Como se conserva la carga, el voltaje entre las dos placas se da en términos de la carga (Q) - cantidad eléctrica - y en desplazamiento (d_0) - cantidad mecánica - tal como se muestra en la siguiente ecuación:

$$V(t) = \frac{Q(t)}{C_0} \left[1 - \frac{x(t)}{d_0} \right] = \frac{Q(t)}{C_0} - \frac{Q(t)x(t)}{C_0 d_0} \quad (2.4)$$

La capacitancia entre las dos placas se relaciona con el trabajo (W) realizado por el sistema, y la fuerza (F) debido a la capacitancia que se está relacionando con el trabajo a la fuerza y el desplazamiento a lo largo del eje x , respectivamente [27]:

$$W = -\frac{1}{2} CV^2 = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_{eff} V^2 A}{d} \quad (2.5)$$

$$\Delta W = F \Delta x \rightarrow F = \frac{\Delta W}{\Delta x} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_{eff} V^2 A}{(d_0 - x)^2} \quad (2.6)$$

donde W es el trabajo, V es el voltaje a través de las placas del condensador, ϵ_{eff} es la constante efectiva del dieléctrico, A es el área superficial, d es la distancia (desplazamiento) entre las dos placas, y F es la fuerza.

La carga distribuida P es igual a la fuerza dividida por el área de la superficie de la siguiente manera:

$$P = \frac{F}{A} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 \epsilon_r V^2}{(d_0 - x)^2} \quad (2.7)$$

donde ϵ_0 es la permitividad del espacio libre y ϵ_r es la permitividad relativa. Por lo tanto, la fuerza total entre las dos cargas de distribución puede calcularse, suponiendo una superficie perfectamente plana y sin rigurosidad, a partir de la fuerza de atracción electrostática:

$$F_{elec} = \frac{1}{2} \frac{Q^2(t)}{C_0 d_0} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \frac{q_1 q_2}{d^2} \quad (2.8)$$

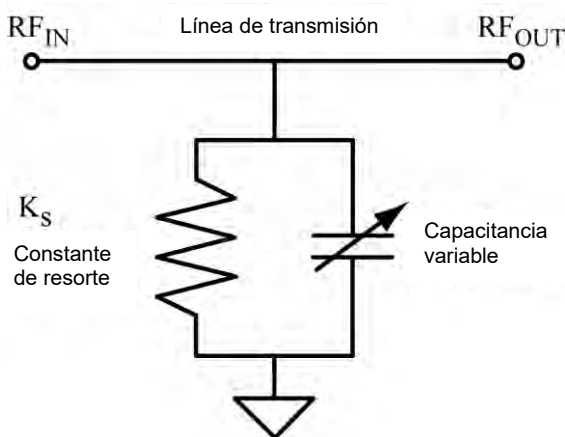


Fig. 2.2. Circuito de la representación del interruptor

La frecuencia fundamental resultante de la vibración mecánica puede ser descrita en términos de coeficiente de amortiguamiento, masa y constante de resorte K . Las ventajas de los resonadores pasivos de RF fueron señalados por Nathanson [32]. Un modelo electromecánico puede aproximar la capacitancia entre el área del conductor central y la

membrana del puente como la variable del condensador en paralelo (fig. 2.2). Se realiza esta relación entre las propiedades mecánicas del material y de las dimensiones de la membrana que es una forma constante de resorte [27]. El módulo de elasticidad, el límite elástico y la geometría del puente o de la membrana determinarán la tensión umbral, la frecuencia de resonancia, y la distancia máxima desviable del sistema. Observese que la tensión de accionamiento depende más del módulo de elasticidad que de la constante dieléctrica. Por lo tanto, lo obtenido en la reducción de la tensión mediante la selección de un material dieléctrico de mayor constante no es tan grande como la selección de un material de menor módulo de Young [9]. Combinando las relaciones (2.7) y (2.8) mediante la integración de la carga de distribución sobre el área de superficie, se obtiene una tensión de tracción del interruptor como sigue [34]:

$$V_p = \sqrt{\frac{8K_s g_0^3}{27\epsilon_0 W w}} \quad (2.9)$$

siendo g_0 ($3 \mu\text{m}$) la distancia entre el dieléctrico y la membrana, W ($164 \mu\text{m}$) es el ancho del conductor central, w ($200 \mu\text{m}$) es el ancho de la membrana, ϵ_0 ($8.85 \times 10^{-12} \text{ C}^2\text{-N}^{-1}\text{-m}^{-2}$) es la permitividad del espacio libre y la constante de resorte está dada por:

$$K_s = \frac{32Et^3 w}{L^3} + \frac{8\sigma(1-\nu)rw}{L} \quad (2.10)$$

donde t ($0.2 \mu\text{m}$) es el espesor de la membrana, L (0.7 mm) es la longitud de la membrana, E (80 GPa para Au a $T = 300 \text{ K}$) es el módulo de Young del material de la membrana, σ (15 MPa para Au a $T = 300 \text{ K}$) es la tensión de tracción residual en la membrana y ν (0.44 para Au) es la constante de Poisson del material de la membrana que es inversamente proporcional al área de acción. La tensión de tracción hacia abajo del diseño propuesto se calculó a 10.3 V (fig. 2.3).

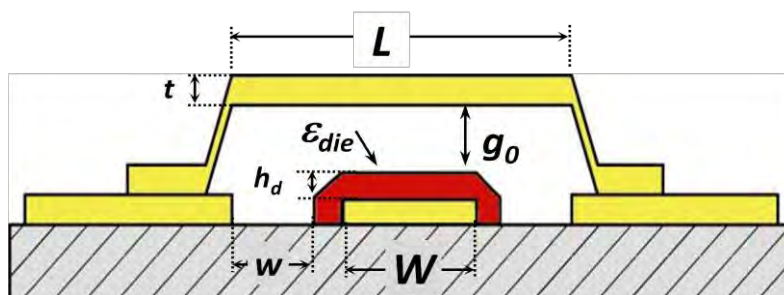


Fig. 2.3. Sección transversal del interruptor

De la ecuación (2.9), la tensión de tracción hacia abajo del puente es afectada principalmente por el cubo de la separación entre el puente y el dieléctrico (g_0) y la constante del resorte de la membrana (K). Si se tiene una menor distancia del puente hacia el dieléctrico se reducirá el voltaje de accionamiento pero se incrementará la cantidad de pérdida de inserción en la posición "OFF" del sistema. En cuanto a la ecuación (2.10), la constante de resorte depende del módulo de elasticidad del material escogido, de la tensión residual del puente (que dependen de los parámetros de deposición) y de las dimensiones del puente. Tener una membrana más larga y más delgada disminuirá la tensión de accionamiento pero resultará en una velocidad de conmutación más lenta [34].

2.5 Interruptores de Radio Frecuencia

2.5.1. Diodos PIN y FET

La conmutación es una parte integral de casi todos los sistemas electrónicos y especialmente las que se relacionan con las funciones lógicas y con los circuitos de telecomunicaciones. Los interruptores son ampliamente utilizados en sistemas de microondas, por ejemplo para dirigir señales o flujo de potencia entre componentes o para construir varios tipos de circuitos de control. En la tecnología de radio frecuencia, los conmutadores son componentes que convierten la potencia de RF en "ON" u "OFF" [35, 36], como también pueden realizar procesamiento de señal en alta frecuencia [37].

Para el diseño del interruptor, hay muchos parámetros importantes necesarios para que este funcione de la manera más rápida posible mientras que se transmite la señal máxima en su salida. Factores tales como el aislamiento, el tiempo de conmutación y la pérdida de inserción son también de interés primordial. Hay varios tipos de interruptores disponibles en el mercado, tales como los diodos PIN, los FET, los relés mecánicos. Dependiendo del tipo de aplicación es que será elegido un interruptor. En los sistemas de telecomunicaciones, tradicionalmente se utilizan interruptores de dispositivos semiconductores tales como los diodos PIN y los FET. Los diodos PIN se usan para conmutar y se integran fácilmente con la circuitería planar con una capacidad de funcionamiento de alta velocidad. Los diodos PIN y los FET son utilizados en muchos sistemas de comunicación (de baja a alta frecuencia) por sus bajas pérdidas de inserción [9, 38]. Los interruptores mecánicos se usan para aplicaciones de guía de ondas o de forma coaxial debido a que manejan una mayor potencia pero son lentos.

En cuanto a las aplicaciones, los diodos PIN tienen una característica I-V que ha facilitado un uso en RF, además de trabajar en altas frecuencias (hasta 50 GHz). Los FET de GaAs se han utilizado para realizar diversas operaciones de conmutación con pérdidas de inserción que van desde 1 dB en bandas Ku a varios decibelios en 40 a 45 GHz [39]. Los JFET tienen una frecuencia de corte relativamente baja y generalmente operan en rangos de baja o media frecuencia (hasta 1 GHz). Los MESFETs tienen aplicaciones hasta 70 GHz, pero son generalmente más caros.

La estructura de los diodos PIN y de los conmutadores FET tiene una impedancia capacitiva que reduce drásticamente la cantidad de aislamiento en el estado "OFF" a altas frecuencias [40]. La reducción de esta capacitancia mejorará el aislamiento pero aumentará la resistencia "ON", lo que resulta en una mayor pérdida de inserción y mayor consumo de energía.

La potencia de entrada se refleja cuando el interruptor está en el estado "OFF". Idealmente, un conmutador de RF tendría una impedancia cero (0) "ON" con una infinita (∞)

impedancia "OFF" y la pérdida de inserción sería cero (0) en el estado "ON" con una atenuación infinita (∞) en el estado "OFF". Estos interruptores son suficientemente buenos, debido a que las restricciones de conexión no son muy rigurosas, pero cuando se trata de aplicaciones flexibles en el área de las telecomunicaciones, los interruptores necesitan tener un mejor rendimiento, por eso los interruptores MEMS son dispositivos que reúnen estas características (alto rendimiento) por medio de un movimiento mecánico que logra pasar de un circuito abierto a un corto circuito en una línea de transmisión de RF [41].

2.5.2. Interruptores de RF MEMS

Los MEMS de tipo RF pueden clasificarse en tres categorías dependiendo del punto de vista de RF o MEMS:

- (1) RF extrínseca en el que la estructura MEMS se encuentra fuera del circuito de RF y acciona o controla otros dispositivos en el circuito de RF,
- (2) RF intrínseca en el que la estructura MEMS se encuentra dentro del circuito de RF y tiene tanto la accionamiento y la función del circuito de RF,
- (3) RF reactivo en la que la estructura MEMS está situado en el interior del circuito, donde tiene una función de RF que se acopla a la atenuación [42]. Los dispositivos de conmutación MEMS para ser fabricados utilizan la estructura intrínseca de RF porque el sistema de accionamiento del circuito de RF debe mantenerse unido dentro de la configuración de la misma. Sin embargo, para la caracterización del material de la membrana y de la dependencia de la temperatura del interruptor la temperatura criogénica la señal de RF no se toma en consideración.

Como se ha visto en el estado del arte, en la maduración de la tecnología MEMS, los interruptores MEMS han recibido una mayor atención para sus aplicaciones en sistemas integrados y en telecomunicación. Un interruptor RF MEMS cuenta con una conmutación para controla y la capacidad en la posición "ON" y la posición "OFF". Los RF MEMS con interruptores independientes del substrato tienen pérdidas de inserción debajo de los 0.1 dB

y tienen un alto aislamiento a frecuencias muy altas [39]. La presencia de espacios de aire en los interruptores RF MEMS produce valores de capacitancia muy baja y conduce a un aislamiento muy alto para los interruptores de tipo serie y tienen pérdidas de inserción muy bajas para los interruptores tipo derivación [43]. Además, la tensión de accionamiento para estos interruptores tiene un rango de 5 V a 50 V dependiendo del grosor de la membrana a temperatura ambiente y 22 V a 200 V a temperatura criogénica [4, 5, 44-49]. La corriente de estos dispositivos sólo fluye cuando la membrana está cambiando de estado "ON" y "OFF".

Por otra parte, los interruptores MEMS son dispositivos que casi no requieren corriente para cambiar, de estado en términos de energía requieren aproximadamente 10 - 100 nJ por ciclo de conmutación, lo que lleva a un consumo energético muy bajo [50].

Los Interruptores MEMS de RF ofrecen un muy buen rendimiento de conmutación, sin embargo una de sus principales limitaciones es su velocidad de conmutación. Esto se debe al movimiento mecánico de la membrana que se extiende típicamente de 2 a 40 μ s [39, 50]. La TABLA N° 2.4 muestra una comparación de los tipos de conmutadores de RF.

TABLA N° 2.4. Tipo de interruptores RF

Tipo de interruptor	Perdidas de inserción (dB)	Aislamiento (dB)	Consumo de potencia (mW)	C_{OFF} (fF)	R_{ON} (Ω)	Figure of Merit $R_{ON} \times C_{OFF}$ (fs)
Diodo PIN	0.6-1	25	5-25	110	1-4	220
GaAs FET	0.3-2	6-15	0-40	170	2-6	110
MEMS Conductor normal	0.5-0.7	15-30	0	35-80	0.2-2	0.01
Este trabajo	<0.1	>30	0	95	0.002	0.0019

2.5.2.1. Tipos de interruptores RF MEMS

Los interruptores MEMS de RF se utilizan por el rendimiento mecánico eléctrico que ofrece un manejo de potencia adaptada, fiabilidad y sus dimensiones reducidas. Los interruptores RF MEMS hacen uso de las fuerzas electrostáticas para activar un puente, que a su vez convertirá en "ON" u "OFF" una señal de RF. La metalización del interruptor puede ser implementada en microcinta o línea de transmisión CPW. La forma más general de

categorizar los interruptores MEMS es por su configuración, serie vs derivación, así como la naturaleza del contacto de conmutación que puede ser contacto directo metal-metal o un contacto capacitivo. En este trabajo se usó un contacto capacitivo.

En la fig. 2.4, se ven los diagramas conceptuales equivalentes de los interruptores series y paralelo. Será implementado como una microcinta (CPW), el conmutador serie MEMS tendrá el mismo método de operación, que es para conectar o romper la conexión de un trozo de línea de transmisión. Esto se hace mediante una estructura de viga suspendida que puede ser manipulada para accionar eléctricamente, creando un contacto metal-metal o un contacto capacitivo utilizando una capa de dieléctrico intermedia. La mayoría de interruptores MEMS de RF utilizan el contacto de tipo capacitivo, porque mejora significativamente la vida útil del interruptor, y minimiza los problemas de tensión relacionados con el arco y la soldadura que se encuentran en los contactos metal-metal [28]. A partir de estos circuitos, se calcula la pérdida de inserción de conmutación real del interruptor:

$$IL = -20 \log \left| \frac{V_L}{V_0} \right| = \begin{cases} 20 \log \left| 1 + \frac{Z_{sw}}{2Z_0} \right|, & \text{serie} \\ 20 \log \left| 1 + \frac{Z_0}{2Z_{sw}} \right|, & \text{derivación} \end{cases} \quad (2.11)$$

El interruptor capacitivo en serie es presentado en la fig. 2.5 donde se muestra su línea de transmisión de tipo microcinta que podría también ser implementado tipo derivación. Los interruptores MEMS en derivación son un poco diferentes de los interruptores en serie. Este interruptor de conmutación ejecuta por derivación la señal por el contacto capacitivo a tierra. La membrana suspendida al final en una guía de ondas coplanares que puede ser de tipo puente voladizo (cantiléver) o un puente doblemente suportado. Físicamente, cuando el puente se mueve hacia abajo se permite un contacto capacitivo con la línea de transmisión eléctrica haciendo cortocircuito a tierra. La fig. 2.6 muestra el interruptor capacitivo de

derivación en una línea de transmisión coplanares; que aplica un interruptor de derivación en un sustrato de microcinta.

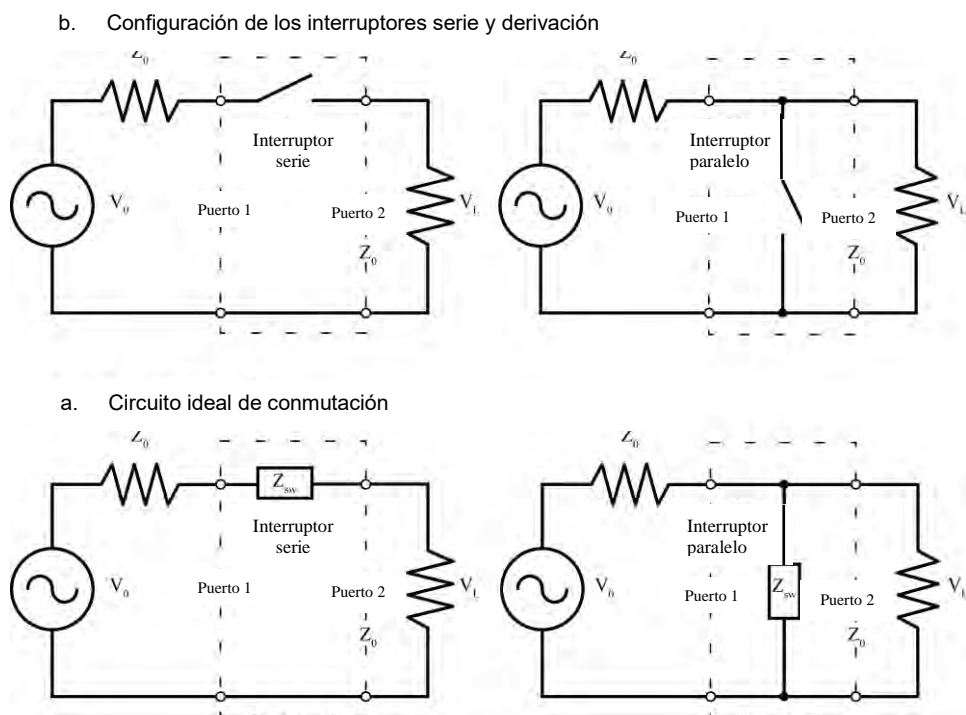


Fig. 2.4. Diagramas conceptuales: circuitos equivalentes(a) Resumen de la configuración de los interruptores serie y derivación, (b) circuito ideal de conmutación [3]

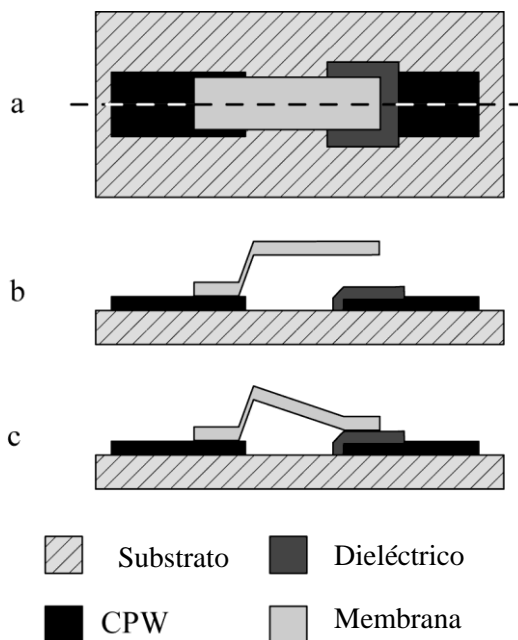


Fig. 2.5. Interruptor MEMS en serie con la línea de transmisión microcinta: (a) vista desde arriba, (b) sección transversal-el interruptor hacia arriba, (c) sección transversal-el interruptor hacia abajo

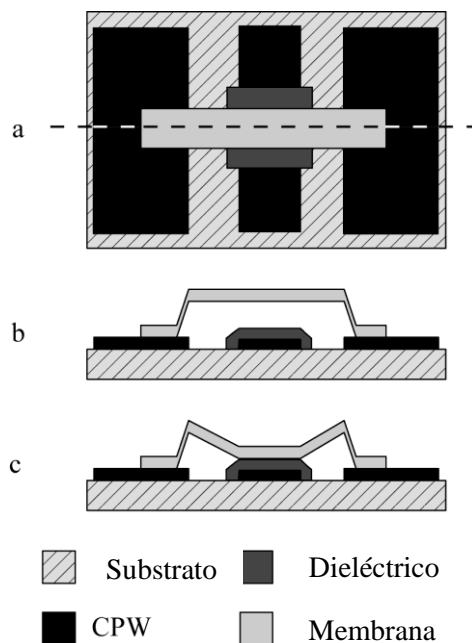


Fig. 2.6. Interruptor MEMS en derivación con la línea de transmisión microcinta: (a) vista desde arriba, (b) sección transversal-el interruptor hacia arriba, (c) sección transversal-el interruptor hacia abajo

2.5.2.2. Modelo serie y derivación

La caracterización de los interruptores capacitivos RF MEMS se compone de parámetros de dispersión (parámetros S) y medidas en los estados de "OFF" y "ON". La información sobre la pérdida de inserción del interruptor, la pérdida de retorno y el aislamiento se calcula a partir de estos parámetros. Sin embargo, debido a la baja pérdida de los conmutadores en el estado desactivado, la medición de la pérdida de inserción tiende a ser impreciso [9]. La pérdida de retorno del conmutador capacitivo RF MEMS se refleja debido a la capacitancia parásita causado por la proximidad de la línea de transmisión a la membrana (contacto de metal a tierra) suspendida por encima de ella [9]. El aislamiento de estos interruptores se mide cuando la membrana se acciona en el estado "ON". A frecuencias inferiores a 30 GHz, el aislamiento está determinado por la eficacia en la capacitancia y la resistencia en serie efectiva del interruptor. Mediciones de RF han

demostrado que estos dispositivos proporcionan una eficiente conmutación de señales de RF hasta los 40 GHz [3]. Las pérdidas de señal para las frecuencias en los rangos de microondas suelen mostrar pérdidas menos de 0.2 dB a frecuencias más altas. Se tiene un aislamiento aproximadamente de 20 dB a estas frecuencias lo cual es limitada por el interruptor de capacitancia "ON" [3].

2.5.2.3. Caracterización de un MEM en RF

La performance El rendimiento en microondas del interruptor se caracteriza por su relación de impedancia ON/OFF, por el aislamiento en su posición de estado "ON" (accionado) y su pérdida de inserción en la posición de estado "OFF" (no accionado). La pérdida de retorno ofrece información sobre la impedancia de la línea de transmisión [26]. El parámetro más importante del interruptor es tener el aislamiento más alto posible en el estado "ON" y al mismo tiempo tener una pérdida de inserción mínima en su estado "OFF". Para obtener el aislamiento más alto posible se requiere la maximización de la capacitancia "ON".

Como se ve en la ecuación (2.19), la resistencia debida a la separación de aire tiene el efecto dominante en la posición "OFF", mientras que R_{on} se limita al segundo término (resistencia del dieléctrico) en la posición "ON" (fig. 2.7).

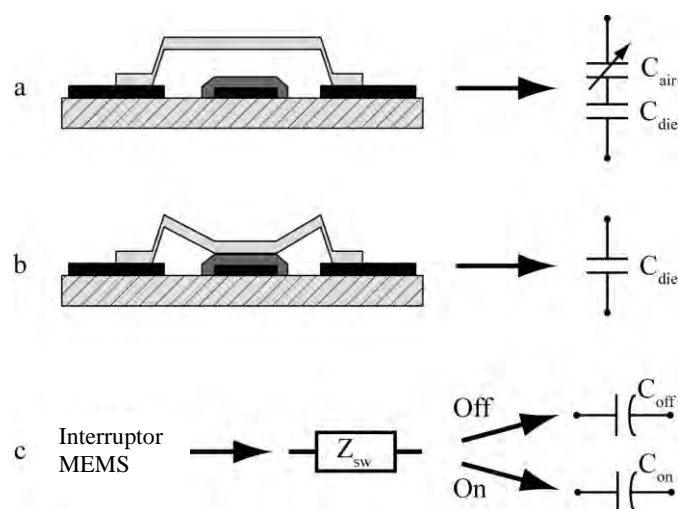


Fig. 2.7. Interruptor MEMS y circuitos equivalentes: (a) estado "OFF" o apagado, (b) estado "ON" o accionado, (c) el modelo de circuito electrónico y su representación

La capacitancia en la posición "OFF" es la asociación en serie de la capacitancia debido al espacio de aire (C_{air}) y la capa del dieléctrico (C_{die}) [27] en la ecuación, mientras que la capacitancia "ON" se limita a la capacitancia debido a la capa del dieléctrico en la ecuación respectivamente.

$$C_{OFF} = \frac{1}{\frac{1}{C_{air}} + \frac{1}{C_{die}}} = \frac{1}{\frac{h_g}{\epsilon_0 A} + \frac{h_d}{\epsilon_0 \epsilon_{die} A}} \quad (2.20)$$

$$C_{ON} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{die} A}{h_d} \quad (2.21)$$

siendo $\epsilon_{die}=300$ la constante dieléctrica del BaTiO₃, $h_g = 3 \mu\text{m}$ la altura de la brecha, $h_d = 0.2 \mu\text{m}$ el espesor de la capa del dieléctrico y $A = 32.8 \text{ nm}^2$ el área de acción. En las ecuaciones (2.20) y (2.21) se aprecia que el sistema MEM tiene una alta capacitancia durante el encendido "ON" y una baja capacitancia durante el apagado "OFF". El aumento de la zona de accionamiento mejora la capacitancia "ON" pero aumentará la capacitancia "OFF" por lo tanto se degradará la pérdida de inserción del interruptor en el estado "OFF". La capacitancia "OFF" se puede mejorar mediante el aumento de la altura del puente pero esto aumentará la tensión de accionamiento, disminuyendo el espesor de la capa dieléctrica aumentará la relación de capacitancia [27], sin embargo, se reducirá el voltaje de conmutación.

La relación C_{ON}/C_{OFF} representa la capacidad del conmutador para aislar una señal y se puede aproximar al considerar $h_d \ll h_g$ [26],

$$\frac{C_{ON}}{C_{OFF}} = \frac{\epsilon_{die} h_g}{h_d} \quad (2.21)$$

Para proporcionar un buen aislamiento hasta varios GHz, una relación de 100 es normalmente suficiente [9]. Los valores calculados para este diseño son los siguientes $C_{ON} =$

435.42 μF y $C_{OFF} = 96,73 \text{ fF}$. Por lo tanto, el diseño tiene un valor de $C_{ON}/C_{OFF} = 4500$. La configuración CPW MEMS del interruptor se presenta en la fig. 2.8.

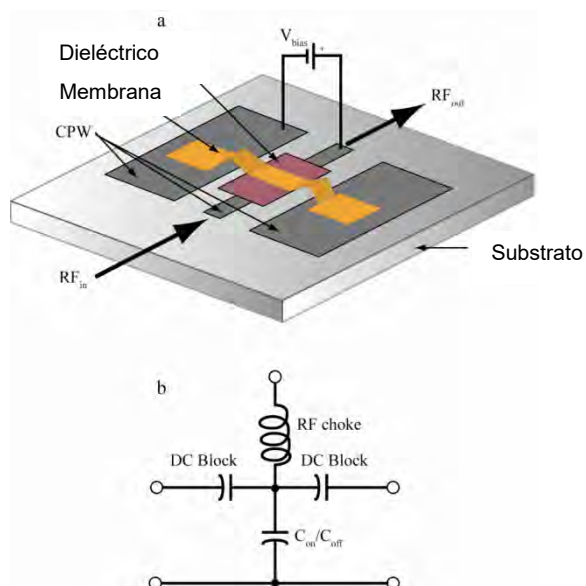


Fig. 2.8. Interruptor MEMS en configuración CPW: (a) diseño conceptual, (b) análisis de circuitos

CAPITULO III DISEÑO Y SELECCIÓN DE MATERIALES

3.1 Microonda

Para diseñar un sistema de microondas, la selección tiene que hacerse, en base a sus propiedades eléctricas y mecánicas, debido a que de los materiales a usar que afectará directamente el rendimiento del sistema. El rendimiento fundamental del sistema está determinado por parámetros tales como el aislamiento, la pérdida de inserción, el voltaje de accionamiento, y la velocidad de conmutación. La idea de usar la tecnología MEMS para sistemas complejos es muy atractiva debido a un menor tamaño y bajo consumo de energía [51, 52], además de mejorar el rendimiento global por unidad de volumen de un sistema.

Un dispositivo MEMS está diseñado en función de la tensión de accionamiento, pérdida de inserción, aislamiento y de la línea de impedancia característica deseada. La estructura de un interruptor debe elegirse de modo que se tengan las menores pérdidas de inserción posibles, el más alto aislamiento posible, una frecuencia de conmutación rápida y una baja tensión de accionamiento. La pérdida de inserción viene de las pérdidas de la metalización entre la membrana y la resistencia de contacto con el superconductor [9]. El diseño eléctrico del interruptor debe hacerse con su diseño mecánico. En baja frecuencia de funcionamiento, la pérdida de inserción del dispositivo es predominantemente debido a las pérdidas óhmicas, la línea de señal y la resistencia de contacto. El ancho de la línea de transmisión afecta la característica de la impedancia debido a la pérdida de inserción cuando el interruptor está en el estado "ON" y al aislamiento cuando el interruptor está en el estado "OFF". El aislamiento "OFF" se ve afectado por el acoplamiento capacitivo a través de la BaTiO₃ y la membrana de oro; para mejorar este problema y el del aislamiento, la altura del puente de aire puede ser aumentado, pero esto traerá consigo un aumento de la

tensión de accionamiento. En las frecuencias de funcionamiento más altas, la pérdida de inserción se debe a la pérdida de resistencia y el efecto pelicular.

3.2 Problemas de rendimiento RF

El resonador de microcinta fue diseñado para una frecuencia central de 3.5 GHz y el diseño del dispositivo se hizo para fabricarse en un 15 mm x 15 mm usando LaAlO₃ como sustrato. Los cálculos se basaron en un espesor del sustrato igual a 0.508 mm, con una constante dieléctrica relativa de 24.5. El ancho de la línea de transmisión se calculó para tener una impedancia característica igual a 50 Ω.

La impedancia característica se puede calcular en dos regiones separadas de aplicabilidad, la cuales están en función de la relación W/h , cuando esta es mayor o menor que la unidad; esto se muestra continuación [9]:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{para } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{para } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (3.7)$$

Para los fines del diseño, una relación W/h basada en la impedancia característica Z_0 y la constante dieléctrica del sustrato ϵ_r se define como lo siguiente:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } W/h \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } W/h \geq 2 \end{cases} \quad (3.8)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.9)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.10)$$

La constante dieléctrica efectiva ϵ_e puede interpretarse como la constante dieléctrica de un material homogéneo que reemplaza todo el espacio alrededor de la línea de transmisión, en sustitución del bloque del dieléctrico y el aire y está dado por:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (3.11)$$

también podemos calcular la velocidad de fase de la línea de banda v_p y la constante de propagación β de la siguiente manera:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.12)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (3.13)$$

donde $k_0 = \frac{2\pi f}{c}$. Una expresión para la longitud de onda se obtiene a partir de estas

ecuaciones, la cual se muestra a continuación:

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.15)$$

donde c es la velocidad de la luz y f es la frecuencia de funcionamiento. Si el espesor no es igual a cero, el ancho efectivo del conductor W_{eff} reemplazará a w y se calcula como:

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2x}{t} \right) \quad (3.16)$$

donde t es el espesor del conductor y $x = h$, usando $w > h / (2\pi) > 2t$, o $x = 2\pi w$, si $h/(2\pi) > W > 2t$.

Las dimensiones del resonador "T" son como siguen: $w = 0.164 \text{ mm}$, $h = 0.508 \text{ mm}$, y $\lambda_f/2 = 11.11 \text{ mm}$, donde w es el ancho de línea de transmisión, h es la altura del substrato, y $\lambda_f/2$ la mitad de la longitud de onda a la resonancia definida (ver fig. 3.1).

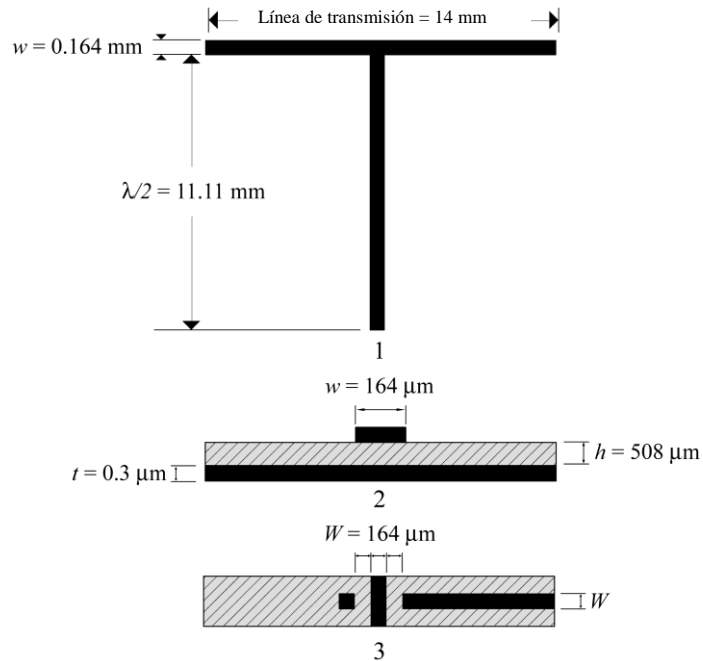


Fig. 3.1: Dimensiones del dispositivo. 1 –Resonador ‘T’, 2 –visión de costado, 3 –visión de arriba

El rendimiento del interruptor en el rango de las microonda se caracteriza por su relación de impedancia ON / OFF (el estado de aislamiento "ON" (accionado) y el estado de inserción "OFF"(no accionado). El parámetro más importante requerido para el interruptor es tener el aislamiento más alto posible en el estado "ON", al mismo tiempo que tener la pérdida de inserción mínima en el estado "OFF". Para obtener el aislamiento más alto posible se requiere la maximización de la capacitancia "ON". La capacitancia de estado OFF del interruptor puede ser considerada como dos capacitancias en serie debido al parche dieléctrico y del entrehierro. Esto se puede calcular como sigue [26]:

$$C_{OFF} = \frac{1}{\frac{1}{C_{air}} + \frac{1}{C_{die}}} = \frac{1}{\frac{h_g}{\epsilon_0 A} + \frac{h_d}{\epsilon_0 \epsilon_{die} A}} \quad (3.17)$$

Cuando la capacitancia está en estado de "ON" esto se deberá a la capacitancia de la capa dieléctrica:

$$C_{ON} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{die} A}{h_d} \quad (3.18)$$

Donde ϵ_{die} es la constante dieléctrica del BaTiO₃, h_g es la altura de la brecha entre el puente y el dieléctrico, h_d es el espesor del dieléctrico y A es el área de accionamiento. Se puede apreciar las ecuaciones (3.17) y (3.18), que están de acuerdo con el estado de capacitancia "OFF" y el estado de capacitancia "ON". El aumento del accionamiento mejora la capacitancia "ON", pero aumentará el la capacitancia "OFF" por lo tanto se degradará la pérdida de inserción del interruptor en el estado "OFF". La capacitancia "OFF" puede mejorarse mediante el aumento de la altura de la distancia entre el puente y el parche del dieléctrico, pero, tal como ya hemos indicado, esto aumentará la tensión de accionamiento. Disminuyendo el espesor de la capa dieléctrica se aumentará la relación de la capacitancia [27], sin embargo, se reducirá la tensión de ruptura.

La relación C_{ON}/C_{OFF} representa la capacidad del conmutador en aislar una señal, y se puede aproximar considerando $h_d \ll h_g$ [26] es decir:

$$\frac{C_{ON}}{C_{OFF}} = \frac{\epsilon_{die} h_g}{h_d} \quad (3.19)$$

Para proporcionar un buen aislamiento hasta varios GHz, una proporción de 100 suele ser suficiente [53]. Los valores calculados para el diseño son $C_{ON} = 142.78 \text{ pF}$ y $C_{OFF} = 79.28 \text{ fF}$. Por lo tanto, el diseño cuenta con una relación $C_{ON}/C_{OFF} = 1800$.

3.3 Problemas de materiales

Las propiedades mecánicas de los materiales se deben a su microestructura (monocristalino, policristalino, amorfo, etc ..) y éstas, a su vez dependen de la tecnología y los parámetros de procesamiento usadas en la construcción del interruptor de MEM. Las películas delgadas de los superconductores de alta temperatura poseen una gran ventaja sobre los metales convencionales usados en los dispositivos, y están en términos de resistencia de la superficie (R_s) y de las capacidades de manejo de potencia [27, 52-57]. La mayoría de los dispositivos MEMS son independientes del substrato [12], pero la exigencia de crecimiento epitaxial del superconductor YBa₂Cu₃O₇ limita la elección del mismo.

La estructura del material perovskita LaAlO_3 satisface los requisitos de crecimiento de la película epitaxial [58], y también el LaAlO_3 tiene buenas características de microondas, funcionamiento en frecuencia de con una constante dieléctrica relativa de 24.5. Un valor dieléctrico relativamente alta del LaAlO_3 es una ventaja para la miniaturización de circuitos.

La elección del material dieléctrico para el interruptor es importante, debido a que esta determina la cantidad de capacitancia disponible en el estado "ON" y la tensión de ruptura del interruptor durante la acción [59, 60]. El dieléctrico BaTiO_3 fue elegido por su compatibilidad con la película $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ y por sus características de microondas, sino también. El parche dieléctrico BaTiO_3 utilizado tiene una constante dieléctrica relativa ϵ_r superior de 300, y por lo tanto, proporciona una alta capacitancia "ON".

3.4 Problemas mecánicos

La estructura mecánica del sistema es un puente. Este afectará directamente la acción del interruptor en función de la tensión de accionamiento. El oro fue elegido para el puente debido a su alto módulo de elasticidad ($E = 80 \text{ GPa}$) y su baja resistividad ($10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$) a temperatura criogénica.

La fuerza electrostática es el método más común para lograr el accionamiento de los dispositivos MEMS [61]. Para mover la membrana, una tensión DC se aplica entre el conductor central del resonador y la membrana. La fuerza electrostática resultante mueve de la membrana hacia el línea de transmisión de resonador. Cuando la tensión de polarización se desactiva, el material intrínseco de la membrana regresa a su posición original.

La frecuencia fundamental de la vibración mecánica resulta ser descrita en términos del coeficiente de amortiguamiento (masa y constante de resorte). Las ventajas de los micro-resonadores pasivos de RF fueron señalados por Nathanson [62]. Un modelo electromecánico puede aproximar la capacitancia entre el área de conductor central y la membrana como variable del condensador (fig. 3.2). Esto se realiza por la relación entre las propiedades mecánicas de materiales y las dimensiones de la membrana como una forma constante de resorte [27]. El módulo de elasticidad y la geometría del material del puente

determinarán la tensión de umbral y la frecuencia de resonancia. Observe que la tensión de accionamiento depende más del módulo de Young que de la constante dieléctrica.

Por lo tanto, lo obtenido en la reducción de la tensión mediante la selección de un material de constante dieléctrica mayor no es tan grande como la selección de un material de menor módulo de elástico [9]

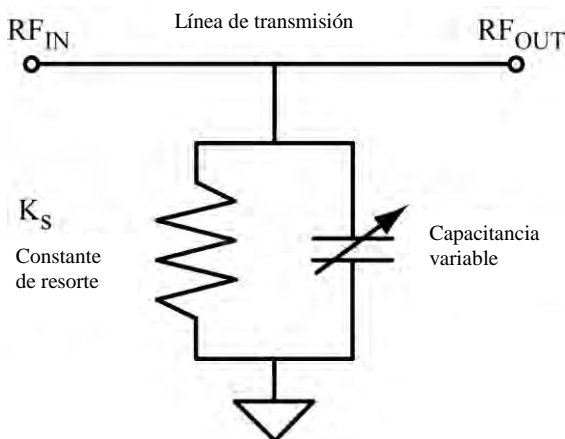


Fig. 3.2: Circuito del interruptor modelado

La capacitancia entre las dos placas se relaciona con el trabajo realizado por el sistema, y la fuerza debida a la capacitancia está relacionada con el trabajo a la fuerza y el desplazamiento [63]; es decir:

$$W = -\frac{1}{2}CV^2 = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_{eff} V^2 A}{g} \quad (3.1)$$

$$\Delta W = F\Delta x \rightarrow F = \frac{\Delta W}{\Delta x} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_{eff} V^2 A}{x^2} \quad (3.2)$$

donde W es el trabajo, V es el voltaje a través de las placas del condensador, ϵ_{eff} es la constante dieléctrica, A es el área superficial, g es la altura entre la membrana y el dieléctrico y F es la fuerza. La carga distribuida P es igual a la fuerza dividida por el área de la superficie, es decir:

$$P = \frac{F}{A} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 \epsilon_r V^2}{x^2} \quad (3.3)$$

La distribución de la carga total se puede calcular, suponiendo una superficie perfectamente plana por la fuerza de atracción electrostática, es decir:

$$F_{elec} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \frac{q_1 q_2}{g^2} \quad (3.4)$$

Mediante la combinación de (3.3) y (3.4) y la posterior integración de la distribución de carga sobre el área de superficie, se podrá calcular la tensión de tracción hacia abajo del interruptor, tal como sigue [64]:

$$V_p = \sqrt{\frac{8K_s g_0^3}{27\epsilon_0 W w}} \quad (3.5)$$

donde g_0 ($3 \mu\text{m}$) es la altura entre el dieléctrico y el puente, W (0.164 mm) es el ancho del conductor central, w (0.164 mm) es el ancho de la membrana del puente, ϵ_0 ($8.85 \times 10^{-12} \text{ C}^2\text{-N}^{-1}\text{-m}^{-2}$) es la permitividad del espacio libre donde la constante de resorte está dada por:

$$K_s = \frac{32Et^3 w}{L^3} + \frac{8\sigma(1-\nu)tw}{L} \quad (3.6)$$

donde t ($0.3 \mu\text{m}$) es el espesor de la membrana, L (0.7 mm) es la longitud de la membrana, E (80 GPa para Au a $T = 300 \text{ K}$) es el módulo de Young del material de la membrana, σ (15 MPa a $T = 300 \text{ K}$) es la tensión residual de la membrana y ν es el coeficiente de Poisson (0.44 por Au) del material de la membrana [65]. La tensión de tracción hacia abajo del diseño se calculó en 13 V .

De la ecuación (3.5), vemos que la tensión de tracción hacia abajo del puente está afectada principalmente por el cubo de la separación entre el puente y el dieléctrico (g_0), y el resorte de membrana constante (K_s). Si se tiene un espacio menor entre el puente y el dieléctrico se reducirá el voltaje de accionamiento pero se incrementará la cantidad de pérdida de inserción en la posición "OFF" (fig. 3.3). En cuanto a la ecuación (3.6), la

constante de resorte depende del módulo de elasticidad del material elegido, la tensión residual del puente (a su vez que dependen de parámetros de deposición), y en las dimensiones del puente. Tener un puente más largo y más delgado disminuirá la tensión de accionamiento requerida, pero resultará en una conmutación de la velocidad más lenta [66].

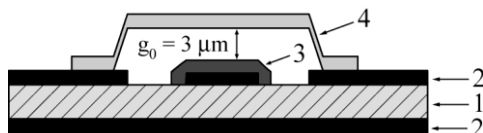


Fig. 3.3: Perfil del interruptor, su dimensión y sus materiales, 1- LaAlO_3 , 2 - $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$, 3 - BaTiO_3 , 4 – puente de oro

3.5 Simulaciones

Antes de la fabricación, las simulaciones se realizaron con el software *Sonnet™ electromagnetic simulation suite*. Estas simulaciones apoyaran en comprender el diseño inicial y optimizar el diseño final del resonador "T" y su respuesta. Sonnet es un software de análisis electromagnético de onda completa. Para utilizarlo, se requiere una descripción física del circuito, con parámetros tales como el diseño y las propiedades de los materiales de metal y los dieléctricos; también emplea un análisis electromagnético basado en las ecuaciones de Maxwell, este incluye todos los parásitos de acoplamiento y los efectos de resonancia [53]. Sonnet no es tan preciso para materiales superconductores de alta temperatura, por lo tanto el superconductor se modela como un conductor perfecto con $R_{DC} = 0$ y efecto pelicular igual a $\lambda_L = 3 \times 10^{-4}$.

Todas las simulaciones se llevaron a cabo en el rango 1 GHz - 7 GHz, para ver el comportamiento del interruptor y del resonador. En la simulación se analizó solamente las salidas S_{11} y S_{21} del analizador de frecuencia. En primer lugar, la estructura "T" del resonador se ha desarrollado para entender y ver su comportamiento. En la simulación, se ve claramente que el dispositivo resuena en la frecuencia de diseño de 3.5 GHz con una punta (Notch) a 40 dB (fig. 3.4.2). La longitud de resonancia corresponde a media longitud de onda de la frecuencia de diseño. La estructura en "T" del resonador se fabricó para ver si

las simulaciones (fig. 3.4) estaban de acuerdo con los resultados experimentales a temperatura criogénica (fig. 3.5). A temperatura ambiente (fig. 3.5.1), el dispositivo no funciona porque no es superconductor, mientras que por debajo de su temperatura de transición (77 °K para el $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$) se ve la resonancia (fig. 3.5.2, 3.5.3).

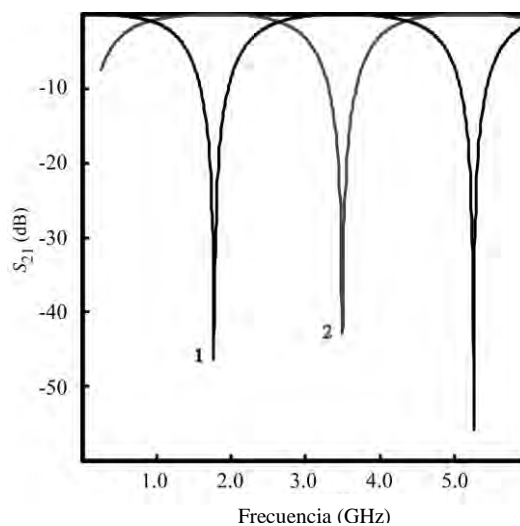


Fig. 3.4: Resonador "T" simulado: 1 - sin conexión a tierra, 2 – con conexión a la tierra

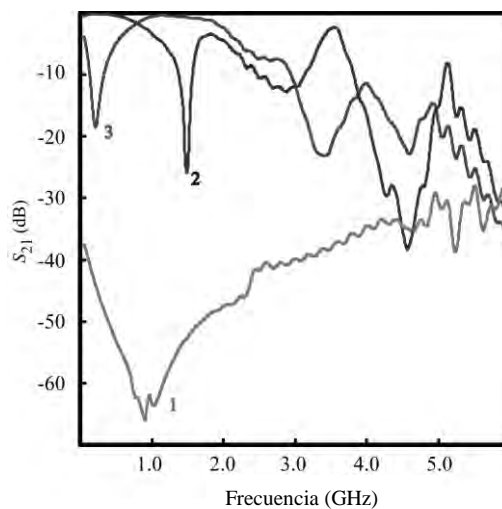


Fig. 3.5: "T" resonator: 1 – 293 K, 2 – 14 K ungrounded, 3 – 14 K grounded

La frecuencia Notch que aparece en 3.45 GHz con una atenuación de 23 dB, es debido a las tolerancias de fabricación y de las pruebas experimentales. Sin embargo, si 3.5

GHz sería un requisito estricto, la sintonización del dispositivo fabricado sería necesaria. Con el fin de lograr este ajuste se utiliza la siguiente relación:

$$l_T = l_o \frac{\text{Frecuencia obtenida}}{\text{Frecuencia deseada}} \quad (2.12)$$

Donde l_T es la longitud sintonizada y l_o es la longitud obtenida. Esta relación se multiplica por la longitud del resonador previamente fabricado; esta nueva longitud traería la frecuencia central más cerca de la frecuencia deseada de 3.5 GHz. Resonancias mayor que 4 GHz aparecen y su presencia puede deberse a la estructura desarrollada para esta medición. La diferencia en la atenuación entre los resultados simulados y experimentales se debe a las pérdidas en el plano de tierra, los puertos de SMA, y en las conexiones del puerto con el indio. Además, las simulaciones suponen materiales ideales sin pérdidas.

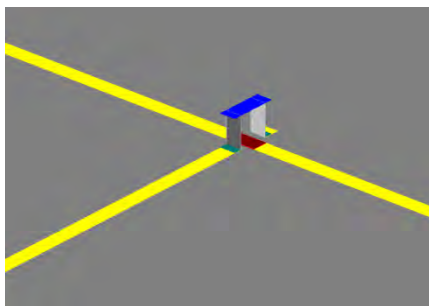


Fig. 3.6: Vista 3D de Sonnet

Una vez que la respuesta en frecuencia del resonador "T" demostró ser muy aceptable, la estructura de conmutador MEMS se insertó en la simulación. Como no fue posible simular el movimiento mecánico del puente en Sonnet, dos simulaciones fueron necesarias: una para la posición "OFF" de la membrana y otra para la posición "ON". La estructura del puente se consigue teniendo una capa dieléctrica de aire ($3 \mu\text{m}$ de espesor) con vías que van desde la capa superior que contiene la metalización puente de oro al substrato, tal como se ve en fig. 3.6.

Las simulaciones iniciales mostraron excesivas resonancias inesperadas, estas resonancias no deseadas se deben a una conexión a tierra (geometría del diseño). Estas

resonancias se han eliminado con otra manera de conectar la tierra en el diseño inicio. La simulación final se ve en la fig. 3.7.

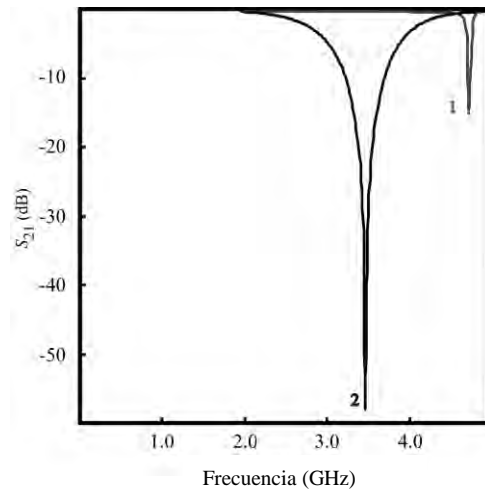


Fig. 3.7: Simulación de "OFF" y "ON" del interruptor, 1 – "OFF", 2 – "ON"

CAPITULO IV FABRICACIÓN

4.1 Introducción

En el principio de la década de los setentas surgieron los sistemas microelectromecánicos con la ayuda del desarrollo de los circuitos integrados (IC) y sus procesos de fabricación. Las técnicas de fabricación incluyen los métodos de arriba hacia abajo (top-down), en los que se construye desde el grande al pequeño, y los métodos de abajo hacia arriba (bottom-up), en los que se construye desde lo pequeño a lo grande. Los métodos incluyen métodos de micro-mecanización y métodos basados en litográficos, así como los no-litográficos para la miniaturización y la fabricación de los MEMS. En los métodos de abajo hacia arriba, los dispositivos y sistemas se montan a partir de sus elementos primarios. Este método ofrece la posibilidad de producir nuevas funciones. El micro maquinado ha convertido los dispositivos MEMS tales como sensores y actuadores en la tecnología fundamental para la fabricación.

El micromaquinado incluye tres tecnologías principales que se utilizan en la fabricación de dispositivos MEMS, que son:

- (1) micro mecanizado del substrato,
- (2), moldeamiento, que los procesos de LIGA y
- (3) micro mecanizado de la superficie.

4.2 Máscara de diseño y fabricación

Después de todos los cálculos para el diseño de la geometría del resonador, se desarrolló cuatro (4) máscaras los cuales se muestran en la fig. 4.1; estos son necesarias para un ciclo completo de fabricación del dispositivo. La primera máscara es la de la línea de

transmisión superconductor y del resonador. La segunda máscara es para la capa del dieléctrico BaTiO_3 . La tercera máscara es para la capa superficial del puente, y la última máscara es para el puente de oro.

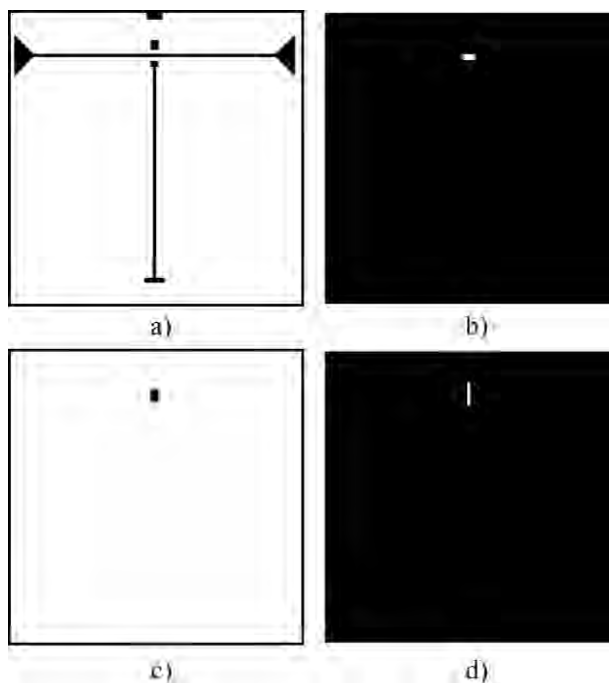


Fig. 4.1: Conjunto de máscaras utilizadas para la fabricación (a) línea de transmisión y resonador $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$, (b) capa dieléctrica BaTiO_3 , (c) capa superficial de PMGI, (d) máscara del puente oro

Las máscaras se diseñaron con Adobe Illustrator TM e impresas en un negativo reducido 10 veces las dimensiones de circuitos reales. Después, las impresiones fueron fotografiadas utilizando una cámara Nikon F3 de 35 *mm* convencional en blanco y negro. La cámara estaba montada en un brazo vertical a una distancia de veces reducidas en su imagen en la película de 35 *mm*. La película se desarrolló en una cámara oscura utilizando técnicas normales de desarrollo en blanco y negro.

4.3 Deposición por láser pulsado

Anteriormente, se indicó que el substrato LaAlO_3 tiene una estructura perovskita y cumple con los requisitos para el crecimiento epitaxial de la película $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ [54, 67], y posee una buena respuesta en alta frecuencia. Las películas delgadas de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ son producidas con la técnica de deposición por láser pulsado (PLD) (anexo a).

La fabricación del dispositivo comienza con una oblea LaAlO_3 con un diámetro de 3 pulgadas lo cual se corta con una sierra, en cuadrados de $15 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$; cada uno de ellos recibió una limpieza mecánica antes de recibir un baño de ultrasonido con acetona, alcohol, y agua desionizada (DI) durante 5 minutos. Los pasos de la fabricación se ven en la fig. 4.3 y se describen en las siguientes páginas.

Para realizar una deposición de la película delgada de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ se utilizó un láser Nd:YAG de conmutación Q con una longitud de onda de 532 nm y pulso de 10 ns . Tanto el sistema de láser como el sistema de reloj son controlados por diferentes programas de Labview. Cuando el sustrato está limpio de impurezas, se coloca en la cámara del sistema. Cuando la cámara está cerrada, se subsiona el aire con el apoyo de una bomba mecánica seguida por una bomba turbo ($5 \times 10^{-6} \text{ Torr}$). Cuando la temperatura está igual a $820 \text{ }^\circ\text{C}$ en la cámara, el sustrato está listo para recibir la película delgada de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$. Las temperaturas durante la deposición de la película son las siguientes: $820 \text{ }^\circ\text{C}$ durante 10 minutos, $800 \text{ }^\circ\text{C}$ durante 10 minutos, $780 \text{ }^\circ\text{C}$ durante 20 minutos, y finalmente $760 \text{ }^\circ\text{C}$ durante 80 minutos. Después de la terminación de la deposición, la cámara se llena con oxígeno a una presión superior a 300 Torr , y el sustrato se deja enfriar. Cuando la cámara está fría, se gira el sustrato y se recibe el $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ a una temperatura de $760 \text{ }^\circ\text{C}$ para obtener un revestimiento de doble cara de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ (Fig. 4.3a). Después de terminar la deposición, una muestra se analiza para determinar la resistencia de la película depositada.

4.4 Línea de transmisión y resonador $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$

El sustrato LaAlO_3 ha recibido un revestimiento de doble cara de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ y ahora está listo para definir el diseño del sistema. Primero, una capa de fotorresistencia (AZ5214) se coloca en la parte posterior del sustrato para tener cobertura completa de la parte inferior $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ (importante para una prueba a futuro) y es puesto en un horno de convección a $90 \text{ }^\circ\text{C}$ durante 40 minutos. Se usa 2 gotas de fotorresistencia a 3000 rpm durante 30 segundos y se coloca en el horno durante 30 minutos, seguido por una segunda

capa idéntica que nuevamente se coloca en el horno durante 40 minutos. El uso de doble capa de fotorresistencia ayuda a producir un patrón más limpio. El sustrato se expone debajo de una luz UV con una longitud de onda de 365 nm y una intensidad de 1.1 mW/cm² durante 3 minutos usando la máscara de línea de transmisión (fig. 4.1a). El sustrato se desarrolla en una solución con relación de 1:4 de AZ400K desarrollador de agua DI.

El sustrato se examina con el microscopio para determinar si el patrón está bien. Si se detectan irregularidades o se observa que la línea de transmisión está cortada, el sustrato se elimina utilizando acetona y se repite nuevamente el proceso. Utilizando un 3% de ácido acético (CH₃COOH) se saca la película grabada de YBa₂Cu₃O₇ (~ 5 minutos), el sustrato se observa bajo el microscopio para ver si todo el YBa₂Cu₃O₇ no deseado se ha retirado y si el sustrato está limpio. Si el sustrato no está perfectamente limpio, se coloca nuevamente en la solución de ácido acético. Cuando el sustrato cumple con el requisito de limpieza, la fotorresistencia se elimina utilizando acetona. Finalmente, la muestra se enjuaga con agua DI y se seca con nitrógeno (N₂) (fig. 4.3b).

4.5 Proceso para la capa del dieléctrico BaTiO₃

4.5.1 Proceso de liftoff

El proceso comienza colocando dos capas de fotorresistencia: una con una fotorresistencia gruesa (AZP4620) que gira a 3000 rpm durante 10 segundos y a 4400 rpm durante 30 segundos. La fotorresistencia se expone a luz UV durante 4 minutos; esto hará que la capa sea soluble en el revelador y garantizará un perfil adecuado, el cual es un requisito fundamental para un liftoff impecable (fig. 4.3c). La capa superior (AZ5214, 3000 rpm durante 30 segundos) se expone durante 3 minutos a través de la máscara del parche del dieléctrico (fig. 4.1b). El sustrato se coloca en una solución 1:4 con agua DI. Después de una rápida comprobación bajo un microscopio para determinar si toda la fotorresistencia ha sido limpiada de la cavidad, la muestra está lista para recibir el dieléctrico BaTiO₃ en el sistema de pulverización catódica de RF.

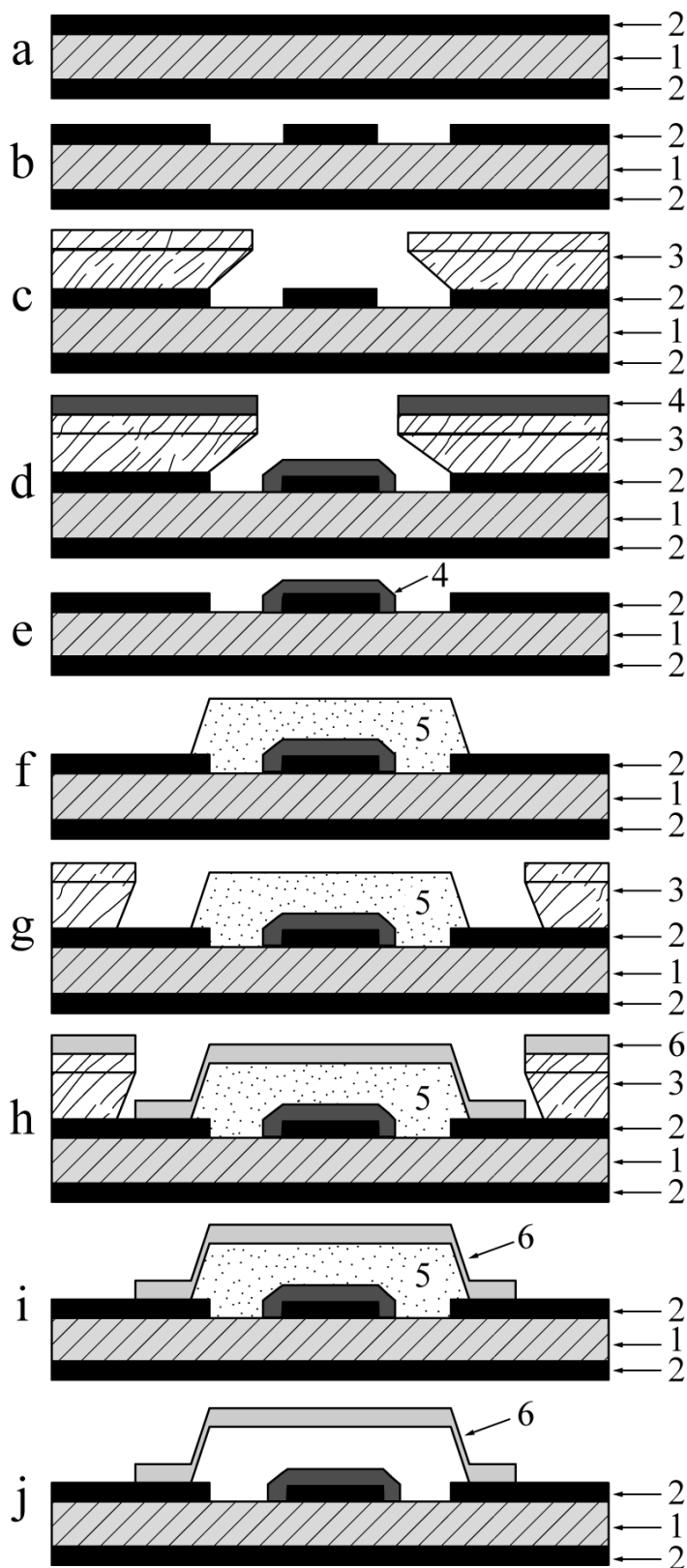


Fig. 4.3: Sección transversal de la fabricación del interruptor. 1 - LaAlO₃, 2 - YBa₂Cu₃O₇, 3 - fotorresistencia, 4 - BaTiO₃, 5 - PMGI, 6 - Au

4.5.2 Sistema de pulverización por rayos catódico de Rf

El substrato se coloca en la cámara de pulverización catódica de RF (fig. 4.4). La cámara se inclina hacia abajo a una presión de 9.5×10^{-6} Torr (anexo B). El gas argón se hace fluir en la cámara durante 2 horas a través de un controlador de flujo. El flujo del argón se utiliza para establecer la presión de pulverización catódica en la cámara. La muestra se somete a 3 horas de pulverización con una potencia RF de 80 vatios a una distancia de 9 cm (fig. 4.3d). Cuando se termina este proceso, la limpieza del BaTiO_3 se lleva a cabo con acetona a $50\text{ }^\circ\text{C}$ (Fig. 4.3e).

4.6 Capa de sacrificio de PMGI

El soporte utilizado por el puente se hace con un polímero (PMGI SF15) que tendrá un grosor de $3\text{ }\mu\text{m}$. La función de la capa de sacrificio es un paso crucial, debido a que esta etapa dará la forma final del puente del dispositivo MEM. Cuando se aplica tensión, se tendrá un efecto mecánico y en el rendimiento eléctrico del interruptor. Para minimizar las irregularidades en la película delgada, el polímero PMGI se modela en dos capas como sigue: la primera capa de PMGI se centrifuga a 3000 rpm durante 10 segundos y a 4500 rpm durante 30 segundos y se coloca en un horno a $90\text{ }^\circ\text{C}$ durante 20 minutos y en un segundo a $210\text{ }^\circ\text{C}$ durante 5 minutos, seguido por una segunda capa similar, durante 20 minutos y 10 minutos. La capa de sacrificio recibe también una capa de fotorresistencia AZ5214 en la parte superior que se hace girar a 3000 rpm durante 30 segundos y se lleva al horno durante 30 minutos. Entonces, la capa de sacrificio se modela con la máscara de capa de sacrificio durante 3 minutos (fig. 4.1c). El substrato se deja en una solución de 1:4 con AZ400K hasta que todo el PMGI no deseado se elimina (entre 15 a 22 minutos). Por último, se efectúa una prueba de verificación con un microscopio para ver que todo el PMGI se ha limpiado del substrato y de la línea de transmisión (fig. 4.3f).

4.7 Puente y deposición de oro

La estructura del puente de oro también requiere un “perfil perfecto”, por lo tanto el mismo sistema de doble capa de fotorresistencia, tal como se utiliza para el BaTiO₃, se vuelve a utilizar aquí usando la máscara de oro (fig. 4.1d), tal como se muestra en (Fig. 4.3 g). Tener un perfil adecuado es un requisito crucial para este paso. El desarrollo de la capa con mucho tiempo afectará el polímero PMGI con el AZ400K y finalmente comenzará a deteriorar su perfil. Si esto ocurre tanto en la capa de sacrificio y el puente se tendrán que hacer nuevamente.

La deposición de oro se lleva a cabo utilizando un sistema de calentamiento resistivo con un filamento de tungsteno en una cámara de vacío, que es asociada a una bomba turbo que es capaz de alcanzar una presión base de deposición por debajo de los 10⁻⁵ Torr (fig. 4.3h). La película de oro depositada es del orden de 0.1 a 0.25 μm de espesor. La muestra se coloca en un baño de acetona a 50 °C para la limpieza final y se seca con N₂ (Fig. 4.3i).

4.8 Liberación del puente

La última etapa es crucial en el proceso de fabricación, debido a que si no está bien desarrollado se pueden tener problemas asociados con la producción de una estructura libre de fricción estática y el colapso del puente. Anteriormente, un proceso de liberación seco utilizando un sistema de plasma de RF con O₂ se utilizó para la liberación del puente, sin embargo, este método tiene un bajo rendimiento debido principalmente a la incapacidad del plasma en penetrar profundamente la estructura del puente. Este proceso ha producido puentes parcialmente liberados. Un cambio de proceso de liberación de método seco a húmedo utilizando un removedor de PMGI (Nano PG Remover™) y un proceso de secado de punto crítico de CO₂ demostró ser superior. La muestra se coloca en el baño durante 1 hora y después se coloca en acetona durante 20 minutos. La acetona aquí actúa como un fluido intermedio. La muestra se coloca luego en un secado de punto crítico EMS (anexo C) a 5 °C y la cámara se llena con CO₂ líquido, entonces se purga y se repite el proceso para

asegurar que toda la acetona restante se sustituye con CO_2 . La cámara es llevada entonces hasta el punto crítico del CO_2 (31.1 °C, 74 bar), seguido por una limpieza lenta a la atmósfera (fig. 4.5). El puente está ahora libre y la fabricación del dispositivo está completo (Fig. 4.3j). Los dispositivos fabricados se muestran en la fig. 4.6 y las fichas del proceso de fabricación esta detallado en el anexo E.

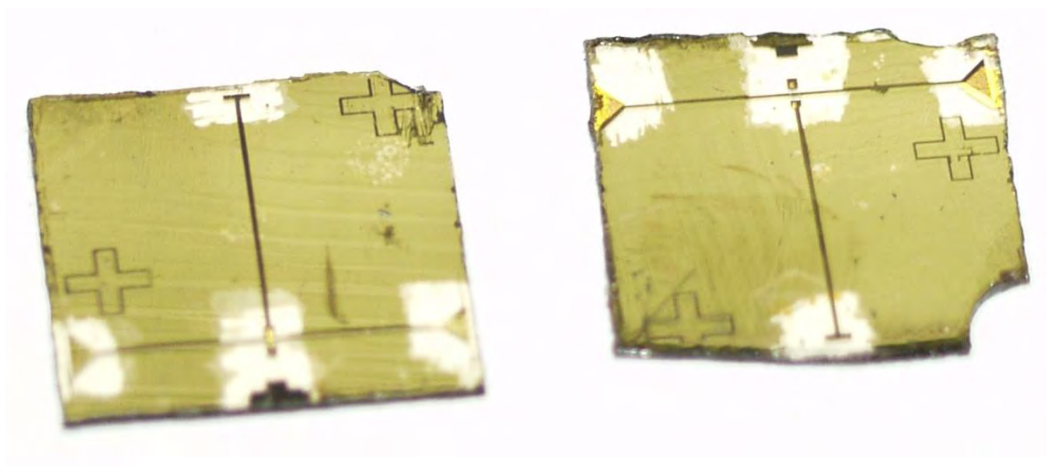


Fig. 4.6: Dispositivos fabricados

CAPITULO V RESULTADOS

5.1 Estructura del $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$

En 1987, se informó acerca del primer superconductor, el cual trabajaba con una temperatura crítica T_c mayor que el punto de ebullición del nitrógeno líquido (77 °K) era el $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$, el cual es un superconductor de tipo II. Un elemento clave en el comportamiento de estos materiales es la presencia de planos que contienen cobre y átomos de oxígeno unidos químicamente entre sí. Un dibujo de la estructura molecular de las células del $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ se muestra en la fig. 5.1, donde la celda unitaria es ortorrómbica con $a = 3.82 \text{ \AA}$, $b = 3.89 \text{ \AA}$, y $c = 11.68 \text{ \AA}$.

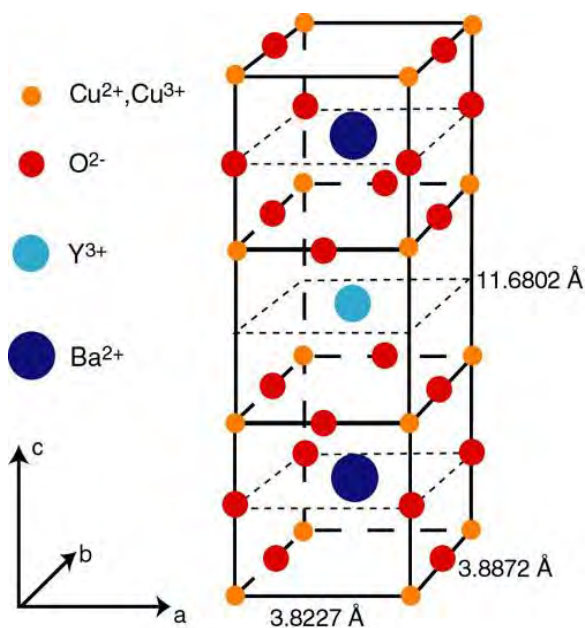


Fig. 5.1: Estructura del $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$

Los superconductores hechos con $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$, también conocidos como compuestos 1-2-3 y son muy sensibles al oxígeno. Debido a que, sin perder su estructura cristalina, cambian de un semiconductor ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{6.5}$) a superconductor ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$).

Por debajo de la temperatura superconductor de transición, la resistividad de un superconductor es cero. Los superconductores hechos con diferentes materiales tienen diferentes valores de T_c . La temperatura de transición del $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ usado se muestra en la fig. 5.2.

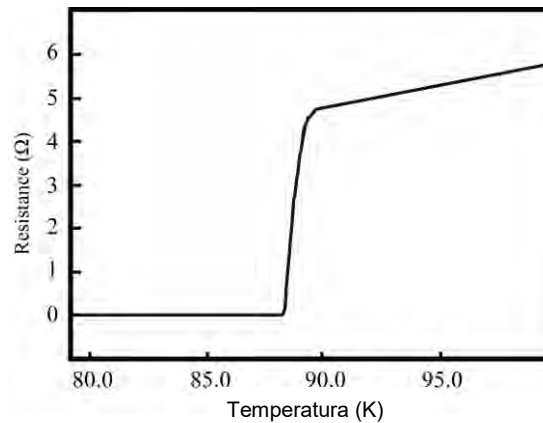


Figure 5.2: Dependencia de la resistencia vs. temperatura para la película depositada PLD del superconductor $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$

5.2 Instalación del dispositivo y pruebas

Después de la fabricación, el dispositivo es observado con un microscopio para ver la forma del puente de oro y una prueba de continuidad se hace para asegurar que la membrana de oro no ha caído encima de la línea de transmisión. A continuación, el dispositivo se monta en un soporte de ensayo de aluminio (Fig. 5.8). El aparato está equipado de conectores SMA que hacen contacto con los puertos del dispositivo utilizando Indio y está conectado a un analizador de redes Agilent 8720ES capaz de operación de 50 MHz a 20 GHz .

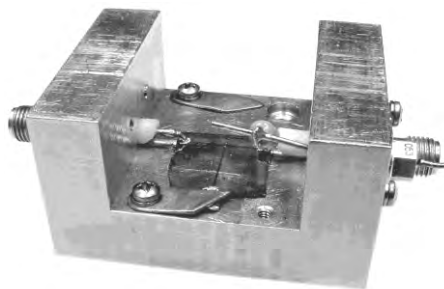


Fig. 5.8: Interruptor fabricado en su estructura de prueba

Antes de montar el aparato de prueba, el analizador de redes se debe calibrar los puertos para que se pueda ir hacia atrás las pérdidas de líneas de alimentación y los condensadores de bloqueo de CC de los datos medidos. Una vez que se concluye la calibración, el soporte de ensayo se monta en una cámara de refrigeración cerrada Janis. Después de conectar el analizador de red, los puertos de SMA, y el aparato de prueba, la cámara se cierra y esta se enfría hasta 14 °K con un criobomba.

La tensión de acción se alimenta a través de una resistencia de 2.2 K Ω que está soldada a uno de los contactos del puerto de SMA. Esta resistencia limita la corriente que va al dispositivo y protege el analizador de red de cualquier pico incontrolado de la tensión de control de la membrana. La cámara está equipada con un controlador de temperatura Lakeshore y una fuente de alimentación HP E3612A capaz de suministrar una tensión de polarización de 136 V. La tensión de control se aplica entre la línea de transmisión y el puente que utiliza una red resistiva (5.3 M Ω en total) con el fin de limitar el flujo de corriente en el caso de la ruptura del dieléctrico o el colapso del puente.

5.3 Desempeño del sistema.

Antes que el dispositivo se enfríe a temperaturas criogénicas (anexo D), el interruptor se acciona a temperatura ambiente para asegurar que el puente ha sido debidamente liberado. La tensión en todos los dispositivos de la prueba fue en el intervalo de 7-25 V, los cuales están bien dentro de los límites del valor de diseño previsto de 10.3 V.

Las respuestas S_{21} de dos dispositivos probados se muestran en fig. 5.10. Se puede apreciar que el circuito a 14 K corresponde con la línea de transmisión de 50 Ω . La pérdida de inserción de los dispositivos es inferior a -1 dB hasta 4 GHz a pesar de una resonancia en 2 GHz de -1.5 dB (Fig. 5.10.a.2). Se puede ver también que en la simulación hay una resonancia a 4.75 GHz de 12 dB y que en el resultado experimental se demuestra también la misma resonancia. Esta resonancia es debida a la carga parasitaria de la capa de BaTiO₃, la estructura de la membrana de oro y la pérdida de inserción del dispositivo físico real. Las pérdidas observadas en frecuencias mayores a 4 GHz se deben a la

estructura de la prueba, los conectores SMA y la energía radiada causada por la línea de transmisión que actúa como una pequeña antena. Observando la fig. 5.10.b, la pérdida de inserción es inferior a -1 dB hasta 2 GHz y una ganancia aparente se produce a partir de 2.5 GHz a 3.5 GHz.

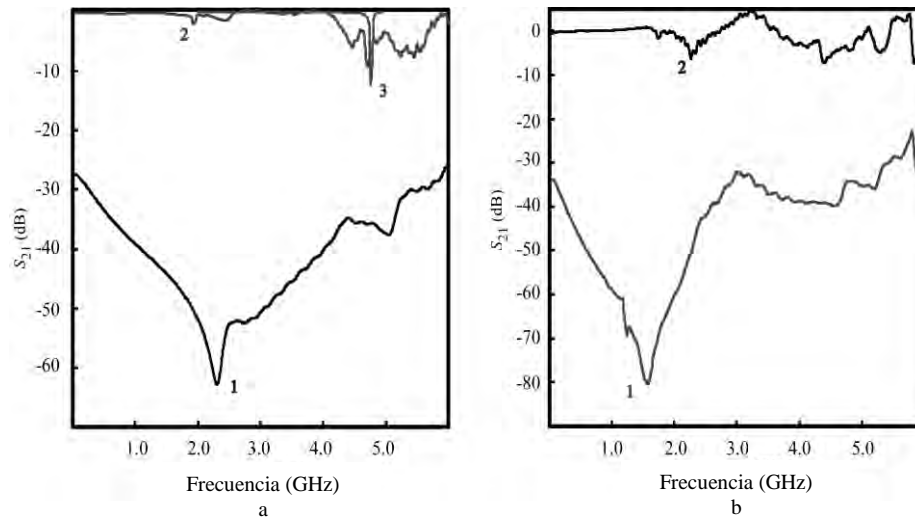


Fig. 5.10: Transición del dispositivo superconductor en la posición "arriba – OFF" 1 - $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$, 2 - $T = 15 \text{ }^\circ\text{K}$, 3 – Simulación

La tensión necesaria para accionar el puente a temperatura criogénica necesita un incremento significativo en comparación a la tensión de accionamiento hacia abajo calculada a 10.3 V a temperatura ambiente. Los primeros signos de la acción a los 14 K fueron a 22 V (fig. 5.11.a.2). Este aumento de la tensión se debe a la rigidez del oro a bajas temperaturas. Además, el modelo asume un condensador ideal y placas planas paralelas, pero la membrana fabricada no es perfectamente plana (fig. 5.12).

Una curvatura en el borde del puente añade complejidad en el cálculo y se ha omitido durante el diseño. El interruptor funcionó más de 100 veces y mostró la misma respuesta, sin una degradación aparente hacia el puente, incluso después de calentamiento. El puente del dispositivo está cambiando a 80 V con una resonancia a 3.65 GHz, que es 150 MHz lejos de la frecuencia de diseño de 3.5 GHz (Fig. 5.11.a.3). Esto demuestra que el trabajo concuerda con el cálculo convencional. El puente fue accionado con una tensión de 80 V, el aumento de la tensión más allá de ese punto y el cambio resultante en la frecuencia

de resonancia se ha atribuido al BaTiO_3 (Fig. 5.11.b.3). El BaTiO_3 cambia su constante dieléctrica si se aplicada una tensión. Esto conduce a un cambio en la capacitancia y por lo tanto aumenta la carga capacitiva del resonador, lo que resulta en el desplazamiento (en este caso reducción) de la frecuencia de resonancia. Esto puede ser modelado como un condensador variable que se está cargando en la estructura del resonador; cambiando así la longitud eléctrica del resonador.

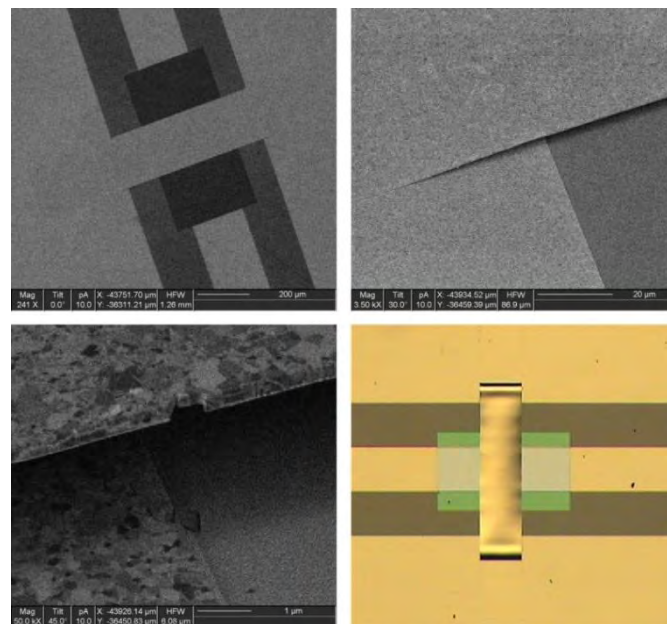
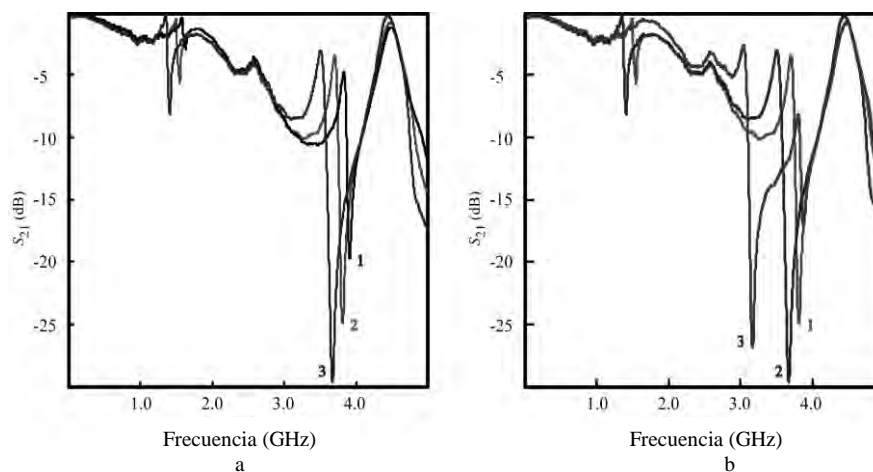


Fig. 5.12. Imágenes SEM de un interruptor MEMS, (arriba a la izquierda) vista superior del interruptor MEMS, (arriba a la derecha) Zoom del interruptor en la posición "OFF", (abajo a la izquierda) altura del puente de $3\mu\text{m}$, (abajo a la derecha) imagen microscópica del conmutador MEMS; se puede ver que el interruptor está en su posición hacia arriba y es ondulado



Una comparación de los datos experimentales y simulados se presenta en la Fig. 5.12. El resultado experimental muestra una resonancia en 3.65 GHz, lo cual está 150 MHz alejado de la frecuencia de diseño en 3.5 GHz; puede suponerse que esto se debe a la carga parasitaria de la capa de BaTiO₃, así como la estructura de la membrana de oro. La discrepancia en el valor de S_{21} entre la simulación y los resultados experimentales se deben a la pérdida de inserción del dispositivo físico y el soporte del dispositivo, los cuales no se incluyeron en la simulación.

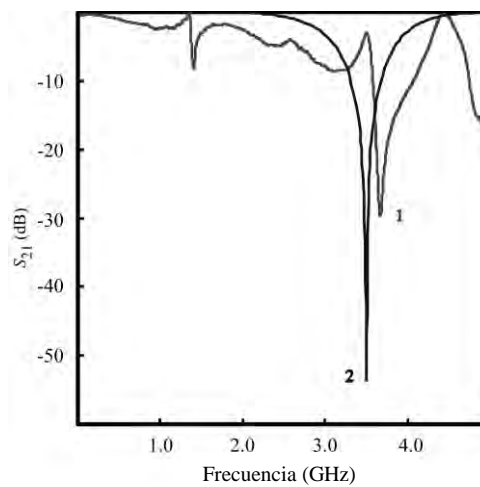


Fig. 5.12: Comparación simulación / respuesta experimental. 1 - Experimental, T = 26 K, V = 80V, 2 - Simulación

CONCLUSIONES

En este trabajo, una visión general de la tecnología MEMS y sus aplicaciones en la vida cotidiana se ha presentado. La tecnología MEMS está revolucionando el campo de las telecomunicaciones debido a la reducción de su tamaño y peso, bajas pérdidas de inserción, bajo consumo de energía y el alto aislamiento de estos dispositivos. Hoy en día, los científicos realizan estudios de tecnologías en dimensiones micro y nano y tienen como reto mejorar los dispositivos cambiando solo las propiedades de los materiales. Los interruptores MEMS son dispositivos fiables [68, 69] y la mayoría de estos usan la fuerza electrostática para controlar una señal de RF y han mostrado ventajas en comparación con los diodos PIN o FETs.

El reciente descubrimiento de los superconductores de alta temperatura nos lleva a un paso gigante hacia el sueño de los primeros científicos. Las propiedades únicas de los superconductores se caracterizan por su resistividad cero y la exclusión completa de su campo magnético como lo explica el efecto Meissner. Las aplicaciones que se desarrollan actualmente son, en su mayoría extensiones de la tecnología actual y utilizan superconductores de baja temperatura, e incluyen dispositivos de protección magnéticos, sistemas de imágenes médicas, sensores infrarrojos, dispositivos de procesamiento de señales analógicas y dispositivos de microondas. La implantación de sistemas MEMS con materiales superconductores de alta temperatura, tales como $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ demuestra que estas dos tecnologías son compatibles y podrían ofrecer dispositivos con un rendimiento excepcional a temperaturas criogénicas.

Las propiedades de los materiales juegan un rol importante en este trabajo. El requisito de tener un crecimiento epitaxial para el superconductor $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ limita la elección del sustrato. En este caso, la estructura cristalina del sustrato es el material

LaAl_2O_3 . La elección de dieléctrico está basada en su alta constante dieléctrica con el fin de aumentar la cantidad de capacitancia disponible en posición del estado "ON", para proporcionar una tensión de ruptura mayor y para que sea compatible con la fabricación en general. Estos requisitos se cumplen con el BaTiO_3 . El material del puente tiene que tener un alto módulo de elasticidad y excelente conductividad eléctrica, en consecuencia fue el oro la elección para el material de la membrana.

La tensión de accionamiento del interruptor depende de la dimensión del interruptor y la altura del puente (distancia entre la membrana y el dieléctrico). Una membrana mayor disminuirá esta tensión, pero aumenta la pérdida de inserción en la posición "OFF". Sin embargo, una membrana más larga reducirá la tensión de accionamiento, lo que se traducirá en un tiempo de conmutación más lento. La altura del puente tiene un efecto dominante en la tensión de accionamiento y afecta la pérdida de inserción en la posición "OFF". Los parámetros eléctricos y mecánicos son importantes para cumplir con los requisitos de diseño del interruptor.

El proceso de fabricación del interruptor fue descrito y también se comentó el aporte de este proceso. Los interruptores tuvieron problemas en la etapa de liberación de la membrana de oro. La liberación final del puente utilizado, uso previamente un proceso de liberación seca utilizando un plasma de RF O_2 ; este método tenía un bajo rendimiento, principalmente debido a la incapacidad del plasma en penetrar profundamente la estructura del puente, lo cual produjo puentes parcialmente liberados. Un cambio de proceso a liberación húmeda utilizando un removedor de PMGI (Nano PG Remover TM) y un secador de punto crítico del CO_2 fue superior, con un aumento del 50% en el rendimiento de la libertad de las membranas.

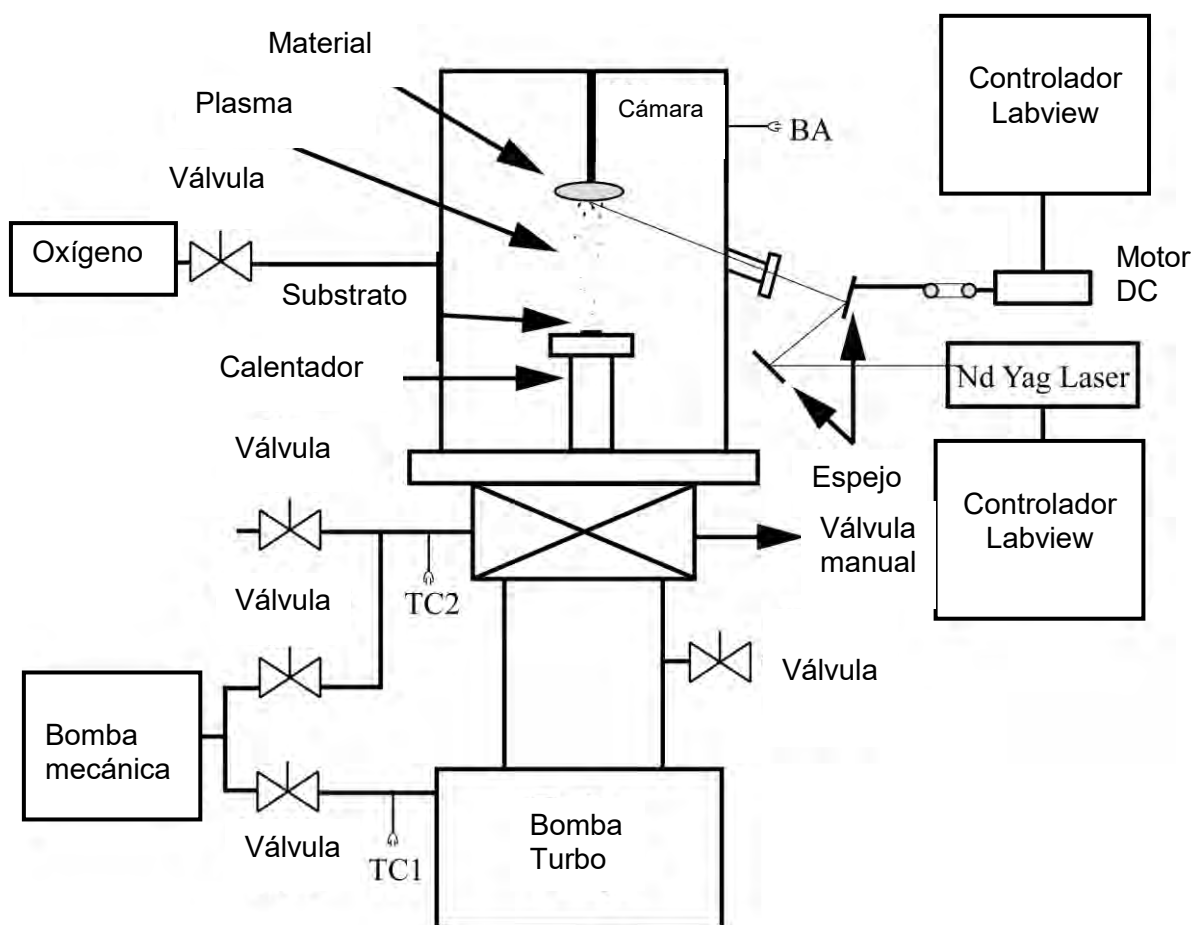
En este trabajo, se presentaron las respuestas S_{21} de los interruptores. Los resultados experimentales concuerdan con la simulación de microondas del software Sonnet. Los dispositivos probados mostraron la transición del superconductor alrededor de

87 K, pérdidas de inserción menor de -1 dB en el intervalo de frecuencia de 4 GHz. La tensión necesaria para accionar el puente a temperatura criogénica mostró un aumento significativo del valor calculado a temperatura ambiente de 10.3 V, con las primeras señales de accionamiento a 14 K estaban en 22 V. El puente del dispositivo estaba completamente aplastado encima del dieléctrico a 80 V y aumentando la tensión más allá los resultados presentaron un cambio de resonancia que se ha atribuido al BaTiO₃. Esto se debe al cambio de la capacitancia efectiva, y es un resultado del cambio de la constante dieléctrica del dieléctrico BaTiO₃. El interruptor funcionó más de 100 veces mostrando consistencia en respuesta sin ninguna degradación aparente para el puente.

La importancia de este trabajo demuestra que la combinación de los superconductores de alta temperatura con conmutadores microelectromecánicos [4, 5, 44, 45, 10-73] es factible. Los interruptores MEMS de RF ya son herramientas útiles y tienen un muy buen rendimiento. Sin embargo, más trabajo puede realizarse para mejorar la producción de interruptores y el ensayo de la vida útil del conmutador.

ANEXO A: Sistema de Deposición por Laser Pulsado (PLD)

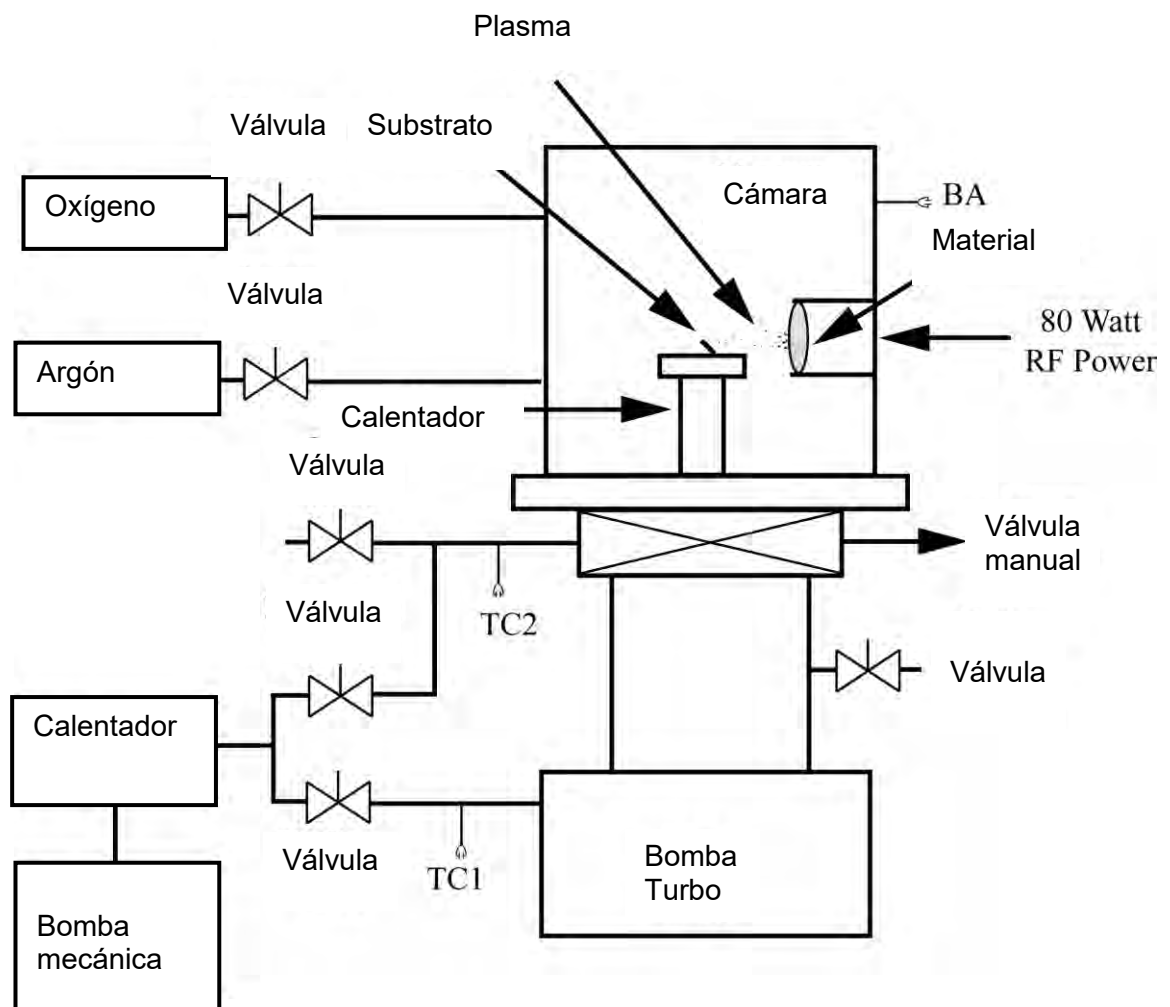
Se utiliza un sistema laser YAG Nd Q Switched, con una longitud de onda λ de 532 nm y un ancho de pulso de 10 ns para depositar el superconductor $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$. El sistema de láser y el sistema de reloj están controlados por dos programas desarrollados en Labview.



Descripción del sistema PLD

ANEXO B: Sistema de pulverización por rayos catódicos de RF

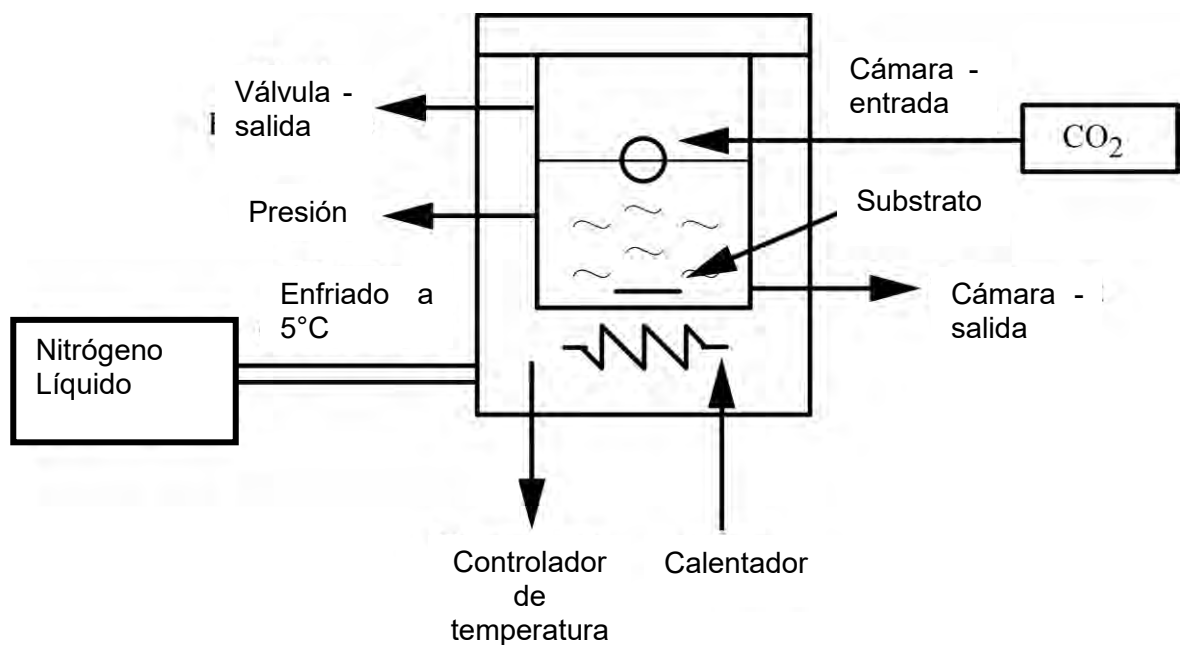
El sistema consiste en una cámara que se bombea hacia abajo por una bomba mecánica seguida por una bomba turbo una presión aproximada de 9.5×10^{-6} Torr. El argón se hace fluir en la cámara durante 2 horas a través de un controlador de flujo. La muestra se somete a 3 horas de pulverización de 80 vatios de potencia RF a una distancia de 9 cm.



Descripción del sistema de pulverización por rayos catódicos de RF

ANEXO C: Sistema del secado de punto crítico

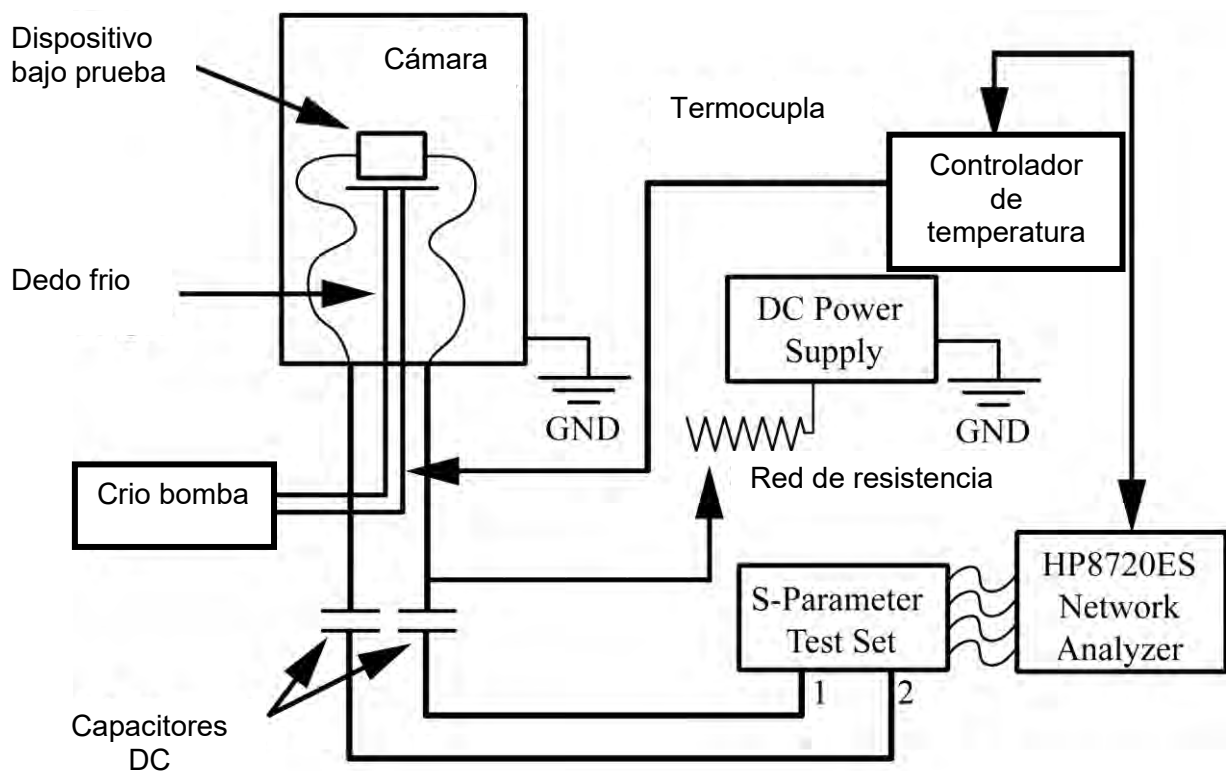
Se utilizo un proceso de liberación húmeda utilizando el PMGI stripper (Nano PG Remover TM) y un secador de punto crítico de CO₂. La muestra se coloca en el baño removedor Nano PG Remover TM durante 1 hora. Posteriormente, la muestra se coloca en la cámara de secado de punto crítico EMS a 5 °C y se llena con CO₂ líquido. La cámara es entonces llevada hasta el punto crítico del CO₂ (31,1 °C, 74 bares) y después es despresurizada a presión atmosférica.



Descripción del sistema de secado de punto crítico

ANEXO D: Sistema de pruebas

El sistema está equipado de una cámara, una crio bomba Janis, de varios conectores que conectan un controlador de temperatura Lakeshore para medir la temperatura, y un HP E3612A (suministro de corriente continua) capaz de proveer una tensión de salida de 136 V, la cual suministra la tensión de polarización. Se utiliza también un analizador de red HP8720ES



Descripción del sistema de pruebas

ANEXO E: Etapas de fabricación

Línea de transmisión		
Identificación:		Fecha:
<ul style="list-style-type: none"> Deposición del superconductor 		
Tiempo: 2 horas	Temperatura: 800°C	Gas: O ₂
<ul style="list-style-type: none"> Giro de AZ4620 		
Cantidad: 2 gotas	Velocidad: 3000 rpm	Tiempo del giro: 40 segundos
<ul style="list-style-type: none"> Curación en horno 		
Temperatura: 110°C	Tiempo: 30 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Exposición UV (295nm) 		
Intensidad: _____ (mW/cm ²)	Tiempo: 5 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Giro de AZ5214-E 		
Cantidad: 2 gotas	Velocidad: 3000 rpm	Tiempo del giro: 30 segundos
<ul style="list-style-type: none"> Curación en horno 		
Temperatura: 110°C	Tiempo: 10 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Exposición UV (365nm) con mascara 1 		
Intensidad: _____ (mW/cm ²)	Tiempo: 3 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Desarrollo en AZ400K Limpieza con agua de ionizada Secado con N₂ 		
Concentración: 1:4 (AZ:DI)	Tiempo: _____ (minutos)	

Dieléctrico (BaTiO₃)		
Identificación:		Fecha:
<ul style="list-style-type: none"> Giro AZ4620 		
Cantidad: 2 gotas	Velocidad: 3000 rpm	Tiempo: 40 segundos
<ul style="list-style-type: none"> Curación en horno 		
Temperatura: 110°C	Tiempo: 30 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Exposición UV (295nm) 		
Intensidad: _____ (mW/cm ²)	Tiempo: 5 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Giro AZ5214-E 		
Cantidad: 2 gotas	Velocidad: 3000 rpm	Tiempo: 30 segundos
<ul style="list-style-type: none"> Curación en horno 		
Temperatura: 110°C	Tiempo: 30 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Exposición UV (365nm) con mascara 2 		
Intensidad: _____ (mW/cm ²)	Tiempo: 3 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Desarrollo en AZ400K Limpieza con agua de ionizada Secado con N₂ 		
Concentración: 1:4 (AZ:DI)	Tiempo: _____ minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Deposición del dieléctrico 		
Distancia: 9 cm	Potencia RF: 80 Watts	Tiempo: 5 horas
Grosor: _____ (µm)		
<ul style="list-style-type: none"> Desarrollo en AZ400K Limpieza con agua de ionizada Secado con N₂ 		
Agitación ultrasónica: SI/NO	Temperatura : 40-60°C	Tiempo: __ (minutos)

PMGI		
Identificación:		Fecha:
<ul style="list-style-type: none"> Giro Nano PMGI SF 15 		
Cantidad: 2 gotas	Velocidad: 3000 rpm	Tiempo: 10 segundos
	Velocidad: 6000 rpm	Tiempo: 30 segundos
<ul style="list-style-type: none"> Curación en horno 		
Temperatura: 110°C	Tiempo: 30 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Giro Nano PMGI SF 15 		
Cantidad: 2 gotas	Velocidad: 3000 rpm	Time: 10 segundos
Grosor: _____ (µm)	Velocidad: 6000 rpm	Time: 30 segundos
<ul style="list-style-type: none"> Curación en horno 		
Temperatura: 190°C	Tiempo: 5 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Giro AZ5214-E 		
Cantidad: 2 gotas	Velocidad: 3000 rpm	Giro: 30 segundos
<ul style="list-style-type: none"> Curación en horno 		
Temperatura: 110°C	Time: 30 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Exposición UV (365nm) con mascara 3 		
Intensidad: _____ (mW/cm ²)	Tiempo: 3 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Desarrollo en AZ400K Limpieza con agua de ionizada Secado con N₂ 		
Concentración: 1:4 (AZ:DI)	Time: _____ minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Desarrollo en acetona Limpieza con agua de ionizada Secado con N₂ 		
<ul style="list-style-type: none"> Calentamiento del PMGI 		
Temperatura: 270°C	Tiempo: 10 a 15 segundos	

Puente de Oro		
Identificación:		Fecha:
<ul style="list-style-type: none"> Giro AZ4620 		
Cantidad: 2 gotas	Velocidad: 3000 rpm	Time: 10 segundos
	Velocidad: 4200 rpm	Time: 30 segundos
<ul style="list-style-type: none"> Curación en horno 		
Temperatura: 110°C	Tiempo: 30 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Exposición UV (295nm) 		
Intensidad: ____ (mW/cm ²)	Tiempo: 5 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Giro AZ5214-E 		
Cantidad: 2 gotas	Velocidad: 3000 rpm	Giro: 30 segundos
<ul style="list-style-type: none"> Curación en horno 		
Temperatura: 110°C	Tiempo: 10 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Exposición UV (365nm) con mascara 4 		
Intensidad: ____ (mW/cm ²)	Tiempo: 3 minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Desarrollo en AZ400K Limpieza con agua de ionizada Secado con N₂ 		
Concentración: 1:4 (AZ:DI)	Time: ____ minutos	
<ul style="list-style-type: none"> Deposición del Au con un sistema evaporador 		
<ul style="list-style-type: none"> Desarrollo en acetona Limpieza con agua de ionizada Secado con N₂ 		
Agitación Ultrasónica: SI/NO	Temperatura: 40°C	Tiempo: ____ minutos

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Hilerio I., *Surface micromachined microelectromechanical capacitive switches for the handling of rf signals*, Thesis, (M.S), Florida International University, 1999.
- [2] Corrales A., *Fabrication considerations of a superconducting transmission line microelectromechanical switch*, Thesis, (M.S), Florida International University, 2002.
- [3] Hijazi Y. S., *Issues of design and fabrication of a superconducting MicroElectroMechanical (MEM) switch for RF applications*, Thesis, (M.S), Florida International University, 2002.
- [4] Noel J., Hijazi Y., Martinez J., Vlasov Yu. A. and Larkins G.L., Jr., "A switched high-Tc superconductor microstrip resonator using a MEM switch," *Supercond. Sci. Technol.*, 2003, Vol. 16, pp. 1438-1441.
- [5] Julien Noel, Yazan Hijazi, José Martinez, Jorgé Vargas, Yuriy A. Vlasov, Mariya Brzhezinskaya, and Grover L. Larkins Jr. "Design and Fabrication of Switchable Superconducting Microstrip "T"-Resonator with a MEM Switch," to be published in *Advances in Cryogenics*, Vol. 50.
- [6] C. T. C Nguyen, L. P. B. Katehi, and G. Rebeiz, "Micromachined Devices for Wireless Communications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, 1998, pp 1756-1768
- [7] S. Pacheco, C. T. C. Nguyen, and L. P. B Katehi, "Microelectromechanical Electrostatic K-Band Switches" in *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, Vol. 3, 1998, pp. 1569-1572
- [8] L. Vietzorreck, "Modeling of the Millimeter-Wave behavior of MEMS Capacitive Switches" in *IEEE MTT-S Digest*, Vol.4, 1999, pp. 1685-1688
- [9] Pozar D. M., *Microwave Engineering*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1998
- [10] Park J. Y., Kim G. H., Chung K. W., and Bu J. U., "Electroplated RF MEMS capacitive switches," *13th Inter. Conf. on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS 2000)*, pp. 639-644
- [11] Rebeiz G. M. and Muldavin J. B., "RF MEMS switches and switches circuits," *IEEE Microwave Magazine*, 2001, pp. 59-71
- [12] Maluf N., *An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering*, Artech House, 2000
- [13] Feynman R. P., "There's plenty of room at the bottom," presented at the American Physical Society Meeting in Pasadena, CA, December 26, 1959; reprinted with permission of Van Nostrand Reinhold in *J. Microelectromechanical Systems*, Vol. 2, 1992, pp. 60-66
- [14] De Los Santos H. J., *Introduction to microelectromechanical (MEM) microwave systems*, Artech House, Boston, 1999

- [15] Maier-Schneider D., Ballhausen S. Holm, "Elastic Properties and Microstructure of LPCVD polysilicon Films," *Journal Micromech Microeng*, vol. 6, 1996, pp. 436-46
- [16] Peterson K. E., "Microelectromechanical switches on silicon," *IBM Journal of Research and Development*, Vol. 23, No. 4, 1979, pp. 376-385
- [17] Van Lintel H. and Van de Pol F., "A piezoelectric micropump based on micromaching of silicon," *Sensors and actuators*, vol. 15, 1988, pp.153-157
- [18] Benecke W., "Silicon microactuators: activation mechanisms and scaling problems," *Sensors and Actuators*, 1991, pp. 46-49
- [19] Wagner B., Kreuzer M., Benecke W., "Linear and rotational magnetic micromotors fabricated using silicon technology," *Proceedings of the IEEE Micro Electro Mechanical Systems*, 1992, pp. 183-189
- [20] Van de Pol F., Van Lintel, "The room pneumatic Micropump Based on Micro-Engineering Techniques," *Sensors and Actuators*, 1999, pp. 198-202
- [21] Trimmer W. S. N., Gabriel K. J., Mahadevan R., "Silicon electrostatic motors." *Transactions of the '87: Fourth International Conference on Solid-State Sensors and Actuators*, 1987, pp. 857-860
- [22] Robbins W. P., Polla D. L., Tamagawa T., Glumac D. E., "Design of linear-motion microactuators using piezoelectric thin films." *J. Micromech. Microeng*, 1991, pp.247-252
- [23] Que L., Park J. S., Gianchandani Y. B., "Bent-beam electro-thermal actuators for high force applications." *Proceedings of IEEE MicroElectroMechanical Systems*, 1999, pp.31-36
- [24] Madou M. J., *Fundamentals of Microfabrication: The Science of Miniaturization*, 2nd Edition, CRC Press, Boca Raton, 2002
- [25] Wood D., Burdess J. S., Harris A. J., "Actuators and their mechanisms in microengineering," *Engineering Science and Education Journal*, Vol. 7, No. 1, 1998, pp. 19-27
- [26] Park J. Y., Kim G. H., Chung K. W., and Bu J. U., "Electroplated RF MEMS capacitive switches," *13th Inter. Conf. on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS 2000)*, pp. 639-644
- [27] Muldavin J. B. and Rebeiz G. M., "High-isolation CPW MEMS shunt switches. 1: Modeling," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, 2000, pp. 1045-1052
- [28] Gad-el-Hak M., *MEMS Handbook*, 2nd Edition, CRC Press, Boca Raton, 2006
- [29] R. A. Johnson, 1983, *Mechanical Filters in Electronics*, Wiley Interscience, New York, 1983
- [30] Tilmans, H. A. C., "Equivalent circuit representation of electromechanical transducers: I. Lumped parameter systems," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 6, 1996, pp. 157-176

- [31] Newman H. S., "RF MEMS switches and applications," *Reliability Physics Symposium proceedings, 40th annual*, 2002, pp. 111-115
- [32] Nathanson H. C., Davis J.R. and Newell W. E., "A doubly-tuned coupled resonant gate transistor," *IEEE Trans. On Electron Dev.*, Vol. 12, 1966, pp. 40-42
- [33] Muldavin J.B., and Rebeiz G.B., "30 GHz Tuned Mems Switches," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, Vol.4, 1999, pp. 1511-1514
- [34] Bazin G., Sangouard P., and Bilstein P., "Design of a micro-mechanical capacitor with microwave functions," *Eur. Phys. J. Ap.*, Vol. 9, 2000, pp. 75-80
- [35] Shudrzyk E., *Simple and complex vibratory systems*, University Park: The Pennsylvania State University Press, 1968
- [36] Blair E., Farrington K., and Tubbs K., "Selecting the right RF switch," *Microwave J.*, June 1989
- [37] Brown J., "Switches perform high frequency signal routing," *Microwave & R.F.*, 1989, pp. 125-132
- [38] Ludwig R. and Bretchko P., *RF Circuit Design: Theory and Applications*, Prentice Hall Inc, Upper Saddle River, New Jersey, 2000
- [39] Rebeiz G. M. and Muldavin J. B., "RF MEMS switches and switches circuits," *IEEE Microwave Magazine*, 2001, pp. 59-71
- [40] Ludwig R. and Bretchko P., *RF Circuit Design: Theory and Applications*, Prentice Hall Inc, Upper Saddle River, New Jersey, 2000
- [41] Ernst Thielicke, Ernst Obermeier, "Microactuators and their technologies", *J. Mechatronics*, Vol. 10, 2000, pp. 431-455
- [42] Brown, E.R., "RF MEMS switches for reconfigurable integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.46, 1998, pp. 1868-1880
- [43] Lafontan X., Dufaza C., Robert M., Perez G., and Pressecq F., "RF MEMS micro-switches design and characterization," *Materials and Device Characterization in Micromachining III, Proceeding of SPIE*, Vol. 4175, 2000, pp. 149-157
- [44] Noel J., *Design and Fabrication of a Microwave Superconducting "T" resonator using a Microelectromechanical Switch*, Thesis, (M.S), Florida International University, 2004
- [45] Martinez, J. A., *Design and fabrication of a switchable superconducting microwave bandpass filter with series Microelectromechanical systems (MEMS) switches*, Thesis, (M.S), Florida International University, 2004
- [46] J.M. Vargas, J. Martinez, J. Noel, M. Brzhezinskaya, A. Bogozzi, Y.A. Vlasov, G.L. Larkins, "Design and fabrication of two switched superconducting microstrip hairpin filters using series MEM switches," *Applied Superconductivity, IEEE Transactions*, Vol.17, No.2, 2007, pp. 898-901

- [47] Vargas J.M, *Design and fabrication of two switched superconductivity microstrip hairpin filters using series Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS) switches*, Dissertation, (PhD), Florida International University, 2005
- [48] A. Bogozi, Y. Hijazi, M. Brzhezinskaya, J. Martinez, J. Noel, Y. Vlassov, G Larkins, "Elastic Modulus Study of Gold thin film for Use as an Actuated Membrane in a Superconducting RF MEM Switch," *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, Vol. 15, Issue 2, 2005, pp. 980-983
- [49] Bogozi A., *Elastic modulus study of gold thin film for use as an actuated membrane in a superconductive radio frequency (RF) MicroElectroMechanical (MEM) switch*, Dissertation, (PhD), Florida International University, 2005
- [50] Ernst Thielicke, Ernst Obermeier, "Microactuators and their technologies", *J. Mechatronics*, Vol. 10, 2000, pp. 431-455
- [51] Goldsmith, C.; Tsen-Hwang Lin; Powers, B.; Wen-Rong Wu; Norvell, B., "Micromechanical membrane switches for microwave application," *Digest. IEEE Inter. MTT-S Symp.*, Vol. 1, 1995, pp. 91-94.
- [52] Goldsmith C., Randall J., Eshelman S., Lin T.H., Denniston D., Chen S., and Novell B., "Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies," *Digest. IEEE Inter. MTT-S Symp.*, Vol. 2, 1996, pp. 1141-1144.
- [53] Sonnet™ user manual, Release 7.0, Sonnet Software Inc., May 2001.
- [54] Shen Z.Y., *High-temperature superconducting microwave circuits*, Artech House, Boston, 1994.
- [55] Muldavin J. B. and Rebeiz G. M., "High-isolation CPW MEMS shunt switches. 2: Design," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, 2000, pp. 1053-1056.
- [56] Lee J. H., Lim J., Lee J., and Lee S. Y., *Progress in superconductivity*, Vol. 2, 2000, pp. 27-32.
- [57] Lee S. Y., Cho J.Y., Kim Y. H., Soh B.J., Park B. H., Ahn J. W., Jung C. S., Hahn T. S., Choi S. S., Oh B., Moon S. H., Fedorov V. B., and Denisov A. G., "Microwave properties of high- T_c $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ microstrip resonators with different surface morphologies and finite thicknesses," *Physica C*, Vol. 273, 1996, pp. 83-90.
- [58] Hijazi Y. S., Vlasov Yu. A., Larkins G. L. Jr. "Design of a superconducting MEMS shunt switch for RF applications" *IEEE Trans. On Appl. Supercond.* Vol. 13, 2003, pp.696-699.
- [59] Park J. Y., Kim G. H., Chung K. W., and Bu J. U. "Monolithically integrated micromachined RF MEMS capacitive switches," *Sensors and Actuators*, Vol. A89, 2001, pp. 8-94.
- [60] Hoerman B.H., Ford G. M., Kaufmann L. D., and Wessels B. W., "Dielectric properties of epitaxial BaTiO_3 thin films," *Applied Physics Letters*, Vol. 73, No. 16 October 1998, pp. 1208-1211.

- [61] Newman H. S., "RF MEMS switches and applications," *Reliability Physics Symposium proceedings, 40th annual*, 2002, pp. 111-115.
- [62] Nathanson H.C, and al, "The resonant gate transistor," *IEEE Trans. On Electron Dev.*, Vol. 14, 1967, pp. 117-133.
- [63] Peterson K.E., "Dynamic micromechanics on silicon: techniques and devices," *IEEE Trans. On Electronic Devices*, Vol. 25, October 1978, pp. 1241-1250.
- [64] Kormanyos B. K., Linda P. B., Harokopus W., and Rebeiz G. M., "CPW- fed active slot antennas," *Trans. Appl. On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No. 4, April 1994, pp. 541-546.
- [65] Peroulis D., Sarabandi K., and Katehi L. P. B., "Low contact resistance series MEMS switches," *IEEE MTT-S Internationa* , Vol. 1, 2002, pp. 223 -226.
- [66] Bazin G., Sangouard P., and Bilstein P., "Design of a micro-mechanical capacitor with microwave functions," *Eur. Phys. J Ap.*, Vol. 9, 2000, pp. 75-80.
- [67] Feenstra R., Budai J.D., Galloway M.D.,, and Boatner L., "Comparison between LaGaO₃, LaAlO₃, KTaO₃, and SrTiO₃ substrates for the epitaxial growth of YBa₂Cu₃O₇ thin films by a BaF₂ process," *Physica C.*, Vol. 152-154, 1989, pp. 655-656.
- [68] Goldsmith C., Ehmke J., Malczewki A., Pillans B., Eshelman S., Yao Z., Brank J., and Eberly M., "Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 3, 2001, pp. 227-230.
- [69] Lee S., Ramadoss R., Bright V., Gupta K.C., and Lee Y.C., "Reliability testing of flexible circuit-based RF MEMS switches," *International Symposium on Microelectronics IMAPS proceedings*, Vol. 4931, 2002, pp. 99-104.