

Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Ingeniería

Diseño y Simulación de un Interruptor MEMS Magnetostático para Aplicaciones en Alta Frecuencia

Tesis para obtener el título de:

Ingeniero Eléctrico Electrónico

Presentan:

Luis Alberto Cancino Alatorre

Erick Alberto Noriega Sacristán



Director de tesis:

Dr. Jorge Rodríguez Cuevas

Ciudad Universitaria, México, D. F., Mayo 2006



A mis padres, Yolanda Alatorre Aspe y Luis Alberto Cancino Serna, los cuales han sido para mí una constante fuente de amor, comprensión, inspiración y apoyo a lo largo de toda mi vida, siempre estarán en mis pensamientos y en mi corazón, sin ustedes sé que yo no sería nada.

Amorosamente, su hijo Luis Alberto.



A mis padres,
Gabriela Sacristán y Primo Félix Noriega,
porque ustedes han sido la inspiración para todo lo que he hecho en mi vida. Su ejemplo y su cariño son muy valiosos para mí, todo lo que soy se los debo a ustedes. Gracias, siempre los llevaré en mi corazón.

Con amor, su hijo Erick Alberto.



Agradecimientos de Luis

A mi mamá le agradezco todos y cada uno de los momentos que pasamos juntos en la vida. Su amor incondicional, su bondad, su nobleza de espíritu y su alegría de vivir le dieron a mi vida horas de inmensa felicidad. Su fortaleza, su honradez y su rectitud forjaron mi carácter, sin el cual no podría enfrentar las horas difíciles de la vida, pero por sobre todo le agradezco el haber sido la más maravillosa mamá que un hijo pueda desear.

A mi papá le doy las gracias por todo su esfuerzo a lo largo de los años, por el amor y la comprensión que todos los días me brinda, por sus consejos y su maravillosa ayuda, eres el mejor ejemplo que un hombre puede tener, estoy orgulloso de ser tu hijo y de que tú seas mi padre. Tu vida ha sido para mí una verdadera inspiración, gracias por todo papá.

A mi hermana le agradezco el que ha sido desde siempre un apoyo incondicional, una hermana maravillosa y en muchas ocasiones una maestra insuperable, una compañera inigualable y para mí la mejor hermana que se puede tener, casi una segunda mamá. A su esposo Alfonso le agradezco que a lo largo de los años me ha demostrado su cariño y ha compartido conmigo tantos momentos felices.

A mis hermanos les agradezco todos esos momentos que hemos pasado juntos y su ayuda a lo largo de los años. Su ejemplo me impulsa a ser mejor día con día, muchas gracias.

Juanita, gracias por estar conmigo todos los días, por quererme y por cuidarme, siempre has estado ahí cuando yo te he necesitado y eso para mí es algo que no tiene precio, gracias por todo.

A ti mi, querido amigo Erick, que bien sabes que eres el mejor de los amigos que se puede desear, compañero inseparable a través de alegrías, tristezas e innumerables horas de estudio, te agradezco antes que nada tu amistad a lo largo de los años, tu ayuda a lo largo de mi formación universitaria y toda la dedicación y esfuerzo que mostraste durante la realización de este trabajo, que sin ti no existiría, gracias por todo.

A los compañeros que durante los años se convirtieron en amigos entrañables, les agradezco todas sus muestras de cariño sincero y el apoyo que me han dado durante todo este tiempo, de todo corazón muchas gracias.

A los profesores que me guiaron y apoyaron durante estos años de formación, les agradezco todos los conocimientos impartidos, los consejos y la enseñanza, tanto profesional como humana, que me brindaron, de verdad se los agradezco.

Al Ing. Pablo García y Colomé le doy las gracias por todas sus enseñanzas, sus sabios consejos y su amistad. Esa sincera y constante preocupación por formar profesionistas integrales lo hace uno de los grandes maestros de la Facultad.

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas le agradezco el haber sido un gran profesor, toda la ayuda, el esfuerzo y el apoyo que nos proporcionó a lo largo de la realización de este trabajo, y por último, pero no por eso menos importante, por privilegiarme con su amistad, por todos los consejos y amenas pláticas que entablamos, muchas gracias.

A la Facultad de Ingeniería, mi alma mater, le agradezco el haber cobijado mis estudios. Su larga tradición en formar profesionistas del más alto nivel me obliga a superarme día con día, daré lo mejor de mí para ser un digno hijo suyo.

Agradecimientos de Erick

A mi mamá Gaby, te agradezco todo tu amor y todo lo que me has enseñado, si hoy me encuentro en donde estoy es gracias a ti, te lo debo todo. Eres justo lo que cualquiera se imagina al escuchar la palabra "mamá".

A mi papá Primo, gracias por ser mi amigo, mi compañero y mi maestro todos estos años, gracias por compartir tantos momentos conmigo y enseñarme tantas cosas. Eres un papá excelente.

A Cristina, eres el amor de mi vida, me considero realmente afortunado de haberte encontrado, mi otra mitad. Los años más felices de mi vida los he pasado junto a ti.

A mi hermano Pedro, te agradezco tu apoyo y tu cariño, sé que con tu talento vas a llegar muy lejos. Cuenta conmigo siempre.

A mis tíos Marisa y Segio, por todo el cariño y el apoyo que me han brindado, espero que se sientan orgullosos de su sobrino.

A Luis Alberto, mi mejor amigo, por demostrarme que aún en estos tiempos extraños en los que nos tocó vivir se puede encontrar un amigo al que se le pueda llamar "hermano".

A mi amiga Erika, gracias por tu amistad y por tu apoyo, eres una persona muy importante en mi vida.

A Christofer, Ramiro e Iván, por creer en mí y motivarme a ser mejor cada día, espero poder ser su maestro por muchos años más. Ojalá que muy pronto sea yo el que esté leyendo sus agradecimientos.

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas, por darnos la oportunidad de trabajar con un profesionista dedicado, un excelente maestro y un buen amigo. Gracias.

Al Ingeniero Pablo García y Colomé, por ser un verdadero amigo además de un gran maestro.

A la Universidad Nacional Autónoma de México, a la Facultad de Ingeniería y a sus magníficos profesores, me siento orgulloso de formar parte de la mejor escuela de Ingeniería, en la mejor Universidad.

A todos mis compañeros y amigos, la vida nos puso en el mismo lugar para esforzarnos, para cumplir nuestros sueños, estoy seguro de que todos lo lograremos.

Finalmente, gracias a todos mis familiares y amigos que se encuentran lejos, siento su amor y su apoyo a pesar de la distancia.

❖ Índice

Introducción 1

Objetivo y Estructura de la Tesis 5

Capítulo I: Bases Teóricas

1.1 Magnetismo 8
1.1.1 La naturaleza magnética de la materia 9
1.1.2 Circuitos magnéticos 13
1.1.3 Energía almacenada en un campo magnético 15
1.2 El interruptor 19
1.2.1 Factor de calidad de conmutación 20
1.3 Ideas principales 26
1.4 Referencias 27

Capítulo II: Estado del Arte

2.1 Estado del arte de los interruptores MEMS magnetostáticos 29
2.2 Conclusiones 40
2.3 Referencias 43

Capítulo III: Diseño

3.1 Descripción general del dispositivo 45
3.1.1 Especificaciones de diseño 45
3.1.2 Descripción del dispositivo 46
3.1.3 Funcionamiento 49
3.2 Estudio del proceso propuesto 51
3.2.1 Presentación del proceso 51
3.2.2 Secuencia del proceso 54
3.3 Dimensiones 60
3.4 Materiales 61
3.5 Principio de operación 68
3.6 Conclusiones 73
3.7 Referencias 74

Capítulo IV: Análisis Electromecánico

4.1 Simulación mecánica 77
4.2 Análisis eléctrico 81
4.3 Conclusiones 85
4.4 Referencias 86

Capítulo V: Análisis Electrodinámico

5.1 Modelado eléctrico 88
5.1.1 Obtención del modelo eléctrico 90
5.2 Cálculo del factor de calidad de conmutación "k" (CQF) 95
5.2.1 Optimización del dispositivo 97
5.3 Pérdidas de inserción y aislamiento 100
5.3.1 Cálculo de las pérdidas de inserción y aislamiento 104
5.4 Conclusiones 106
5.5 Referencias 107

Conclusiones 108

❖ Índice de Figuras

Capítulo I: Bases Teóricas

Fig. I.1 Circuito magnético 15
Fig. I.2 Núcleo ferromagnético y bobina 16
Fig. I.3 Curva de energía almacenada 18
Fig. I.4 Línea de transmisión con el interruptor como carga 20

Capítulo II: Estado del Arte

Fig. II.1 Diagrama del interruptor de la Universidad de Leeds 31
Fig. II.2 Detalle (bobina) 31
Fig. II.3 Interruptor 31
Fig. II.4 Diagrama del interruptor de Maglatch 33
Fig. II.5 RF MEMS tipo a) serie b) paralelo 36
Fig. II.6 Diagrama de tiempos 36
Fig. II.7 Detalle del interruptor tipo serie 37
Fig. II.8 Detalle del interruptor tipo paralelo 37
Fig. II.9 Corriente aplicada contra desplazamiento (serie) 38

Capítulo III: Diseño

Fig. III.1 Diagrama del dispositivo propuesto 46
Fig. III.2 a) bobina tipo meandro b) electroimán 47
Fig. III.3 Diagrama de la circulación del flujo magnético dentro del dispositivo 48
Fig. III.4 Actuador, detalles: a) exterior b) interior c) vista inferior 49
Fig. III.5 Interruptor en estado: a) cerrado b) abierto 50
Fig. III.6 Proceso de construcción del dispositivo 51
Fig. III.7 Máscaras : a) GND b) TRENCH c) COIL1 d) PERMACOIL e) CCOIL f) CONTACTS g) CCOIL1 h) BBEAM i) STRIP j) PERMALLOY k) TBEAM l) CCOIL2 54

Fig. III.8 Secuencia de pasos para la construcción del mecanismo de actuación 55
Fig. III.9 Secuencia de pasos para la construcción del interruptor 57
Fig. III.10 Máscaras superpuestas 59
Fig. III.11 Dimensiones del dispositivo 60
Fig. III.12 Diagrama de un sistema electromagnético excitado por una sola fuente 68
Fig. III.13 Energía almacenada en un circuito magnético con: a) un entrehierro de longitud c_0 b) un entrehierro de longitud c_1 69
Fig. III.14 Detalle del corte transversal del dispositivo 72

Capítulo IV: Análisis Electromecánico

Fig. IV.1 Elemento volumétrico de orden parabólico 78
Fig. IV.2 Estructura discretizada con una malla tipo Manhattan 78
Fig. IV.3 Elementos de la malla: a) del anclaje b) de los contactos c) de la viga 79
Fig. IV.4 Cara superior del depósito de permalloy (dimensiones en micrómetros) 79
Fig. IV.5 Flujo magnético concentrado en el gap 82
Fig. IV.6 Corte transversal del dispositivo 82

Capítulo V: Análisis Electrodinámico

Fig. V.1 Interruptor: a) completo b) dividido 89
Fig. V.2 Circuitos del dispositivo: a) interruptor abierto b) interruptor cerrado 89
Fig. V.3 Carta Smith de la impedancia del interruptor en estado abierto 90
Fig. V.4 Curvas de la impedancia del interruptor en estado abierto 91
Fig. V.5 Carta Smith de la impedancia del interruptor en estado cerrado 92
Fig. V.6 Curvas de la impedancia del interruptor en estado cerrado 92
Fig. V.7 Carta Smith de la impedancia del sustrato y el mecanismo de actuación 93
Fig. V.8 Curvas de la impedancia del sustrato y el mecanismo de actuación 94
Fig. V.9 Modelo eléctrico del dispositivo: a) interruptor en estado abierto b) interruptor en estado cerrado 94
Fig. V.10 Circuitos eléctricos para el dispositivo con el interruptor en estado: a) abierto b) cerrado 95
Fig. V.11 Partes real e imaginaria de las impedancias de entrada del dispositivo para el interruptor en estado: a) abierto b) cerrado 96
Fig. V.12 Factor de calidad de conmutación k asociado al dispositivo diseñado 97
Fig. V.13 Red para calcular los parámetros S del interruptor 100
Fig. V.14 Circuito equivalente 101
Fig. V.15 Circuito equivalente y voltajes en los puertos 102
Fig. V.16 Pérdidas de inserción en el dispositivo 104
Fig. V.17 Aislamiento en el dispositivo 105

❖ Índice de Tablas

Capítulo II: Estado del Arte

Tabla II.1: Interruptor de la Universidad de Leeds 32
Tabla II.2: MagLatch™ RF Switch 34
Tabla II.3: Interruptor tipo serie KAIST 38
Tabla II.4: Interruptor tipo paralelo KAIST 39
Tabla II.5: Características mecánicas y eléctricas 39
Tabla II.6: Características óptimas de los interruptores magnetostáticos de acuerdo al estado del arte establecido (hasta el año 2005) 40

Capítulo III: Diseño

Tabla III.1: Especificaciones de diseño del interruptor MEMS magnetostático propuesto 45
Tabla III.2: Características del Silicio 61
Tabla III.3: Características del Kapton HN 63
Tabla III.4: Características del 36-Permalloy 65
Tabla III.5: Características del Oro 66
Tabla III.6: Características del Cobre 66
Tabla III.7: Características principales del dispositivo 73

Conclusiones

Tabla C.1: Características del interruptor MEMS magnetostático diseñado 111

❖ Introducción

El pasado siglo XX se caracterizó por un avance sin precedentes en todas las ramas del conocimiento humano, desafortunadamente el motor principal del mismo fue el fenómeno social que ha acompañado al hombre desde sus comienzos: la guerra. Sin embargo, estos avances, a pesar de su obscuro origen, han encontrado aplicaciones que benefician a la humanidad en tiempos de paz; tal es el caso de la utilización de los antibióticos, la aparición de los sistemas de radar, el aprovechamiento de la energía nuclear, el desarrollo de la informática y los viajes espaciales, por citar algunos ejemplos. Una de las ramas tecnológicas en la que ha sido más evidente dicho desarrollo es la electrónica, que desde hace décadas se involucra cada vez más en todas las actividades humanas.

A partir de la segunda mitad del siglo pasado el desarrollo de la electrónica ha sido sorprendente, en 1947 William Bradford Shockley (1910-1989), John Bardeen (1908-1991) y Walter Houser Brattain (1902-1987) construyeron el primer transistor en los Laboratorios Bell. Este dispositivo de estado sólido dio a los ingenieros la oportunidad de crear circuitos más confiables y más eficientes en lo que respecta al consumo de energía, ya que los transistores no disipaban tanta energía en forma de calor ni se dañaban con tanta frecuencia como sus antecesores los bulbos. Debido a estas características y a que eran, como elementos discretos, mucho más pequeños que los bulbos, se pudieron miniaturizar muchos equipos electrónicos. Por otra parte, conforme los circuitos aumentaron su complejidad, los diseñadores se enfrentaron al problema de restringir el número de elementos a utilizar, ya que conectar un gran número de elementos resultaba costoso y muy complicado.

Posteriormente, en el año de 1958, Jack St. Clair Kilby (1923-2005) diseñó el primer circuito integrado, mientras trabajaba en la compañía Texas Instruments; la idea de Kilby era implementar un circuito en una sola pieza, empleando semiconductores para construir tanto elementos activos (transistores) como pasivos (resistencias, capacitores e inductores). Kilby implementó su circuito integrado construyendo diversos dispositivos en un mismo sustrato, interconectándolos después mediante un proceso delicado y muy laborioso, lo que impedía que fuera costeable producir circuitos integrados en masa; pero la idea fue genial ya que las restricciones de utilizar un gran número de elementos para desarrollar sistemas habían desaparecido, ahora era posible construir sistemas mucho más complejos de una manera fácil y barata, por lo menos teóricamente hablando, ya que en esos momentos Texas Instruments no había desarrollado una técnica de construcción masiva para circuitos integrados. Para 1959, Robert Norton Noyce (1927-1990), Director de Diseño y Desarrollo en Fairchild

Semiconductor, enfocó los esfuerzos de la compañía en desarrollar circuitos integrados en grandes cantidades, habiendo desarrollado de manera independiente una teoría similar a la de Kilby y casi al mismo tiempo, con diferencia de algunos meses, él también comprendió que el futuro de la electrónica se encontraba en los circuitos integrados, por ello encomendó a Jean Hoerni (1927-1997), cofundador de Fairchild Semiconductor, elaborar un proceso de fabricación que fuera factible para construir un gran volumen de circuitos integrados. Hoerni lo consiguió desarrollando el proceso planar de fabricación, que permitió construir circuitos integrados en un mismo sustrato completamente interconectados, lo suficientemente baratos como para ser utilizados en un gran número de aplicaciones.

La complejidad de los circuitos integrados ha sufrido un aumento exponencial desde la década de los 70's, de la misma manera el tamaño de este tipo de dispositivos ha disminuido, de $20\,[\mu m]$ a los niveles nanométricos que existen hoy en día. Con dicha tendencia a la miniaturización de los dispositivos, y con el objeto de explotar y expandir las técnicas de fabricación desarrolladas para la industria de los circuitos integrados, surgen los Micro Sistemas Electromecánicos (o MEMS por sus siglas en inglés). Un MEMS es un micro sistema que añade elementos mecánicos, como engranes, diafragmas, resortes y vigas, a los circuitos eléctricos conocidos para formar un sistema integral para la percepción y el control del mundo físico. El término "MEMS" fue acuñado alrededor de 1987, durante una serie de talleres y conferencias de Microdinámica que fueron impartidas en Salt Lake City, Utah (Julio 1987), Hyannis, Massachussets (Noviembre 1987) y Princeton, New Jersey (Enero 1988). El termino MEMS es mundialmente reconocido, aunque en Europa se les conoce como Microsistemas y en Japón como Micromáquinas.

La miniaturización de sistemas electromecánicos ofrece oportunidades para tomar nuevas direcciones en el progreso de la ciencia y la tecnología. Los MEMS son inherentemente más pequeños, más ligeros, más rápidos y usualmente exhiben mejores desempeños que sus contrapartes macroscópicas. Sin embargo, el desarrollo de los MEMS requiere de complejas tecnologías de fabricación que implican:

- Definición de geometrías pequeñas y complicadas
- Control dimensional preciso
- Flexibilidad de diseño
- Interfaces para los elementos electrónicos de control existentes

- Ser repetibles, confiables y tener un alto rendimiento
- Exhibir un bajo costo por unidad producida

El primer MEMS, propiamente hablando, se creó en 1971, al ser diseñado y caracterizado el primer sensor de presión monolítico desarrollado en Case Western Reserve University; este dispositivo actuaba bajo el principio de piezoresistividad, que es el cambio relativo de la resistencia de un material a consecuencia de un esfuerzo mecánico, pero era muy sensible con respecto a su empaquetado, por lo que en 1977 se desarrolló en Stanford University un sensor monolítico capacitivo que fue construido y caracterizado en 1980. Desde esa época son muchos los micro sensores que se han desarrollado, éstos miden entre otras variables físicas: presión, torque, aceleración, velocidad, posición, humedad, pH, etc. Muchos de estos sensores incluso han sido comercializados.

Como se puede observar, el pasado reciente muestra que la tendencia en el desarrollo de nuevas tecnologías en el campo de la electrónica está sujeta tanto a la optimización continua en las características de los dispositivos, como a reducir los costos de los mismos; esto es posible a través de la producción a gran escala, a la cual se debe el gran éxito de la tecnología de los circuitos integrados y que se busca aprovechar para la producción de los MEMS.

Los microsistemas electromecánicos también comparten esta visión de reducir los costos de fabricación a través de la producción en masa. Además, los MEMS ofrecen atractivas características en cuanto a desempeño, consumo de energía y otras propiedades, comparados con las tecnologías anteriores a ellos, y de esta manera cobra sentido la gran complejidad en su fabricación y desarrollo. Debido a su reducido tamaño y su flexibilidad en cuestión de diseño, la tecnología MEMS ofrece amplias posibilidades de aplicación en todas las ramas del conocimiento, y conforme las técnicas de fabricación de los mismos han ido evolucionando, la complejidad de los sistemas desarrollados ha crecido, lo cual muestra que las diversas aplicaciones y máquinas a desarrollar solamente se encuentran limitadas por el ingenio del diseñador.

La tecnología MEMS se encuentra en pleno desarrollo, sus aplicaciones actuales incluyen acelerómetros, sensores de presión, químicos y flujo, microespejos, bombas de flujo e interruptores. Se tiene proyectada una tasa de crecimiento anual del 10% al 20% para la industria de la investigación, desarrollo, fabricación y venta de MEMS; solamente la expectativa para el mercado de ventas espera que éstas asciendan a 25 mil

millones de dólares para el 2009 (Fuente: Nexus Market Analysis for MEMS). Debido a que los MEMS representan un impacto significativo, tanto para la industria comercial como para las aplicaciones de defensa, la industria y el gobierno de las principales potencias económicas a nivel mundial han tomado especial interés en este campo de desarrollo tecnológico, y los fondos que respaldan los proyectos relacionados con MEMS van de acuerdo a estas expectativas.

❖ Objetivo

Diseñar un interruptor MEMS de tipo magnetostático para aplicaciones en alta frecuencia.

❖ Estructura

El presente trabajo se divide en 5 capítulos, los cuales contienen:

- Capítulo I *Bases Teóricas*: En este capítulo se exponen los conceptos que se consideran más importantes y necesarios, con el fin de proveer las ideas básicas que serán utilizadas en los capítulos subsecuentes, destacando el factor de calidad de conmutación, figura de mérito que permitirá evaluar el desempeño del interruptor diseñado.

- Capítulo II *Estado del arte*: Contiene la descripción de algunos de los dispositivos disponibles, desarrollados alrededor del mundo en los últimos meses, tomando en cuenta su principio de funcionamiento, mostrando sus características más importantes y resaltando los resultados experimentales que se han obtenido. Finaliza con las características deseables del dispositivo a diseñar, tomando como referencia a los dispositivos descritos, y con el planteamiento del problema a resolver.

- Capítulo III *Diseño*: A lo largo de este capítulo se hace una descripción detallada del dispositivo, mostrando la secuencia de pasos necesaria para simular la construcción del mismo en un programa especializado en el diseño y simulación de MEMS. Esta secuencia de pasos constituye el esbozo de un proceso de fabricación. Asimismo, se analiza su principio de operación, lo que permite explicar el funcionamiento del dispositivo.

- Capítulo IV *Análisis Electromecánico*: Este capítulo presenta el cálculo de la fuerza necesaria para actuar al dispositivo, utilizando los resultados que proporciona el software empleado para la simulación mecánica del mismo. También contiene el cálculo de la corriente de actuación necesaria para producir la fuerza que cerrará al interruptor.

- Capítulo V *Análisis Electrodinámico*: En este capítulo se divide al dispositivo en dos partes para obtener un modelo que represente el comportamiento del mismo al aplicarle un conjunto de señales de prueba. Se presentan las gráficas del factor de calidad de conmutación, las pérdidas de inserción y el aislamiento del dispositivo.

- Finalmente, se exponen las conclusiones generales.

Capítulo I

Bases Teóricas



La ciencia es el punto de partida de todas las actividades del ingeniero, los grandes científicos con sus descubrimientos nos permiten transformar sueños en realidad. En este capítulo se recopilan los conocimientos más importantes que serán necesarios para la perfecta comprensión de los temas desarrollados en esta tesis.

-"Como no podemos saber todo lo que hay que saber acerca de algo, debemos saber un poco acerca de todo"
Blaise Pascal

1.1 Magnetismo

A lo largo de los siglos muchos son los fenómenos naturales que han asombrado al hombre, uno de ellos es sin duda el de las fuerzas a distancia tales como la fuerza de gravedad o las fuerzas eléctricas y magnéticas. Las primeras observaciones documentadas de fenómenos relacionados con fuerzas magnéticas datan de hace más de dos mil años. Dichas observaciones consistían en el registro de diversos experimentos realizados utilizando piedras metálicas, que en estado natural se atraían entre si y que también atraían a pequeños trozos de algunos metales como el hierro, pero no a otros como el cobre o la plata. Este fenómeno, el magnetismo, debe su nombre a la antigua ciudad de Magnesia localizada en la península de Tesalia, Grecia, en la cual los griegos encontraron estas singulares piedras. Otros registros encontrados en China, que datan de un periodo anterior al año 121 a.C., demuestran que los chinos conocían también estas rocas y que además era sabido por ellos que al dejar una barra de hierro cerca de éstas, la barra adoptaba las mismas propiedades extrañas. Los chinos utilizaron estas barras para construir las primeras brújulas utilizadas por la humanidad.

Durante siglos este fenómeno fue una mera curiosidad científica, tal y como lo fue la electricidad estática, muchos experimentos y demostraciones se llevaron a cabo con el fin de comprenderlo, por ejemplo, los experimentos realizados por William Gilbert (1554-1603) que fabricó imanes frotando trozos de magnetita y de hierro, además de descubrir que la Tierra misma se comportaba como un imán, explicando así el funcionamiento de las brújulas, sus observaciones y conclusiones fueron registradas en "*De Magnete, Magneticisque Corporibus, et de Magno Magnete Tellure*" (1600); así como los descubrimientos de John Michell (1724-1793) sobre la construcción de imanes artificiales, explicando un método para producir imanes más poderosos que los encontrados en la naturaleza, sus descubrimientos en lo que respecta a la magnetización fueron publicados en "*A Treatise of Artificial Magnets*" (1750), por mencionar algunos. Sin embargo, no fue sino hasta el siglo XIX que se comenzaron a realizar las primeras observaciones concluyentes y se elaboraron teorías acerca de la relación existente entre la electricidad y el magnetismo. Para el año de 1819 un físico danés llamado Hans Christian Oersted (1777-1851) realizó experimentos que mostraban que existía una relación entre la electricidad y el magnetismo, observó que un imán que pueda girar libremente sobre un eje se desvía al encontrarse cerca de un conductor por el que circule corriente. En 1820 André Marie Ampère (1775-1836) llevó a la Academia de París una serie de experimentos que mostraban nuevamente dicha relación, esta serie de experimentos se publicó en "*Annales de Chimie et de Physique*" (1820). No solamente Ampère fue motivado por las observaciones de Oersted, Jean Baptiste Biot (1774-1862) y su asistente Felix Savart (1791-

1841) condujeron y reportaron una serie de experimentos en el año de 1820 que los llevaron a la formulación de la ley de Biot-Savart, que dice que la intensidad del campo magnético en un punto, producido por una corriente que circule a través de un conductor, varía de manera inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que exista entre el conductor y el punto en cuestión. Para 1831, el físico inglés Michael Faraday (1791-1867) publicó su primer artículo acerca de la inducción electromagnética: "*Experimental researches on electricity*" (1831), una de las más importantes aportaciones a la teoría electromagnética, en el cual se demuestra que en un circuito se produce una corriente instantánea cuando en otro circuito próximo se interrumpe o se establece una corriente. Poco tiempo después se observó que el movimiento de un imán acercándose o alejándose del circuito produce un efecto equivalente. Las conclusiones de Faraday sirvieron de base a James Clerk Maxwell (1831-1879) para formular matemáticamente la ley de inducción de Faraday en "*On Faraday's lines of force*" (1855), donde Maxwell demostró que con algunas ecuaciones, relativamente simples, se podía explicar el comportamiento de los campos eléctricos y magnéticos y sus interacciones; este trabajo se desarrolla de manera completa en "*Electricity and Magnetism*" (1873), donde publica por primera vez sus famosas ecuaciones, las cuales son la base de la teoría electromagnética moderna.

1.1.1 La naturaleza magnética de la materia

Los fenómenos magnéticos son fascinantes, vivimos inmersos en ellos, empleamos el magnetismo para generar energía eléctrica y para comunicarnos a través de grandes distancias; también lo empleamos para construir diferentes tipos de transductores, por ejemplo, en las bocinas y micrófonos de los equipos de audio, en los cinescopios de televisores y monitores e inclusive para ver, ya que la luz es una radiación electromagnética.

Por ello, muchos científicos se dieron a la tarea de explicar dichos fenómenos, que en conjunto llamamos magnetismo. En la actualidad se cree que el magnetismo es consecuencia de las fuerzas que se originan entre partículas cargadas eléctricamente en movimiento. Las cargas eléctricas que se mueven con respecto a un observador crean un campo magnético, además del campo electrostático asociado a ellas, que ejerce una fuerza sobre otra carga eléctrica en movimiento con respecto al observador, y dado que cada electrón en un átomo está en movimiento alrededor del núcleo del mismo, además de tener una rotación continua sobre un eje que lo atraviese, cabe suponer que todos los átomos presenten efectos magnéticos. Se ha confirmado experimentalmente que en realidad esto es lo que sucede. La posibilidad de que las propiedades magnéticas de la

materia fueran causadas por minúsculas corrientes atómicas fue sugerida por primera vez por Ampère en 1820, pero no fue sino hasta el siglo pasado que fue posible la comprobación de dicha idea.

Existen los campos magnéticos producidos por cargas móviles, por ejemplo los originados por corrientes que circulan a través de conductores, como ocurre en multitud de máquinas eléctricas (motores, relevadores y transformadores, por mencionar algunos); pero también imanes permanentes (naturales o no), cuyos campos magnéticos son producidos sin una aparente circulación de cargas. Por otra parte, piezas de hierro o de aleaciones férricas cumplen con el doble propósito de aumentar el flujo magnético y de limitarlo a una región deseada en las máquinas eléctricas, por ello se analizarán brevemente las propiedades magnéticas del hierro y otras substancias con propiedades magnéticas similares (*ferromagnéticas*), tomando en cuenta que las propiedades magnéticas no están limitadas a dichas substancias, sino que están presentes en toda la materia, sólo que a mucho menor escala. Para iniciar el análisis, se supone que de un hilo muy fino es suspendida una pequeña esfera hecha de algún material por estudiar, y que se coloca entre los polos de un potente electroimán. Si la muestra es de hierro o de otro material ferromagnético, ésta se verá atraída hacia la región en la cual el campo magnético es más intenso; pero muestras de otro tipo de material, se verán obligadas a dirigirse a la región en la que el campo magnético sea mínimo. A las substancias que se comportan como el hierro se les denomina de manera general paramagnéticas (más adelante se explicará la diferencia entre ferromagnetismo y paramagnetismo), a las otras se les llama diamagnéticas.

Las primeras especulaciones que se elaboraron con el fin de explicar el comportamiento magnético de un trozo de magnetita (nombre que reciben las rocas metálicas que poseen las propiedades de un imán permanente encontradas por los griegos) o de imanes permanentes, como una barra de hierro imantada, se basaban en el supuesto de que estas substancias estaban compuestas, total o parcialmente, por partículas que en si mismas eran un diminuto imán, y que los cuerpos que no eran imanes naturales poseían también dichos minúsculos imanes pero en desorden, por lo que el proceso de imantar un cuerpo consistía en ordenar dichas partículas. Sin embargo, al descubrirse que las corrientes eléctricas eran capaces de producir fenómenos magnéticos, Ampère propuso la teoría de que las propiedades magnéticas de un cuerpo procedían de multitud de diminutas corrientes cerradas que se encontraban en el interior del mismo, y que dichas corrientes continuaban indefinidamente como si no existiera resistencia eléctrica. En la actualidad se cree que esta teoría es esencialmente correcta.

Si se analiza el campo eléctrico producido por un dipolo eléctrico, por ejemplo una barra aislante con una carga positiva en un extremo y una carga negativa en el otro, ambas de igual magnitud, y se le compara con el campo magnético producido por una barra imantada con un polo norte en un extremo y uno sur en el otro; se observa que ambos campos son muy similares, por lo que podría suponerse la existencia de polos magnéticos aislados, análogos a las cargas eléctricas, los cuales si existiesen, producirían campos magnéticos semejantes a los campos eléctricos producidos por las cargas, proporcionales a la intensidad de los polos e inversamente proporcionales al cuadrado de la distancia desde el polo, pero esta hipótesis no coincide con la evidencia experimental, debido a que no ha sido posible aislar un polo magnético, ya que al dividir un imán a la mitad siempre se obtienen dos imanes y no dos polos aislados. Este efecto ocurre inclusive a niveles microscópicos, hasta llegar al átomo. Cada átomo se comporta como un dipolo magnético que consta de polo norte y sur, y hasta donde sabemos parece ser el dipolo y no el polo la unidad fundamental de la estructura magnética.

El dipolo magnético no consta de dos polos magnéticos individuales, sino más bien es una diminuta espira de corriente, por ejemplo, la que describe la circulación de los electrones en un átomo. La corriente atómica tiene un momento dipolar magnético orbital asociado (para un conjunto de N espiras de corriente, siendo $\bar{n}$ un vector normal al plano que contiene a las espiras, su momento dipolar magnético tendrá la misma dirección que $\bar{n}$ y una magnitud de $\mu = NiA$, donde N es el número de espiras, i es la intensidad de corriente que pasa por las espiras y A el área definida por las espiras) el cual es, en principio, el causante del comportamiento magnético del átomo. Con esto en mente, queda claro que no existe manera de dividir al dipolo, que de esta manera se convierte en la unidad más pequeña del magnetismo.

Para la segunda década del siglo pasado, los experimentos llevados a cabo en 1922 por Otto Stern (1888-1969) y Walther Gerlach (1889-1979), haciendo pasar haces de átomos a través de campos magnéticos, demostraron que el modelo de la estructura dipolar magnética del átomo no era suficiente para explicar las propiedades magnéticas observadas, por lo que fue necesario introducir otra clase de momento magnético asociado al electrón llamado momento magnético intrínseco μ_s y un ímpetu angular intrínseco s asociado (el ímpetu angular intrínseco o momento angular intrínseco se conoce también como el spin del electrón, número cuántico propuesto por Wolfang Pauli (1900-1958) en 1924).

El momento dipolar magnético orbital μ_l y el ímpetu angular orbital l de un electrón, son consecuencia del estado de movimiento del mismo, mientras que el momento dipolar magnético intrínseco μ_s, así como su ímpetu angular intrínseco s (*spin*), son características fundamentales del electrón, como su carga eléctrica o su masa. Cada partícula elemental posee un momento magnético intrínseco y un momento angular intrínseco correspondiente.

Las propiedades magnéticas de un material se determinan por el momento dipolar magnético total de sus átomos, tanto orbital μ_l como intrínseco μ_s, en muchos casos los electrones de los átomos se acoplan en pares, de manera que μ_l y μ_s totales son cero. Los materiales hechos de este tipo de átomos son virtualmente no magnéticos, excepto por un efecto inducido muy débil llamado diamagnetismo. Para otros átomos, tanto μ_l como μ_s totales pueden ser diferentes de cero, a estos materiales se les denomina paramagnéticos.

En una muestra de un material paramagnético los momentos dipolares magnéticos de sus átomos están orientados al azar, pero al aplicar un campo magnético exterior, éste alinea a los dipolos en su misma dirección pero con sentido opuesto. Al suprimir dicho campo, el movimiento térmico de los átomos causa que las direcciones de los momentos dipolares se redistribuyan nuevamente al azar, ya que las fuerzas magnéticas entre los átomos son demasiado débiles para mantener el alineamiento y evitar la redistribución.

En 1847, Faraday descubrió que una muestra de bismuto era repelida por un imán potente, a tales substancias las llamó diamagnéticas. El diamagnetismo está presente en todas las substancias, sin embargo es un efecto mucho más débil que el paramagnetismo, por lo que es más fácil de observar en materiales que no sean paramagnéticos. Los átomos de los materiales diamagnéticos no poseen un momento magnético permanente, por lo que en presencia de un campo magnético externo adquieren momentos dipolares inducidos, recordando la ley de Lenz, llamada así por su descubridor Heinrich Friedrich Emil Lenz, conocido también como Emil Khristianovich Lenz (1804-1865), los electrones del átomo cambian su estado de movimiento con el fin de producir un campo magnético que se oponga al campo externo, este ligero cambio en el estado de movimiento de los electrones se refleja como un cambio en el momento magnético orbital; es decir, se crea un campo magnético que se opone al campo externo aplicado.

Dentro de los materiales paramagnéticos se encuentran los materiales ferromagnéticos, lo que distingue a los materiales ferromagnéticos es el hecho de que los momentos dipolares magnéticos de sus átomos se encuentran íntimamente relacionados, lo que los mantiene alineados incluso en ausencia de un campo magnético externo. Los materiales ferromagnéticos más comunes a temperatura ambiente son el hierro, el níquel y el cobalto. Existen otros materiales que exhiben propiedades ferromagnéticas a temperaturas menores a la temperatura ambiente, por ejemplo el gadolinio y el disprosio. También existen algunas aleaciones y compuestos que son ferromagnéticos a temperatura ambiente, un ejemplo es el CrO_2, compuesto ampliamente utilizado en cintas magnéticas, que resulta un ejemplo interesante, dado que ninguno de sus componentes elementales es ferromagnético.

Al aumentar la temperatura de los materiales ferromagnéticos disminuye la efectividad del acoplamiento entre sus átomos, lo que los convierte en paramagnéticos, la temperatura a la que esto sucede se conoce como temperatura de Curie, llamada así en honor a su descubridor Pierre Curie (1859-1906), por ejemplo, para el hierro se requieren $770\ [^oC]$ para que éste se convierta en paramagnético, mientras que el gadolinio lo hace a los $16\ [^oC]$.

1.1.2 Circuitos magnéticos

Si se tiene un sistema de cargas eléctricas puntuales en reposo con respecto a un observador, las fuerzas que sentirán dichas cargas serán fuerzas de Coulomb, descubiertas por Charles-Agustin de Coulomb (1736-1806), que son debidas únicamente a la intensidad del campo eléctrico asociado a cada una de ellas. Pero, si alguna de estas cargas se encuentra en movimiento con respecto al observador, todas las cargas del sistema experimentarán fuerzas adicionales a las fuerzas de Coulomb, a éstas se les conoce con el nombre de fuerzas magnéticas o fuerzas de Lorentz, llamadas así en honor al físico holandés Hendrik Antoon Lorentz (1853-1928), y la región en la que existen se denomina campo magnético. Un campo magnético se considera compuesto por líneas de flujo, o líneas de inducción, representadas por ϕ. El número de estas líneas por unidad de área (el área perpendicular a las líneas) es una medida de la intensidad del campo magnético y se le denomina densidad de flujo B, en el SI sus unidades son weber por metro cuadrado.

Muchas máquinas eléctricas contienen partes hechas de materiales ferromagnéticos. Con el objeto de estudiar las características de su funcionamiento y diseñarlas de acuerdo con las especificaciones requeridas, se debe determinar la densidad de flujo magnético B en la estructura. Por lo general, esto constituye un problema de campo tridimensional, pero en muchos casos este problema puede ser reducido a una sola dimensión, al reemplazar a la máquina por un circuito. Para el análisis del comportamiento magnético de una máquina, dicha simplificación conduce al establecimiento de un circuito magnético.

Dentro de los circuitos magnéticos, las trayectorias que sigue el flujo se limitan, casi en su totalidad, a las regiones de alta permeabilidad magnética. Estas regiones las definen los materiales ferromagnéticos que forman parte de las estructuras a modelar, por lo que el comportamiento del flujo magnético se asemeja al de la corriente eléctrica en un circuito eléctrico. A diferencia de los circuitos eléctricos, los circuitos magnéticos no son lineales, ya que la permeabilidad magnética del medio es variable y está en función de la densidad del flujo magnético dentro de la estructura.

Para el análisis de los circuitos magnéticos es necesario hacer las siguientes consideraciones:

- Las dimensiones de la estructura magnética son tales que la densidad de flujo en cualquier sección transversal de la estructura puede ser considerada uniforme. Esto quiere decir que el flujo en el núcleo se puede obtener multiplicando la densidad de flujo por el área de la sección transversal del mismo, esto es:

$$\phi = BA \qquad \ldots(\text{I-1})$$

- La longitud media de la trayectoria magnética puede ser utilizada en todos los cálculos. En la figura I.1 se muestra un circuito magnético, en el que la longitud de la línea roja indica la longitud media de la trayectoria magnética.

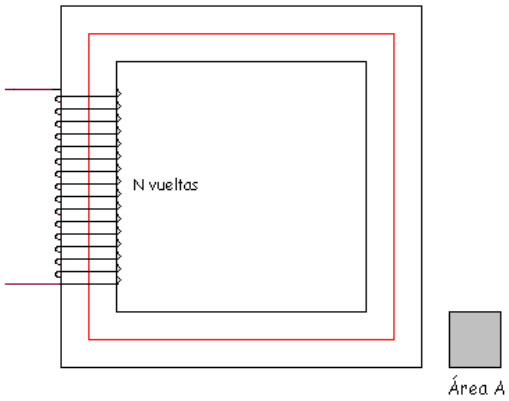


Fig. I.1: Circuito magnético.

- La fuerza magnetomotriz total, análoga a la tensión en los circuitos eléctricos, requerida para establecer una cantidad específica de flujo en el circuito magnético es:

$$F = Ni = Hl_m \qquad \ldots(\text{I-2})$$

donde l_m es la longitud media y H es la magnitud del vector intensidad magnética, recordando que en el vacío $B = \mu_0 H$ y que la cantidad μ_0, llamada permeabilidad magnética del vacío, en el SI tiene un valor de $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \left[\frac{H}{m}\right]$.

En los circuitos magnéticos, el comportamiento del flujo magnético es análogo al de la corriente en un circuito eléctrico, y por lo tanto, éste satisface la ley de corrientes de Kirchhoff; de igual manera, la fuerza magnetomotriz es análoga a la tensión en los circuitos eléctricos y satisface la ley de voltajes de Kirchhoff.

1.1.3 Energía almacenada en un campo magnético

La ley de la conservación de la energía es uno de los postulados fundamentales utilizados por muchas ramas de la ciencia y la ingeniería para explicar muchos fenómenos observados. Este postulado juega un papel muy importante en el estudio de sistemas electromagnéticos y electromecánicos. Experimentalmente se ha demostrado que para crear un

campo magnético tiene que emplearse energía en una u otra forma, esta energía es almacenada por el campo magnético y la totalidad, o parte de ella, es regresada a su fuente inicial o convertida en otras formas útiles cuando se cambia o destruye el campo magnético.

La figura I.2 representa a un núcleo ferromagnético, el cuál tiene devanada una bobina que se encuentra conectada a una fuente de tensión $v(t)$, no necesariamente sinusoidal, pero sí periódica.

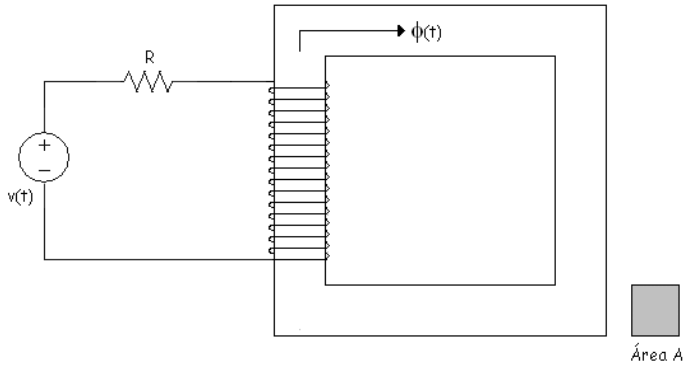


Fig. I.2: Núcleo ferromagnético y bobina.

Se supondrá que las siguientes condiciones son aplicables al sistema propuesto:

- El espesor del núcleo es relativamente pequeño comparado con sus demás dimensiones, de modo que la densidad de flujo magnético se puede considerar uniforme a través de la sección transversal del núcleo.

- A pesar de que la resistencia de la bobina de excitación se encuentra distribuida a lo largo de toda la bobina, se representará como un parámetro concentrado, indicado en la figura con la letra R, y se supondrá que la bobina en sí no tiene resistencia.

- El flujo establecido por la corriente se encuentra confinado dentro de la sección transversal del núcleo.

Al incrementarse la corriente que circula por la bobina i_ϕ, ésta provoca un cambio en el flujo magnético ϕ, de 0 a ϕ_1. Recordando la ley de inducción de Faraday, una fuerza electromotriz se induce en la bobina debido a dicho cambio, su magnitud está dada por:

$$e = \frac{d(N\phi)}{dt} = N\frac{d\phi}{dt} \qquad \ldots(\text{I-3})$$

donde N es el número de vueltas de la bobina.

La energía eléctrica suministrada por la fuente conectada a la bobina en un tiempo dt (sin tomar en cuenta las pérdidas por efecto Joule[1] en la resistencia R) es:

$$dW = ei_\phi dt = Ni_\phi d\phi = Fd\phi \qquad \ldots(\text{I-4})$$

Por lo que la energía total almacenada, tomando como condición inicial que en $t = 0$, $i_\phi|_{t=o} = 0$ y $\phi = 0$, es:

$$W = \int_0^{\phi_1} Fd\phi \qquad \ldots(\text{I-5})$$

Lo anterior muestra que al incrementarse el campo magnético asociado con el núcleo, la energía fluye de la fuente al campo, por lo cual éste la almacena mientras el flujo se mantenga en el valor ϕ_1; a esta energía se le llama energía almacenada y se representa con W_ϕ.

$$W_\phi = \int_0^{\phi_1} Fd\phi \qquad \ldots(\text{I-6})$$

[1] Este efecto consiste en la disipación de potencia en forma de calor que ocurre cuando una corriente I circula a través de un conductor con resistencia eléctrica R. Este efecto fue descubierto por James Prescott Joule (1818-1889) en 1843.

La representación gráfica de la expresión anterior se muestra en la figura I.3, la región más sombreada representa a la energía almacenada por el campo magnético generado por la bobina, hasta que el flujo alcanza un valor de ϕ_1 y la fuerza magnetomotriz un valor de F_1; es decir, cuando $i_\phi = i_{\phi_1}$.

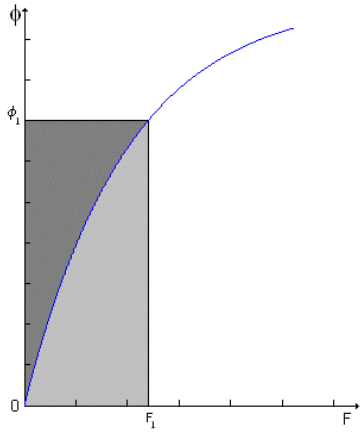


Fig. I.3: Curva de energía almacenada.

La región ligeramente sombreada representa a la coenergía [1], la cual se representa con W'_ϕ, y está dada, según se observa, por:

$$W'_\phi = \int_0^{F_1} \phi dF \qquad \ldots(\text{I-7})$$

La coenergía no tiene ningún significado físico, pero se ha encontrado que resulta útil para calcular fuerzas en aparatos electromecánicos. Si la curva B *Vs.* H [2] del material del núcleo es lineal, entonces la energía y la coenergía son iguales, con ello se tiene que:

$$W_\phi = W'_\phi = \frac{1}{2} F_1 \phi_1 = \frac{1}{2} \Re \phi_1^2 = \frac{1}{2} \frac{F_1^2}{\Re} \qquad \ldots(\text{I-8})$$

donde $\Re = \dfrac{l_m}{\mu A}$, y se denomina reluctancia del núcleo.

$$\boxed{W_\phi = \frac{1}{2} \frac{(Ni_\phi)^2}{\Re}} \qquad \ldots(\text{I-9})$$

[2] Curva característica de una material, relaciona a la densidad de flujo B con la intensidad de campo magnético H, esta curva posee un comportamiento lineal para intensidades de campo menores a la de saturación del material.

1.2 El interruptor

Un interruptor (o *switch*) es un dispositivo que tiene como función abrir y cerrar un circuito eléctrico para permitir o no el paso de una señal a través del mismo.

De esta manera, el interruptor se caracteriza por sus dos estados: abierto y cerrado, y para realizar un estudio de su funcionamiento es necesario tomar en cuenta estas dos condiciones.

De un modo general y de acuerdo a su configuración, los interruptores se pueden clasificar en:

a) Normalmente abierto- Cuando su actuación cierra el circuito

b) Normalmente cerrado- Cuando su actuación abre el circuito

En cuanto a su actuación, los interruptores pueden ser de tipo eléctrico, magnético, térmico o mecánico, por mencionar algunos.

En el caso más simple, un interruptor se compone de dos partes llamadas contactos, que se tocan para cerrar un circuito y que se separan para abrirlo. El material de los contactos se escoge de acuerdo a su resistencia al paso de la electricidad (que debe ser baja) y por su resistencia a la corrosión (idealmente alta), debido a que en la mayoría de los metales se forman óxidos aislantes que no permiten el buen funcionamiento del dispositivo. La parte móvil que ocasiona que los dos contactos se toquen o se separen recibe el nombre de actuador [2].

1.2.1 Factor de calidad de conmutación

Una figura de mérito importante para caracterizar a los interruptores utilizados en circuitos que trabajan en el rango de las microondas es el Factor de Calidad de Conmutación (Commutation Quality Factor), CQF por sus siglas en inglés, el cual en términos generales refleja que tan diferentes son las impedancias del interruptor en sus dos estados: abierto y cerrado. Esta figura de mérito se puede utilizar en multitud de dispositivos conmutables, como lo pueden ser los construidos a partir de semiconductores, de ferroeléctricos o de superconductores, por mencionar algunos [3]. El CQF permite optimizar el diseño del interruptor para que éste trabaje en la banda de frecuencias deseada, por lo tanto, este parámetro permite optimizar el diseño del interruptor para una aplicación específica.

Si se tiene un bipuerto, por ejemplo una línea de transmisión, conectado en cascada con un interruptor, que será su carga, el CQF será la relación entre la impedancia de entrada del bipuerto cuando el interruptor se encuentra en estado abierto y la impedancia de entrada del mismo cuando el interruptor está cerrado. Este bipuerto es una red sin pérdidas, la cual nos permite realizar una transformación de las impedancias del interruptor. Durante la obtención del CQF se demostrará que éste es independiente del bipuerto ideal mencionado, que simplemente se utiliza para realizar el cálculo del mismo.

La impedancia de entrada del circuito mostrado en la figura I.4 tiene las siguientes características: su parte reactiva X_{in} para ambos estados del interruptor es cero; su parte resistiva en estado cerrado $R_{in}^{(1)}$ es mucho menor que la impedancia característica de la línea Z_0 y en estado abierto $R_{in}^{(2)}$ es mucho mayor a Z_0.

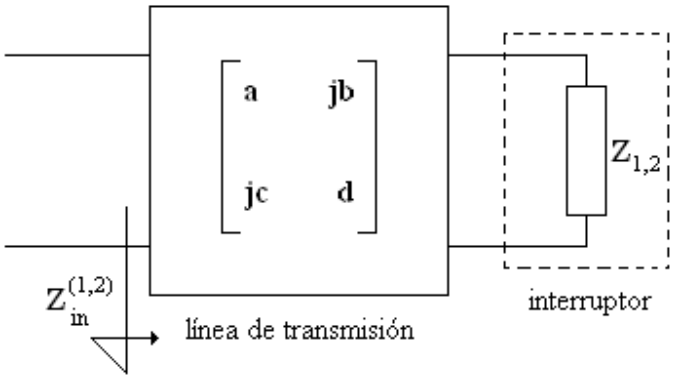


Fig. I.4: Línea de transmisión con el interruptor como carga.

Dadas las consideraciones anteriores, $Z_{in}^{(1)}$ y $Z_{in}^{(2)}$ son puramente resistivas, con lo que se define al factor de calidad de conmutación (CQF), denotado por k, como la relación de la resistencia de entrada en estado abierto con la resistencia de entrada en estado cerrado, esto es:

$$k = \frac{R_{in}^{(2)}}{R_{in}^{(1)}} \qquad \ldots(\text{I-10})$$

Con ello se observa que k siempre es mayor a 1, ya que $R_{in}^{(2)}$ siempre será mayor a $R_{in}^{(1)}$, por las razones anteriormente mencionadas.

El bipuerto utilizado para realizar la transformación de impedancias se define por la siguiente matriz de parámetros ABCD:

$$A = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \;;\quad \text{donde:}\quad a,\ b,\ c,\ d \in a\ los\ reales \quad \text{y} \quad ad + cb = 1 \qquad \ldots(\text{I-11})$$

Por ejemplo, en el caso de una línea de transmisión de longitud l, con una impedancia característica Z_0 y una constante de fase β ; la matriz de parámetros ABCD sería:

$$A_L = \begin{bmatrix} \cos(\beta\, l) & jZ_0 sen(\beta\, l) \\ jY_0 sen(\beta\, l) & \cos(\beta\, l) \end{bmatrix} \qquad \ldots(\text{I-12})$$

Se puede verificar que (I-12) cumple con la condición establecida en (I-11).

Se considerará que el interruptor tiene una impedancia $Z_{1,2} = R_{1,2} + jX_{1,2}$, el subíndice 1 se refiere a su estado cerrado y el subíndice 2 a su estado abierto, y se realizará la transformación necesaria para obtener $Z_{in}^{(1,2)} = R_{in}^{(1,2)} + jX_{in}^{(1,2)}$, que son las impedancias de entrada del bipuerto equivalente formado por la línea de transmisión conectada en cascada con el interruptor, donde de manera similar el superíndice 1 se refiere al estado cerrado del interruptor y el 2 al estado abierto del mismo.

Cómo se puede observar en la figura I.4, el bipuerto de la línea de transmisión y el bipuerto del interruptor se encuentran conectados en

cascada, por este motivo se utilizarán las matrices de parámetros ABCD asociadas a estos bipuertos para obtener la matriz de parámetros ABCD del bipuerto equivalente.

La matriz de parámetros ABCD del bipuerto del interruptor es:

$$A_I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}; \quad \text{donde Y es la admitancia del interruptor} \qquad \ldots(\text{I-13})$$

La matriz de parámetros ABCD del bipuerto equivalente es:

$$A_E = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} = Y \begin{bmatrix} aZ + jb & jbZ \\ jcZ + d & Zd \end{bmatrix} \qquad \ldots(\text{I-14})$$

El elemento Z_{11} de la matriz de impedancias del bipuerto equivalente corresponde a la impedancia de entrada Z_{in}, y se obtiene al dividir el elemento $A_E[1,1]$ entre el elemento $A_E[2,1]$, por lo que:

$$Z_{in}^{(1,2)} = \frac{a(R_{1,2} + jX_{1,2}) + jb}{jc(R_{1,2} + jX_{1,2}) + d} \qquad \ldots(\text{I-15})$$

Descomponiendo estas impedancias en parte real e imaginaria:

$$R_{in}^{(1,2)} = \frac{R_{1,2}}{d^2\left[1 - 2\frac{c}{d}X_{1,2} + \left(\frac{c}{d}\right)^2\left(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2\right)\right]} \qquad \ldots(\text{I-16})$$

y:

$$X_{in}^{(1,2)} = \frac{bd + (ad - bc)X_{1,2} - ac\left(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2\right)}{d^2\left[1 - 2\frac{c}{d}X_{1,2} + \left(\frac{c}{d}\right)^2\left(R_{1,2}^2 + X_{1,2}^2\right)\right]} \qquad \ldots\ (\text{I-17})$$

Y como antes se mencionó que $X_{in}^{(1,2)} = 0$, se tiene que:

$$\left.\begin{aligned} bd + (ad - bc)X_1 - ac\left(R_1^2 + X_1^2\right) = 0 \\ bd + (ad - bc)X_2 - ac\left(R_2^2 + X_2^2\right) = 0 \end{aligned}\right\} \quad \ldots(\text{I-18})$$

De (I-18) se obtiene:

$$\left(R_1^2 + X_1^2\right) = \frac{bd + (ad - bc)X_1}{ac} \quad \ldots(\text{I-19})$$

Y sustituyendo (I-19) en (I-16) se obtiene:

$$R_{in}^{(1,2)} = \frac{aR_{1,2}}{d\left(1 - \frac{c}{d}X_{1,2}\right)} \quad \ldots(\text{I-20})$$

Por motivos de simplicidad se propone el siguiente cambio de variables:

$$\left.\begin{aligned} n^2 &= \frac{a}{d} \\ y &= \frac{c}{d} \\ z &= \frac{b}{d} \end{aligned}\right\} \quad \ldots(\text{I-21})$$

Utilizando (I-18) y (I-21), el sistema que se obtiene es:

$$\left.\begin{aligned} z + \left(n^2 - yz\right)X_1 - yn^2\left(R_1^2 + X_1^2\right) = 0 \\ z + \left(n^2 - yz\right)X_2 - yn^2\left(R_2^2 + X_2^2\right) = 0 \end{aligned}\right\} \quad \ldots(\text{I-22})$$

De lo anterior se observa que:

$$z = \frac{n^2\left(yR_1^2 + yX_1^2 - X_1\right)}{1 - yX_1} \qquad \ldots(\text{I-23})$$

Empleando (I-22) y (I-23) se deduce que:

$$y^2\left[\left(R_1^2 + X_1^2\right)X_2 - \left(R_1^2 + X_1^2\right)X_1\right] - y\left[\left(R_1^2 + X_1^2\right) - \left(R_2^2 + X_2^2\right)\right] + \left(X_1 - X_2\right) = 0 \qquad \ldots(\text{I-24})$$

De ahí:

$$X_1 - X_2 = \frac{R_1^2\left(1 - yX_2\right) - R_2^2\left(1 - yX_1\right)}{\left(1 - yX_2\right)\left(1 - yX_1\right)}y \qquad \ldots(\text{I-25})$$

Sustituyendo (I-21) en (I-20), ésta se transforma en:

$$R_{in}^{(1,2)} = R_{1,2}\frac{n^2}{1 - yX_{1,2}} \qquad \ldots(\text{I-26})$$

Recordando a (I-14) y con ayuda de (I-26) se tiene:

$$k = \frac{R_2}{R_1}\left(\frac{1 - yX_1}{1 - yX_2}\right) \qquad \ldots(\text{I-27})$$

Que es equivalente a:

$$k = \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\left(\frac{X_2 - X_1}{1 - yX_2}\right)y \qquad \ldots(\text{I-28})$$

Análogamente, se llega a:

$$\frac{1}{k}=\frac{R_1}{R_2}\left(\frac{1-yX_2}{1-yX_1}\right) \qquad \ldots(\text{I-29})$$

Que equivale a:

$$\frac{1}{k}=\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_1}{R_2}\left(\frac{X_1-X_2}{1-yX_1}\right)y \qquad \ldots(\text{I-30})$$

Si se suman (I-28) y (I-30) se obtiene:

$$k+\frac{1}{k}=\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_2}{R_1}\left(\frac{X_2-X_1}{1-yX_2}\right)y+\frac{R_1}{R_2}\left(\frac{X_1-X_2}{1-yX_1}\right)y \qquad \ldots(\text{I-31})$$

Reordenando términos:

$$k+\frac{1}{k}=\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_1}{R_2}+\left[\frac{R_1^2(1-yX_2)-R_2^2(1-yX_1)}{(1-yX_1)(1-yX_2)}y\right]\left(\frac{X_1-X_2}{R_1R_2}\right) \qquad \ldots(\text{I-32})$$

Finalmente, recordando a (I-25) se obtiene:

$$\boxed{k+\frac{1}{k}=\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_1}{R_2}+\frac{(X_1-X_2)^2}{R_1R_2}} \qquad \ldots(\text{I-33})$$

que define al factor de calidad de conmutación de un dispositivo conmutable, sin importar la naturaleza del mismo.

El factor de calidad de conmutación es una figura de mérito tan importante al caracterizar a los dispositivos conmutables, que incluso se le considera para decidir si es o no factible su construcción; en general, es recomendable construir un dispositivo que presente $k>5000$, dentro del rango de frecuencias para el cual está siendo diseñado.

1.3 Ideas principales

El magnetismo es un fenómeno presente en toda la naturaleza, en mayor o menor escala, y depende en gran parte del *spin* de los electrones de los átomos.

El magnetismo es un fenómeno relativista, es decir, es necesario que exista movimiento relativo entre las cargas de un sistema para que éstas experimenten fenómenos magnéticos.

Es posible hacer circuitos magnéticos equivalentes a un sistema, la fuerza magnetomotriz y el flujo magnético en dichos circuitos cumplen con leyes análogas a las Leyes de Voltajes y de Corrientes de Kirchhoff.

Los circuitos magnéticos son capaces de almacenar energía, según lo muestra la expresión (I-6), que es:

$$W_{\phi} = \int_{0}^{\phi_1} F d\phi$$

Para materiales magnéticos lineales, la energía almacenada en ellos está dada por la expresión (I-9), mostrada a continuación:

$$W_{\phi} = \frac{1}{2}\frac{\left(Ni_{\phi}\right)^2}{\Re}$$

El factor de calidad de conmutación (CQF) es una figura de mérito muy útil para analizar el comportamiento de dispositivos conmutables, independientemente de su naturaleza. La expresión (I-33), mostrada a continuación, solamente depende de las impedancias del dispositivo, tanto en estado abierto, como en estado cerrado.

$$k + \frac{1}{k} = \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_1}{R_2} + \frac{\left(X_1 - X_2\right)^2}{R_1 R_2}$$

1.4 Referencias

[1] V. Gourishankar, "Conversión de Energía Electromecánica," Representaciones y servicios de ingeniería S.A. México, 1975, p. 8, 28, 36, 37, 70-76.

[2] P.M.B. Walker, "Chambers Science and Technology Dictionary," Edinburgh, 1988.

[3] I. B. Vendik, O. G. Vendik and E. L. Kollberg, "Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, No. 5, pp. 802-808, May 2000.

Otras bibliografías consultadas:

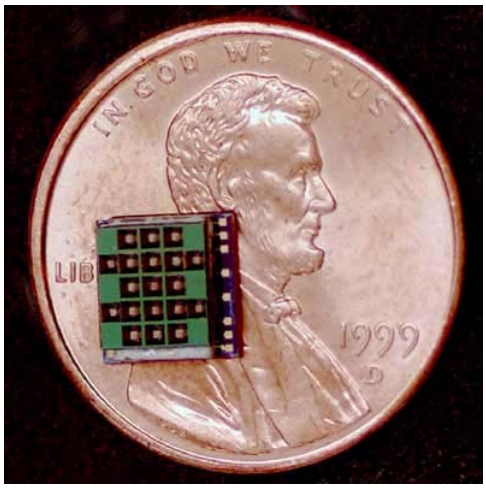
- D. Halliday, R. Resnick, K. S. Krane, "Física Vol. 2," Compañía Editorial Continental, México, 2001 p. 237-247.

- D. M. Pozar, "Microwave Engineering," John Wiley & Sons. Inc. USA, 1990, p. 240-243.

- F. W. Sears, S. W. Zemansky, "Física," Aguilar, España, 1972, p. 729-732.

Capítulo II

Estado del Arte



El estado del arte es el nivel más alto de desarrollo tecnológico o científico alcanzado hasta un momento en particular en el tiempo. Durante este capítulo se establecerá el estado del arte, que fungirá como marco de referencia de los interruptores MEMS magnetostáticos, hasta el año 2005. Con base en éste se decidirán las características deseables para el interruptor que se diseñará en este trabajo.

-"Ars longa vita brevis"
Hipócrates

2.1 Estado del arte de los interruptores MEMS magnetostáticos

Durante la última década del siglo pasado, nuevas técnicas de fabricación han ayudado a incrementar el desarrollo de los MEMS; de esta manera, muchas aplicaciones novedosas han sido reportadas en diversas áreas de la ciencia y la ingeniería.

La tecnología MEMS para aplicaciones en microondas está encaminada a resolver problemas, que a pesar de haber sido identificados, no se han podido resolver utilizando las tecnologías anteriores. Debido al gran crecimiento de la industria en el campo de las microondas y las ondas milimétricas, la resolución de estos problemas de manera económica y eficiente se ha convertido en una prioridad. La innovación en los dispositivos personales de comunicación, los sistemas de radar, los sistemas de localización satelital, etc., ha obligado a los ingenieros a construir componentes electrónicos que sean cada vez más pequeños, más baratos y más eficientes. Lo anterior es posible a través del desarrollo de MEMS que trabajen en altas frecuencias: MEMS para RF (radio frecuencia).

Los interruptores utilizados comúnmente en la industria de las microondas son interruptores mecánicos (coaxiales y guías de onda) e interruptores semiconductores (diodo P-I-N y FET). Los interruptores mecánicos ofrecen grandes beneficios en lo que respecta a bajas pérdidas de inserción[1], buen nivel de aislamiento, comportamiento lineal, y además son capaces de manejar altos niveles de potencia; sin embargo, son voluminosos, pesados y lentos, mientras que sus contrapartes, elaboradas a partir de semiconductores, tienen tiempos de conmutación muy cortos, son más pequeños y más livianos; pero tienen pérdidas de inserción mayores, requieren de alimentación con DC, poseen un menor nivel de aislamiento y no son capaces de soportar grandes potencias, además de agregar términos de intermodulación[2] debido a sus características no lineales. Es bajo estas condiciones que se considera que los interruptores MEMS parecen ser la solución, ya que prometen incluir las ventajas de ambos tipos de interruptores: un excelente desempeño en altas frecuencias y un consumo de potencia de DC bajo, tal y como los interruptores mecánicos; pero con las ventajas de tamaño y costo de los interruptores semiconductores.
Conforme la investigación y el diseño de diferentes tipos de interruptores ha ido progresando, la forma de actuación de éstos ha sido una de las

[1] Son las pérdidas de energía que sufre una señal al pasar a través un dispositivo, se hará una explicación más detallada de ellas más adelante.

[2] Componentes armónicos de una señal, que surgen a la salida de un dispositivo no lineal, debido a dicha característica.

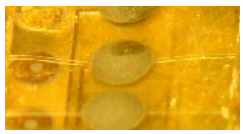
variables importantes que se intenta explorar para obtener una visión completa de las ventajas y desventajas, alcances y limitaciones de dichos dispositivos. Para aplicaciones de interruptores en altas frecuencias, el modo de actuación más explotado actualmente es el electrostático. Este modo de actuación consiste en lograr que el interruptor cambie de estado (de abierto a cerrado, o de cerrado a abierto) mediante el uso de campos eléctricos estáticos, de ahí su nombre, y de las fuerza de Coulomb que en éstos se producen. Debido al extenso estudio de este tipo de interruptores, se ha llegado a un punto en el que, por el momento, no es posible mejorar algunas de sus características, como incrementar el nivel de aislamiento, mantener bajo el voltaje de actuación, las pérdidas de inserción, etc., para obtener interruptores más eficientes para aplicaciones específicas. Es por esto que surge la investigación de nuevos mecanismos de actuación, por ejemplo la utilización de campos magnéticos, aprovechando las fuerzas de Lorentz. Los interruptores MEMS que funcionan de esta manera reciben el nombre de interruptores MEMS magnetostáticos, debido a que su principio de actuación está basado en campos magnéticos estáticos. El funcionamiento de este tipo de dispositivos se basa en la conversión de energía eléctrica a mecánica, utilizando como transductor una bobina en la que se almacena energía en forma de campo magnético, para después convertirse en energía mecánica al mover una palanca o membrana en el sistema.

De una manera muy general, los interruptores con un mecanismo de actuación magnetostático ofrecen las siguientes ventajas con respecto a sus contrapartes electrostáticas:

- Estructuras mecánicas robustas que son más estables mecánicamente.
- Fuerza de actuación constante e independiente de la posición inicial de las partes móviles del interruptor.
- Distancia entre los contactos y el actuador considerablemente mayor, incrementando el nivel de aislamiento en el dispositivo.
- Tiempos de vida más largos.
- Fuerzas de contacto más grandes.
- Tiempos de conmutación más cortos.

A continuación se presentarán algunos ejemplos recientes de interruptores magnetostáticos, con la finalidad de establecer el estado del arte hasta el año 2005.

Interruptor MEMS para RF con actuación magnética [1]
Universidad de Leeds. Leeds, Inglaterra. (2005)
A. Hartley, N. Dimitrakopoulos, R. Miles, R. Pollard



El interruptor de la Universidad de Leeds está diseñado para ser utilizado en sistemas de radar aeronáuticos que operen en la banda X de frecuencias (de 8 $[GHz]$ a 12 $[GHz]$). De forma general, el interruptor está formado por una membrana sostenida por dos soportes flexibles, que durante la actuación permiten que la membrana se desplace lo suficiente para cerrar una línea de transmisión.

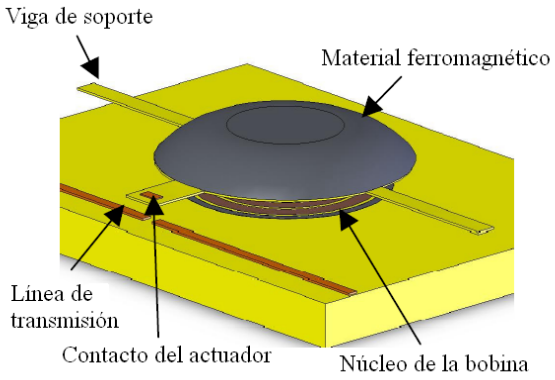


Fig. II.1: Diagrama del interruptor de la Universidad de Leeds.

Su mecanismo de actuación está compuesto por una bobina de cobre de una capa, devanada en un núcleo de un material con alta permeabilidad magnética; la corriente de actuación en la bobina genera un flujo magnético que produce una fuerza que atrae a la membrana, hecha del mismo material ferromagnético, cerrando una línea de transmisión que se encontraba abierta antes de la actuación del dispositivo.



Fig. II.2: Detalle (bobina).

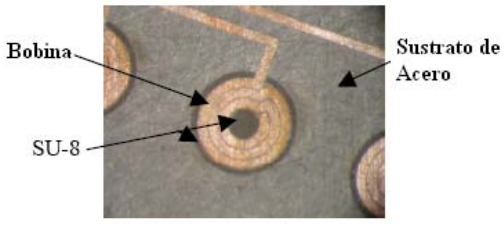


Fig. II.3: Interruptor.

El flujo magnético generado por la bobina, concentrado por la presencia del material ferromagnético, circula a través de la separación entre la bobina y la membrana, produciendo la fuerza que desplazará a esta última. El material ferromagnético utilizado para la construcción del núcleo de la bobina y la membrana está compuesto por 20% del polímero fotoplástico SU-8, en forma de resina, 60% de ferrita pulverizada y 20% de hierro pulverizado; y presenta una permeabilidad magnética relativa de 83.

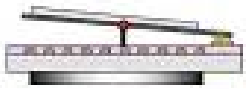
Para mejorar el desempeño magnético del mecanismo de actuación se utiliza un sustrato de acero con una permeabilidad magnética relativa de, aproximadamente, 1500. La utilización de este sustrato también presenta la ventaja de contribuir a la disipación del calor generado en la bobina, permitiendo así el manejo de densidades de corriente mayores.

Los soportes de la membrana están hechos del polímero SU-8, y sus dimensiones fueron determinadas de acuerdo a la magnitud de las fuerzas mecánicas de restitución, necesarias para reestablecer a la membrana a su posición original.

Tabla II.1: Interruptor de la Universidad de Leeds

Interruptor de la Universidad de Leeds	
Intervalo de operación	$8-12\ [GHz]$
Pérdidas de inserción	$< 0.03\ [dB]$
Aislamiento	$60\ [dB]$
Corriente de actuación	$1.4\ [A]$
Distancia entre contactos y actuador	$100\ [\mu m]$
Tiempo de conmutación	$50\ [ms]$
Consumo de potencia	$80\ [mW]$

MagLatch™ RF Switch [2]
Magfusion, Inc. 2005
Phoenix, Arizona, E.U.A.



El interruptor de Maglatch para RF es un micro interruptor magnético diseñado para operar en sistemas con 50 $[\Omega]$ de impedancia, y su rango de operación en frecuencia puede ir desde DC hasta 6 $[GHz]$.

Debido a sus características, este interruptor encuentra sus aplicaciones principales en los campos de las comunicaciones inalámbricas, el desarrollo de radares, los sistemas de adquisición de datos, los equipos automatizados de pruebas, etc.

Su principio de actuación consiste en la magnetización de una viga hecha de un material con alta permeabilidad magnética, como el permalloy. Esta viga cuenta con un soporte en el centro que permite su movimiento hacia dos lados opuestos. Un campo magnético constante y casi perpendicular a la viga, producido por un imán permanente localizado en el sustrato, genera en ésta un momento que ocasiona que la viga se mueva hacia uno de sus lados, logrando así que el interruptor cambie de estado. Para lograr que el interruptor cambie de estado nuevamente, es necesario que la viga se mueva hacia el otro lado, y para esto se utiliza el efecto de un momento contrario al anterior, generado en la viga debido a la presencia de un nuevo campo magnético, producido al inyectar un pulso de corriente en una bobina que se encuentra debajo de la estructura de la viga. Con estos ligeros cambios en el campo magnético constante, es posible lograr que el interruptor cambie de estado con una señal generada por la bobina.

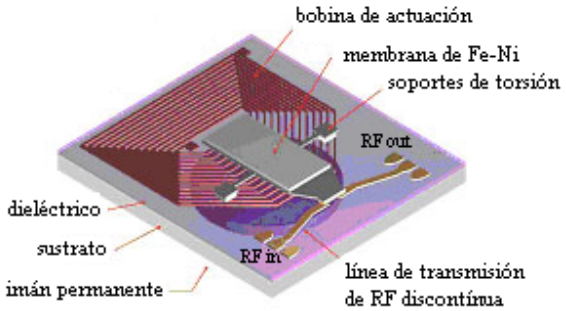


Fig. II.4: Diagrama del interruptor de Maglatch.

Una de las características más importantes de este interruptor es que sólo consume potencia durante su cambio de estado, ya que el imán permanente se encarga de mantener a la viga en alguna de sus dos posiciones fijas.

Algunas de las características de este interruptor son las siguientes: bajo consumo de potencia, bajo voltaje de operación, baja resistencia en estado cerrado, pérdidas de inserción bajas, alto nivel de aislamiento, comportamiento altamente lineal y alta confiabilidad. Además de las ventajas mencionadas, este interruptor puede fabricarse en sustratos de diferentes materiales, como silicio, vidrio, metal, cerámica, etc., y se pueden producir utilizando técnicas de fabricación de microelectrónica convencionales, lo que representa grandes volúmenes de producción a bajo costo.

Tabla II.2: MagLatch™ RF Switch

MagLatch™ RF Switch	
Intervalo de operación	$DC - 6\ [GHz]$
Pérdidas de inserción	$< 0.5\ [dB]$
Aislamiento	$45\ [dB]$
Corriente de actuación	$< 100\ [mA]$
Distancia entre contactos y actuador	No reportado[3]
Tiempo de conmutación	$< 100\ [ms]$
Consumo de potencia	No reportado[4]

[3] Las dimensiones típicas del interruptor reportadas son 1x2 [mm]
[4] El consumo de energía durante el cambio de estado es < 50[mJ]

Interruptores RF MEMS serie y paralelo operados por la combinación de fuerza electrostática y electromagnética [3]
KAIST, Daejon, Korea. (2005)
Il-Joo Cho, Taeksang Song, Sang-Hyun Baek y Euisik Yoon.



Los interruptores desarrollados en el KAIST[5] están diseñados para operar en el rango de RF, su desempeño ha sido evaluado a frecuencias de $20\ [GHz]$, para el interruptor tipo serie, y de $19.5\ [GHz]$, para el interruptor tipo paralelo; mostrando que es superior al de los interruptores semiconductores (diodo P-I-N y MESFET tipo (JFET) de GaAs), en lo que respecta a consumo de potencia y pérdidas de inserción.

Los interruptores MEMS electrostáticos consumen niveles muy bajos de potencia durante su actuación, lo que los hace muy eficientes en ese rubro; además, han demostrado ser fáciles de construir, pero su diseño requiere vencer dos grandes obstáculos: el voltaje de actuación y la estabilidad mecánica de la estructura, debido a que en este tipo de actuación estas dos importantes variables se encuentran íntimamente relacionadas. Mayor estabilidad mecánica se traduce en voltajes de actuación mayores, lo que afecta de manera directa al tiempo de vida del dispositivo, ya que la estructura se degrada al someterla a grandes voltajes; asimismo, una baja estabilidad mecánica se traduce en tiempos de conmutación mayores. Las ventajas que presenta la actuación electromagnética sobre la electrostática son: contar con estructuras mucho más estables mecánicamente, ofrecer tiempos de vida más largos, debido a que la estructura no es sometida a grandes voltajes, y presentar un mayor nivel de aislamiento; sin embargo, consumen más potencia debido a que se requiere alimentar con corriente al dispositivo durante su actuación y son de mayor tamaño que sus contrapartes electrostáticas.

Por las razones mencionadas anteriormente, el diseño del KAIST combina los dos tipos de actuación mencionados con el fin de servirse de sus ventajas y compensar los defectos que estas formas de actuación poseen; es decir, al combinarlas, el dispositivo diseñado puede ser al mismo tiempo eficiente en su consumo de potencia y tener un voltaje de actuación bajo, además de ser mecánicamente estable y tener un buen nivel de aislamiento, lo que se traduce en un mayor tiempo de vida del dispositivo.

[5] Korea Advanced Institute of Science and Technology

Los interruptores RF MEMS del KAIST se presentan a continuación:

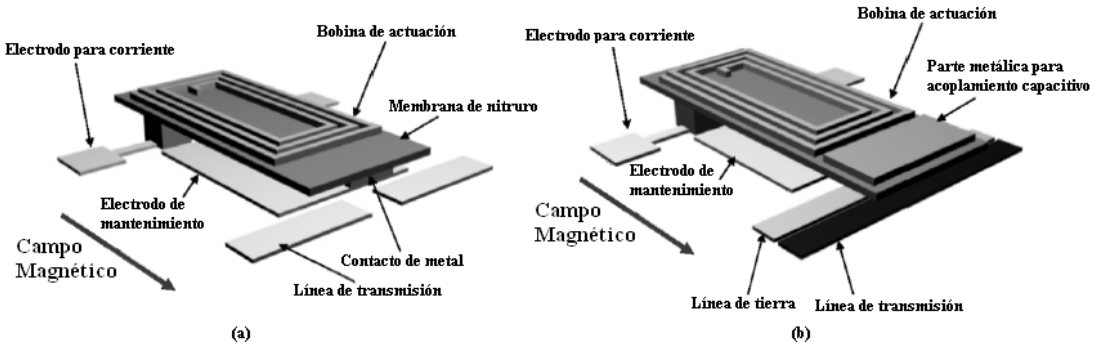


Fig. II.5: RF MEMS tipo a) serie b) paralelo

Ambos interruptores, de manera general, están compuestos por una membrana fija en uno de sus extremos, con una bobina en su parte superior, y por un electrodo sobre el sustrato. La bobina se utiliza para la actuación magnética y el electrodo, en combinación con la membrana, mantiene a ésta flexionada una vez que la fuerza generada por la circulación de corriente en la bobina obligue a la membrana a moverse a su posición final. Para regresarla a su posición inicial, se aplica corriente en la bobina en dirección contraria y se suprime la tensión entre el electrodo y la membrana, esto se describe en la figura II.6.

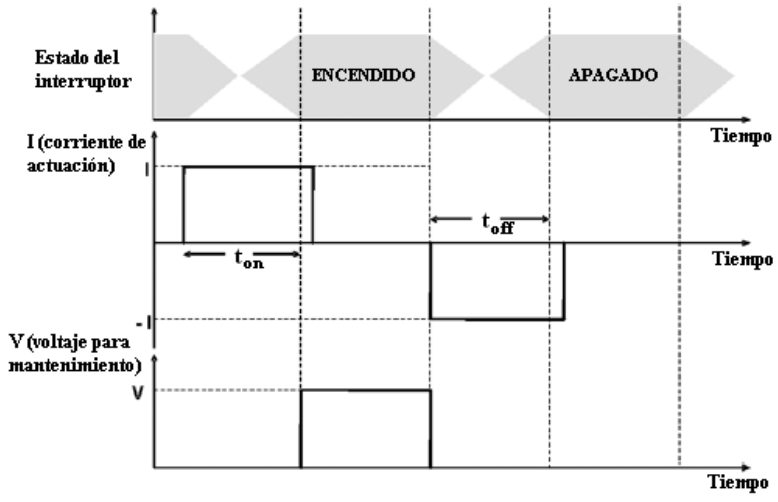


Fig. II.6: Diagrama de tiempos.

En la figura II.5-a se muestra al interruptor tipo serie, normalmente abierto, que en su posición natural impide el paso de señales a través de dos tramos de una línea de transmisión, dispuestos en el sustrato. Al actuar el interruptor, un contacto de metal ubicado en la parte inferior de la membrana une a los dos tramos de la línea, haciéndola continua.

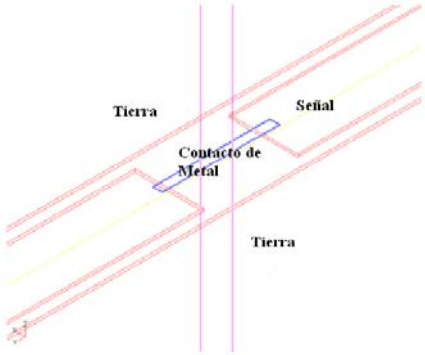


Fig. II.7: Detalle del interruptor tipo serie.

El interruptor tipo paralelo, mostrado en la figura II.5-b, es un interruptor normalmente cerrado; es decir, antes de su actuación la señal viaja libremente a través de la línea de transmisión y, al ser actuado, una placa de metal situada sobre la membrana forma un acoplamiento capacitivo entre la línea de transmisión y otra directamente conectada a tierra, siendo la membrana el material dieléctrico del capacitor. Al realizar el acoplamiento, la señal viaja a tierra a través del capacitor, interrumpiendo el paso de la misma por la línea de transmisión.

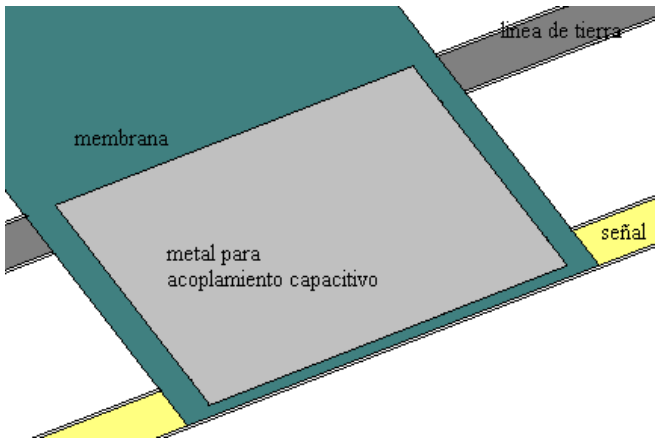


Fig. II.8: Detalle del interruptor tipo paralelo.

La distancia entre la línea de transmisión y la membrana depende del proceso de fabricación, ya que es necesario compensar los esfuerzos que se producen al construir la membrana. Para el interruptor tipo serie se reporta una distancia de 10.5 $[\mu m]$ y para el tipo paralelo una de 12.5 $[\mu m]$, esta diferencia se debe a que en el caso del interruptor tipo paralelo se deposita una capa metálica en la parte superior de la membrana, que la hace ligeramente más pesada, por lo que es necesario compensar los efectos del peso extra sobre la misma. La bobina construida sobre la membrana tiene la doble función de actuar como una fuente de campo magnético para la actuación electromagnética, y como un electrodo para la actuación electrostática, por lo que sus dimensiones han sido optimizadas para ambos propósitos. Los desplazamientos de la membrana en relación con la corriente aplicada en la bobina, para el interruptor tipo serie, se muestran en la figura II.9. Como puede observarse, el comportamiento de la curva es casi lineal, lo que demuestra una de las ventajas de la actuación electromagnética.

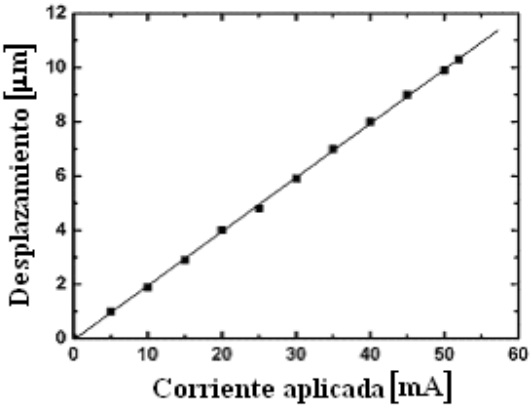


Fig. II.9: Corriente aplicada contra desplazamiento (serie).

En las tablas II.3, II.4 y II.5 se presentan las principales características eléctricas y mecánicas de los interruptores reportados.

Tabla II.3: Interruptor tipo serie KAIST

Interruptor tipo serie KAIST	
Pérdidas de inserción	0.37 $[dB]$
Aislamiento	34 $[dB]$

Medidos a 20 $[GHz]$

Tabla II.4: Interruptor tipo paralelo KAIST

Interruptor tipo paralelo KAIST	
Pérdidas de inserción	0.85 $[dB]$
Aislamiento	20.7 $[dB]$

Medidos a 19.5 $[GHz]$

Tabla II.5: Características mecánicas y eléctricas

Características mecánicas y eléctricas		
Interruptor	**Tipo serie**	**Tipo paralelo**
Corriente aplicada	53 $[mA]$	49 $[mA]$
Resistencia de la bobina	38 $[\Omega]$	46 $[\Omega]$
Voltaje aplicado	2.0 $[V]$	2.3 $[V]$
Voltaje de sostenimiento[6]	3.7 $[V]$	3.3 $[V]$
Altura inicial	10.5 $[\mu m]$	12.5 $[\mu m]$
Constante de resorte	2.4 $\left[\frac{N}{m}\right]$	2.0 $\left[\frac{N}{m}\right]$
Frecuencia de resonancia	4.5 $[kHz]$	2.2 $[kHz]$
Tiempo de conmutación[7]	110 $[\mu s]$	780 $[\mu s]$
Tiempo de conmutación[8]	380 $[\mu s]$	230 $[\mu s]$
Energía consumida[9]	40.3 $[\mu J]$	87.9 $[\mu J]$
Resistencia de contacto	0.5 $[\Omega]$	No aplica

[6] Voltaje necesario para mantener a la membrana en su posición final
[7] Tiempo en que la membrana viaja de su posición natural a su posición final
[8] Tiempo en que la membrana regresa de su posición final a su posición natural
[9] Energía consumida para mover a la membrana a su posición final

2.2 Conclusiones

Después de realizada la investigación anterior para establecer el estado del arte, se llegó a la conclusión de que no existen muchos interruptores que exploten el modo de actuación magnetostático, como ocurre en el caso electrostático, y de esta manera se presenta la oportunidad de seguir descubriendo características deseables en este tipo de dispositivos. En la tabla II.6, se presentan las mejores características observadas durante el establecimiento del estado del arte, con el fin de integrar un grupo de parámetros que sirva como base al elegir, más adelante, las especificaciones de diseño del interruptor que se va a proponer, garantizando que éstas sean características vigentes y necesarias para las aplicaciones actuales.

Tabla II.6: Características óptimas de los interruptores magnetostáticos de acuerdo al estado del arte establecido (hasta el año 2005)

Características óptimas de los interruptores magnetostáticos de acuerdo al estado del arte establecido (hasta el año 2005)	
Intervalo de operación	$DC - 20\ [GHz]$
Pérdidas de inserción	$< 0.03\ [dB]$
Aislamiento	$60\ [dB]$
Corriente de actuación	$49\ [mA]$
Distancia entre contactos y actuador	$100\ [\mu m]$
Tiempo de conmutación	$110\ [\mu s]$
Consumo de energía	$40.3\ [\mu J]$
Consumo de potencia	$80\ [mW]$

Los datos anteriores no pertenecen a un mismo interruptor, sino que representan los mejores valores que se reportaron durante el desarrollo del estado del arte.

De acuerdo a las características observadas en la tabla II.6, se presenta la oportunidad de mejorar el desempeño de los interruptores magnetostáticos en los siguientes aspectos:

- Dimensiones

Una de las desventajas que presentan los interruptores magnetostáticos o electromagnéticos, es que éstos son, en general, de mayor tamaño que sus contrapartes electrostáticas, debido a que los circuitos magnéticos empleados requieren de mayor área para que su actuación sea eficiente. Sin embargo, el tamaño no representa una gran desventaja para múltiples aplicaciones; para fines de esta tesis se propone que el área que ocupe el dispositivo en el sustrato sea de $1\ [mm^2]$, con el propósito de contar con un área lo suficientemente grande como para construir la bobina, que será la responsable de proporcionar la fuerza magnetomotriz necesaria para actuar al dispositivo.

- Banda de frecuencia

Muchas de las aplicaciones para interruptores en el campo de las microondas están diseñadas para operar en la banda Ka $(26-40\ [GHz])$, como por ejemplo en los equipos de radar y de comunicaciones, debido a que ofrece un mayor ancho de banda [4]. En la investigación espacial, el *Mars Reconnaissance Orbiter*, que llegó al planeta Marte el 10 de marzo de 2006, posee un transmisor que opera en la banda Ka, con el fin de demostrar que es más eficiente que los transmisores que operan en la banda X $(8-12\ [GHz])$ [5]. Éstas son sólo algunas de las aplicaciones de los dispositivos que operan en la banda Ka, por lo que en esta tesis se propone construir un dispositivo que opere en dicha banda.

- Factor de calidad de conmutación

El CQF es la figura de mérito que se utiliza para calificar el desempeño de un interruptor, es factible construir un dispositivo que posea un CQF mayor a 1000 en su banda de operación, pero valores inferiores a éste implican que no es recomendable la construcción del mismo; en el caso del diodo P-I-N, el CQF es de 5000 en la banda Ka, por lo que el dispositivo propuesto en esta tesis debe poseer un CQF superior a dicho valor. El tener un CQF alto implica tener pérdidas de inserción menores, lo que hace al dispositivo eficiente y atractivo para ser implementado. Aunque esta figura

de mérito casi nunca se reporta de manera explícita en los interruptores estudiados, está directamente relacionada con las pérdidas de inserción que éstos presentan [6].

- Distancia entre los contactos y el actuador

La distancia entre los contactos y el actuador, conocida en inglés como *gap*, es una de las características más importantes del dispositivo, ya que ésta se encuentra íntimamente relacionada con el nivel de aislamiento del mismo, así como también con el CQF, lo cuál implica que el dispositivo debe de poseer un gap adecuado para su funcionamiento óptimo. Una de las grandes ventajas de la actuación magnetostática se refleja precisamente en este parámetro de diseño, mientras que la actuación electrostática reporta gaps de alrededor de $7\ [\mu m]$, los dispositivos con actuación magnetostática presentan gaps de alrededor de $10\ [\mu m]$ o más, lo que en esencia representa un mejor nivel de aislamiento.

- Corriente de actuación

Éste es un parámetro importante a considerar, ya que su magnitud está relacionada con la potencia necesaria para operar al dispositivo, que debe ser baja, sobre todo si el interruptor va a formar parte de un sistema portátil, ya que no debe emplearse demasiada energía para actuar al interruptor. Algunos de los diseños presentados son muy eficientes en este aspecto, un ejemplo de esto es el diseño de Magfusion, que utiliza energía sólo al cambiar de estado; por esto, el interruptor a diseñar deberá operar con una baja corriente de actuación y por ende consumir poca potencia.

Lo anterior brinda un marco de referencia para poder situar el diseño de un interruptor magnetostático que sea capaz de operar en banda Ka, que posea un buen nivel de aislamiento y bajas pérdidas de inserción, lo que se refleja en un factor de calidad de conmutación alto, además de operar con una baja corriente de actuación y de esta forma consumir poca potencia.

2.3 Referencias

[1] A. Hartley, N. Dimitrakopoulos, R. Miles, R. Pollard , "A Prototype Magnetically Actuated MEMS RF Switch," University of Leeds, 2nd EMRS DTC Technical Conference, Edinburgh 2005.

[2] Magfusion, Inc., "MagLatch™ RF Switches," <www.magfusion.com> [Consulta: 17 de febrero 2006]

[3] Il-Joo Cho, Taeksang Song, Sang-Hyun Baek, and Euisik Yoon , "A Low-Voltage and Low-Power RF MEMS Series and Shunt Switches Actuated by Combination of Electromagnetic and Electrostatic Forces," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, No. 7, July 2005.

[4] Argos Press Pty Ltd, "Ka Band Satellite Communications Glossary," <http://www.argospress.com/Resources/satellite/bb-kaband.htm> [Consulta: 2 de febrero de 2006].

[5] N.A.S.A., Jet Propulsion Lab, California Institute of Technology, "Mars Reconnaissance Orbiter," <http://mars.jpl.nasa.gov/mro/mission/sc_instru_kaband.html> [Consulta: 6 de febrero de 2006].

[6] I. B. Vendik, O. G. Vendik and E. L. Kollberg, "Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, No. 5, pp. 802-808, May 2000.

Otras bibliografías consultadas:

- M. Daneshmand, R. R. Mansour, "Multiport MEMS-Based Waveguide and Coaxial Switches," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, No. 11, November 2005 p. 3531-3537.

Capítulo III

Diseño



En la etapa de diseño de un dispositivo se establecen las características deseables para el mismo y se proponen ideas para lograrlas. Este capítulo presenta el proceso de fabricación del dispositivo, su principio de operación, las cualidades principales de los materiales utilizados, la estructura elegida y sus dimensiones.

-"There is a reason that all things are as they are,
and did you see with my eyes and know with my knowledge
you would perhaps better understand"
Bram Stoker, "Drácula"

3.1 Descripción general del dispositivo

3.1.1 Especificaciones de diseño

Considerando las características establecidas en la tabla III.1 y las necesidades actuales del aprovechamiento de diferentes bandas de frecuencia; así como lo mencionado durante las conclusiones del capítulo II de esta tesis, es posible establecer un marco de referencia para las especificaciones a satisfacer con el diseño de este interruptor MEMS:

Tabla III.1: Especificaciones de diseño del interruptor MEMS magnetostático propuesto

Especificaciones de diseño del interruptor MEMS magnetostático propuesto	
Intervalo de operación	$26-40\ [GHz]$
Factor de calidad de conmutación	$k > 5000$
Pérdidas de inserción	$< 0.03\ [dB]$
Aislamiento	$60\ [dB]$
Corriente de actuación	$< 50\ [mA]$
Distancia entre contactos y actuador	$> 7\ [\mu m]$
Consumo de potencia	$80\ [mW]$

El intervalo de operación propuesto para el interruptor es conocido como banda Ka de frecuencias, y se eligió porque no ha sido tan extensamente utilizada como otras bandas de alta frecuencia (como la banda S o la banda X). En la actualidad se encuentran en desarrollo numerosas aplicaciones que operan en el rango de frecuencias comprendido en esta banda. Uno de los parámetros importantes a considerar, al trabajar en bandas de altas frecuencias, es la magnitud de las pérdidas de inserción en los dispositivos, debido a que si éstas son altas, se tiene que incrementar el número de componentes en los sistemas para lograr compensarlas.

Dentro de las características más importantes a considerar durante la etapa de diseño de los interruptores MEMS, se encuentran el consumo de energía y las fuentes para los diferentes tipos de actuación (corriente, tensión, calor, etc.), las cuales están íntimamente relacionadas. Las limitantes al

elegir algún tipo de actuación, se presentan al intentar ajustarse a un sistema predeterminado y a sus requerimientos de energía; en el caso de este diseño se eligió el tipo de actuación magnetostática debido a las ventajas que éste presenta. La limitante de la magnitud de la corriente de actuación y, en consecuencia, del consumo de energía, fue determinada de acuerdo a los valores mínimos presentados en el estado del arte.

3.1.2 Descripción del dispositivo

Se ha decidido que el interruptor a implementar sea normalmente abierto; es decir, antes de la actuación el interruptor se encuentra en estado abierto, lo que se traduce en que éste no permite el paso de señales a través de él. El dispositivo diseñado incluye su mecanismo de actuación integrado, con el fin de no tener que recurrir a fuentes externas de campo magnético para actuarlo. De manera general, el interruptor se encuentra compuesto por las siguientes partes (figura III.1):

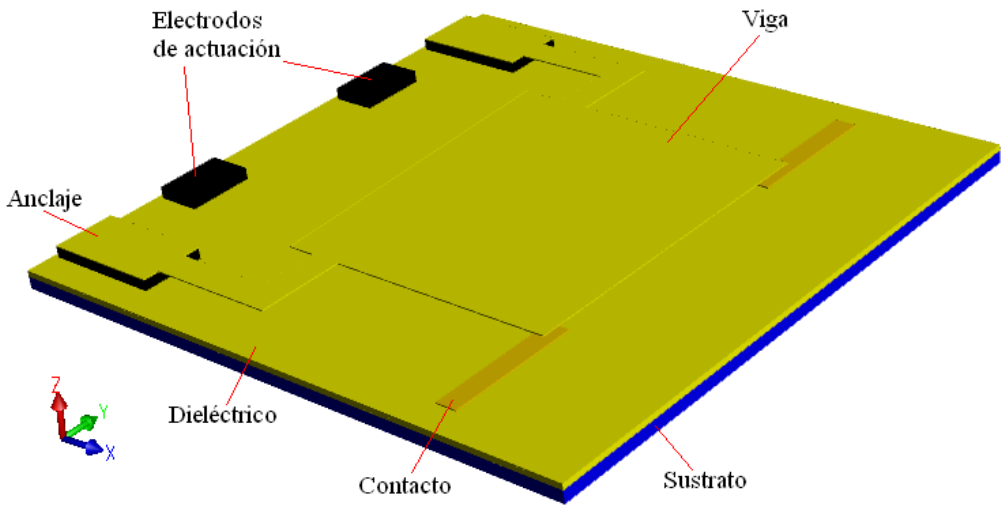


Fig. III.1: Diagrama del dispositivo propuesto.

- Sustrato

Su función principal es ser la base sobre la cual se construyen el mecanismo de actuación y el interruptor. Además, facilita la disipación de calor durante su operación, por lo que es deseable que sea un buen conductor del calor; por otra parte, el sustrato debe tener la característica de no ser un buen conductor de la electricidad, para reducir de esta manera

las pérdidas de energía ocasionadas por la inducción de corrientes parásitas al operar el dispositivo.

- Bobina

El mecanismo de actuación del interruptor es un electroimán, formado por una bobina tipo meandro de una sola capa (figura III.2-a), inmersa en un material con alta permeabilidad magnética que fungirá como su núcleo, concentrando el flujo magnético en las zonas deseadas para el funcionamiento del interruptor. La bobina se construirá sobre una capa del material ferromagnético y después, mediante otro depósito del mismo, quedará inmersa en dicho material, con excepción de la cara superior de la misma (figura III.2-b).

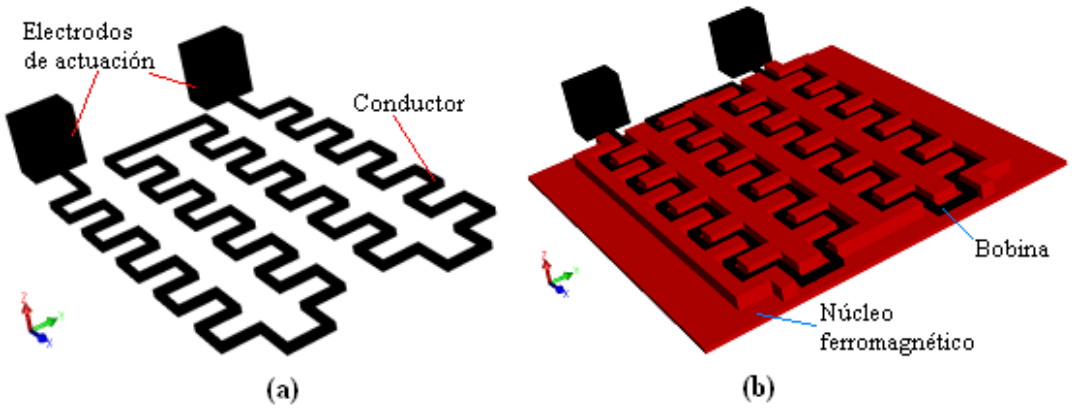


Fig. III.2: a) bobina tipo meandro b) electroimán [1]

Al inyectar la corriente de actuación en uno de los electrodos de la bobina, se generará un flujo magnético que al concentrarse circulará por las paredes laterales del núcleo y por la separación entre la bobina y la viga, fluyendo a través de ésta y regresando a la pared contigua del núcleo para cerrar las líneas del campo magnético, ocasionando de esta manera que la fuerza magnética generada atraiga a la viga hacia el electroimán [1]. Lo anterior puede apreciarse en la figura III.3.

[1] Nota: Las dimensiones mostradas en esta imagen fueron escaladas en la dirección z para facilitar la visualización del dispositivo, y se seguirá haciéndolo con dicha finalidad durante el desarrollo de este trabajo, a menos que se indique lo contrario.

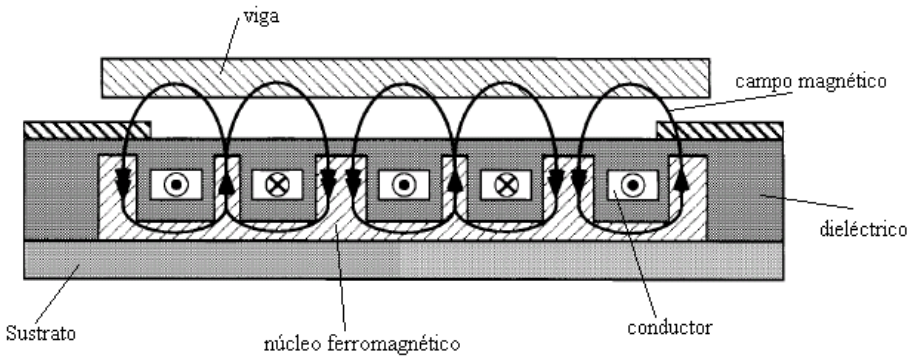


Fig. III.3: Diagrama de la circulación del flujo magnético dentro del dispositivo.

- Contactos

Los contactos se encuentran dispuestos sobre la última capa de dieléctrico que rodea al electroimán, formando una línea de transmisión interrumpida. Al moverse la viga hacia los contactos, un tercer tramo de línea localizado en el interior de la viga conecta a los dos primeros, formando así una línea de transmisión continua que permita la circulación de señales.

- Viga

La viga está compuesta por dos capas del material dieléctrico utilizado en la construcción de la bobina y una capa intermedia del material ferromagnético antes mencionado, con un propósito semejante al que tiene en el núcleo de la bobina. En el extremo libre de la viga hay un segmento de línea de transmisión que será el encargado de brindar continuidad a la línea interrumpida colocada sobre el electroimán. Este segmento se encuentra dentro de la viga, como se puede apreciar en la figura III.4-b, pero en la parte inferior de la misma dos pequeñas caras (o contactos) de este segmento se encuentran descubiertas, con la finalidad de poder hacer contacto físico con los extremos de la línea de transmisión interrumpida dispuesta debajo de ellas (figura III.4-c).

La viga se encuentra sostenida por dos anclajes dispuestos sobre la última capa de dieléctrico que cubre a la bobina (figura III.4-a), los cuales están construidos del mismo material conductor empleado en la bobina, con el fin de servir como soportes rígidos a los que se pueda fijar la viga. El hecho de poder contar con un gap considerablemente grande se refleja en fuerzas de restitución mayores dentro de la viga al actuarla, gracias a las

cuales la viga podrá volver a su posición original de manera natural, sin necesidad de contar con un sistema encargado de realizar esta tarea.

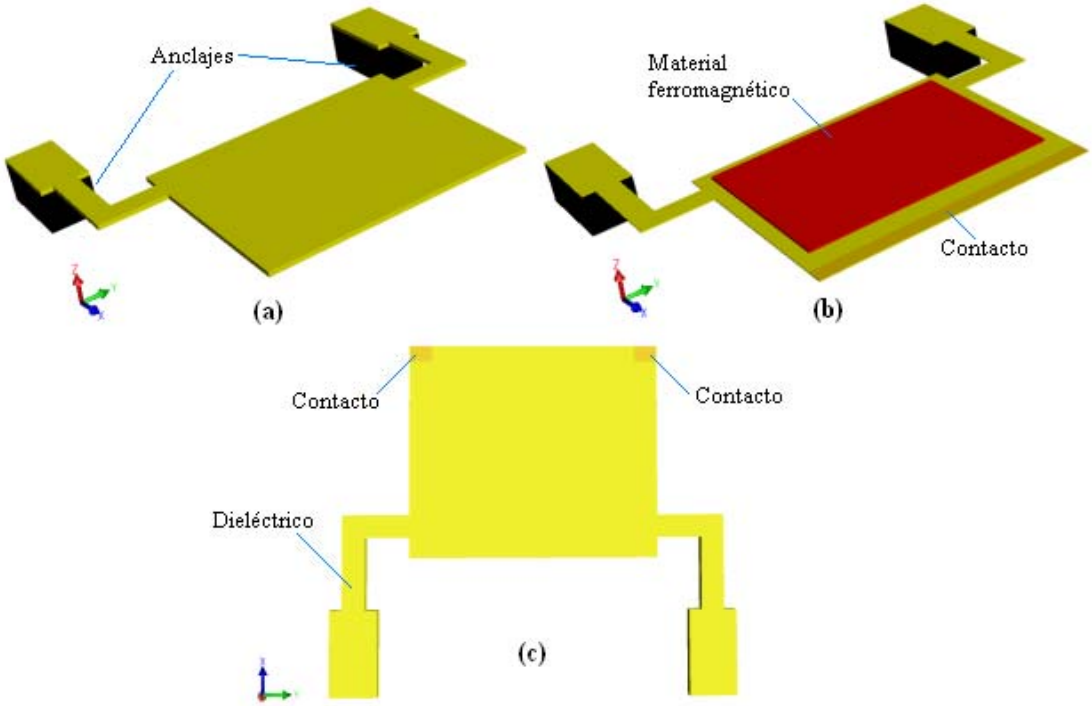


Fig. III.4: Actuador, detalles: a) exterior b) interior c) vista inferior

3.1.3 Funcionamiento

Partiendo de la posición natural del interruptor, se inyecta una corriente de actuación de la magnitud adecuada, que genera un flujo magnético en el electroimán; este flujo circula por la separación entre los contactos y la viga, atravesando ésta y ocasionando que la fuerza magnética producida atraiga a la viga hacia el electroimán. Siguiendo esta trayectoria, la viga encuentra en su movimiento a los dos contactos que la detendrán, de esta manera la línea de transmisión adquiere continuidad mediante un tercer contacto localizado dentro de la viga, permitiendo que una señal pueda circular a través del dispositivo (figura III.5-a).

Al retirar la corriente del electroimán, se suspende el flujo magnético que originó la fuerza que mantenía al interruptor en la posición cerrado. Las fuerzas mecánicas de restitución de la estructura ocasionan que la viga regrese a su posición original, interrumpiendo la continuidad de la línea

de transmisión y permitiendo de esta manera que el interruptor se encuentre nuevamente en su estado abierto (figura III.5-b).

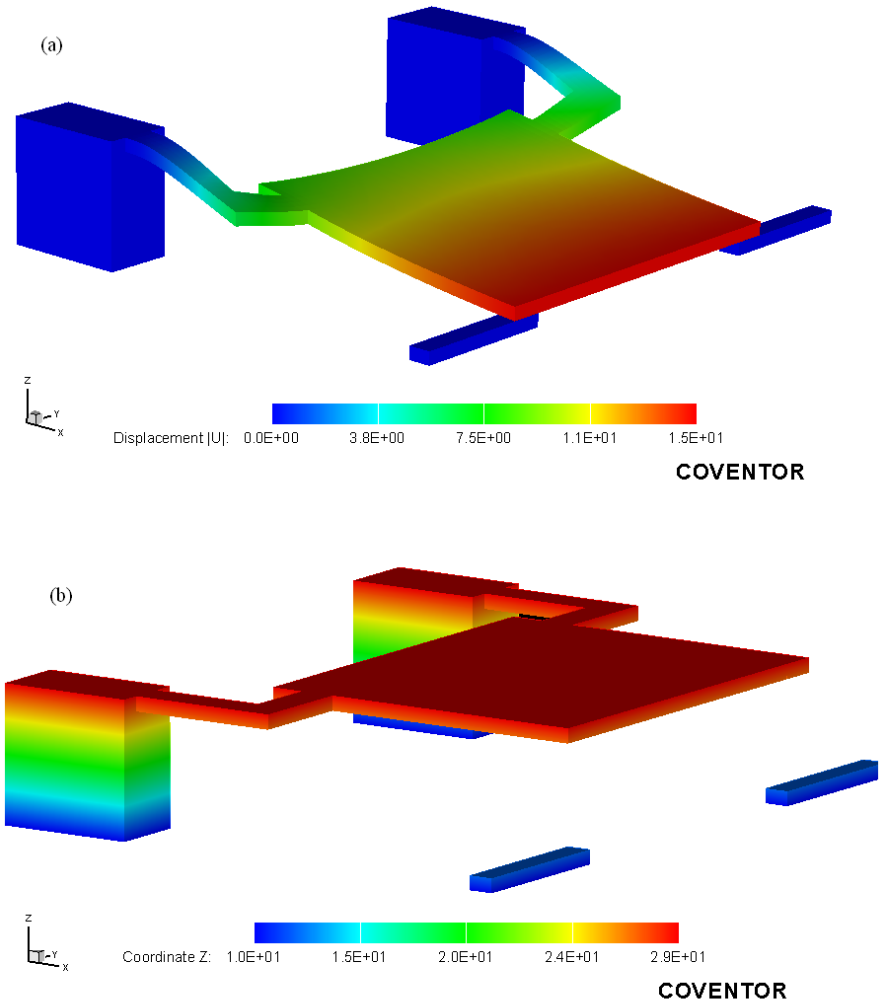


Fig. III.5: Interruptor en estado: a) cerrado b) abierto

3.2 Estudio del proceso propuesto

3.2.1 Presentación del proceso

A continuación se presenta la serie de pasos a seguir para la construcción del dispositivo presentado en la sección 3.1, estos pasos no pertenecen a ningún proceso comercial conocido, pero están basados en un proceso que utiliza la mayoría de los materiales propuestos para este diseño [1], por lo que se considera que es factible su aplicación para llevar a cabo la fabricación del dispositivo.

Step	Action	Type	Layer Name	Material	Thickness	Color	Mask Name/ Polarity	Depth
0	Base		Substrate	SILICON	20.0	blue	GND	
1	Deposit	Planar	Layer1	POLYIMIDE	2.0	yellow		
2	Etch	Front, Last Layer				cyan	TRENCH -	2.0
3	Deposit	Planar	Layer2	PERMALLOY	0.0	red		
4	Deposit	Planar	Layer3	POLYIMIDE	2.0	yellow		
5	Deposit	Planar	Layer4	COPPER	3.0	black		
6	Etch	Front, Last Layer				white	COIL1 +	3.0
7	Deposit	Planar	Layer5	POLYIMIDE	1.0	yellow		
8	Etch	Front, By Depth				magenta	PERMACOIL -	6.0
9	Deposit	Planar	Layer6	PERMALLOY	0.0	red		
10	Deposit	Planar	Layer7	POLYIMIDE	2.0	yellow		
11	Etch	Front, By Depth				orange	CCOIL -	3.0
12	Deposit	Planar	Layer8	COPPER	0.0	black		
13	Deposit	Planar	Layer9	GOLD	2.0	gold		
14	Etch	Front, Last Layer				lightgray	CONTACTS +	2.0
15	Deposit	Planar	Layer10	PSG	15.0	darkviolet		
16	Etch	Front, By Depth				lightcoral	CCOIL1 -	17.0
17	Deposit	Planar	Layer11	COPPER	0.0	black		
18	Deposit	Planar	Layer12	POLYIMIDE	0.5	yellow		
19	Etch	Front, Last Layer				lightgray	BBEAM +	0.5
20	Deposit	Planar	Layer13	GOLD	0.05	gold		
21	Etch	Front, Last Layer				medium...	STRIP +	0.05
22	Deposit	Planar	Layer14	PERMALLOY	1.0	red		
23	Etch	Front, Last Layer				lightgol...	PERMALLOY +	1.0
24	Deposit	Planar	Layer15	POLYIMIDE	0.5	yellow		
25	Etch	Front, Last Layer				goldenr...	TBEAM +	0.5
26	Deposit	Conformal	Layer16	COPPER	2.0 SCF	black		
27	Etch	Front, Last Layer				powder...	CCOIL2 +	2.0
28	Sacrifice			PSG				

Fig. III.6: Proceso de construcción del dispositivo.

En la figura III.6 se presentan los pasos a seguir durante el proceso de construcción del dispositivo propuesto, como fueron utilizados en el programa para la simulación de la fabricación y del comportamiento del mismo (CoventorWare 2004)[2]. La tabla que se muestra en esta figura contiene los siguientes datos en sus columnas:

- Paso (*step*)- Contiene la secuencia de números, correspondiente al orden a seguir, para cada uno de los pasos del proceso.

- Acción (*action*)- Describe el tipo de paso a seguir, pudiendo ser alguno de los siguientes:

    i. Base (*base*)- Proporciona el sustrato sobre el cual se construye el dispositivo.

    ii. Depósito (*deposit*)- Realiza el depósito de un material seleccionado.

    iii. Grabado (*etch*)- Ataca a un depósito previo para grabar formas específicas, desechando las partes del material que no sean necesarias.

    iv. Sacrificio (*sacrifice*)- Ataca a todos los depósitos de un material específico, denominado material de sacrificio, con la finalidad de eliminarlo, ya que este material es necesario durante la construcción del dispositivo pero no forma parte del mismo.

- Tipo (*type*)- Indica la naturaleza de la acciones Grabado y Depósito, seleccionadas en la columna Acción. En este proceso se utilizaron las siguientes combinaciones:

    i. Depósito plano (*deposit-planar*) - Deposita un material formando una superficie plana en la parte superior del depósito.

    ii. Depósito adaptado a la superficie (*deposit-conformal*)- El depósito mantiene la forma de la superficie sobre la cual se realiza.

    iii. Grabado frontal en la última capa (etch-*front last layer*)- Ataca únicamente al depósito previo a este paso, desde su parte superior, con una profundidad igual al grosor de dicho depósito.

[2] Software especializado en el diseño y la simulación de MEMS utilizado durante el desarrollo de esta tesis.

iv. Grabado frontal con profundidad específica (*etch-front by depth*)- Ataca a todos aquellos depósitos que se encuentren contenidos dentro de la profundidad especificada para el grabado.

- Nombre de la capa (*layer name*)- En esta columna se presenta el nombre asignado a cada uno de los depósitos del proceso.

- Material (*material*)- Muestra la selección del material que se va a utilizar en cada paso. En el caso particular de este proceso se utilizan los siguientes materiales:

  i. Silicon- Silicio

  ii. Polyimide- Kapton HN[3]

  iii. Copper- Cobre

  iv. Permalloy- Permalloy

  v. Gold- Oro

  vi. PSG- Vidrio de fosfosilicato

- Grosor (*thickness*)- Indica el grosor en micrómetros, de cada uno de los depósitos del proceso.

- Color (*color*)- Asigna un color para identificar a cada uno de los materiales y a los distintos grabados dentro del proceso. En este caso, se utilizó un mismo color para todos los depósitos de un mismo material, de acuerdo al código de colores que se puede observar en la figura III.6.

- Nombre y polaridad de las máscaras (*mask name / polarity*) - En esta columna se presentan los nombres asignados a cada una de las máscaras asociadas a los pasos de grabado del proceso. Estas máscaras son el patrón mediante el cual se aplicará el grabado, y su polaridad, que puede ser positiva (+) o negativa (-), afecta la manera en que se realiza dicho grabado.

- Profundidad (*depth*) - Indica, en micrómetros, qué tan profundo será cada uno de los pasos de grabado del proceso.

[3] Polímero fabricado por Dupont cuyas características se presentan más adelante.

3.2.2 Secuencia del proceso

La secuencia de pasos que se presenta a continuación consta de etapas de depósito, grabado y sacrificio, y se muestra tal y como se asignó en CoventorWare para el diseño del dispositivo; sin embargo, es importante mencionar que en un proceso real esta secuencia no sería necesariamente la misma, ya que sufriría modificaciones de acuerdo con las necesidades de cada material para ser depositado y grabado, y con las precauciones que deberían de considerarse para lograr un proceso exitoso para la fabricación de este dispositivo.

En la figura III.7 se presentan las máscaras que se utilizaron durante las etapas de grabado de este proceso.

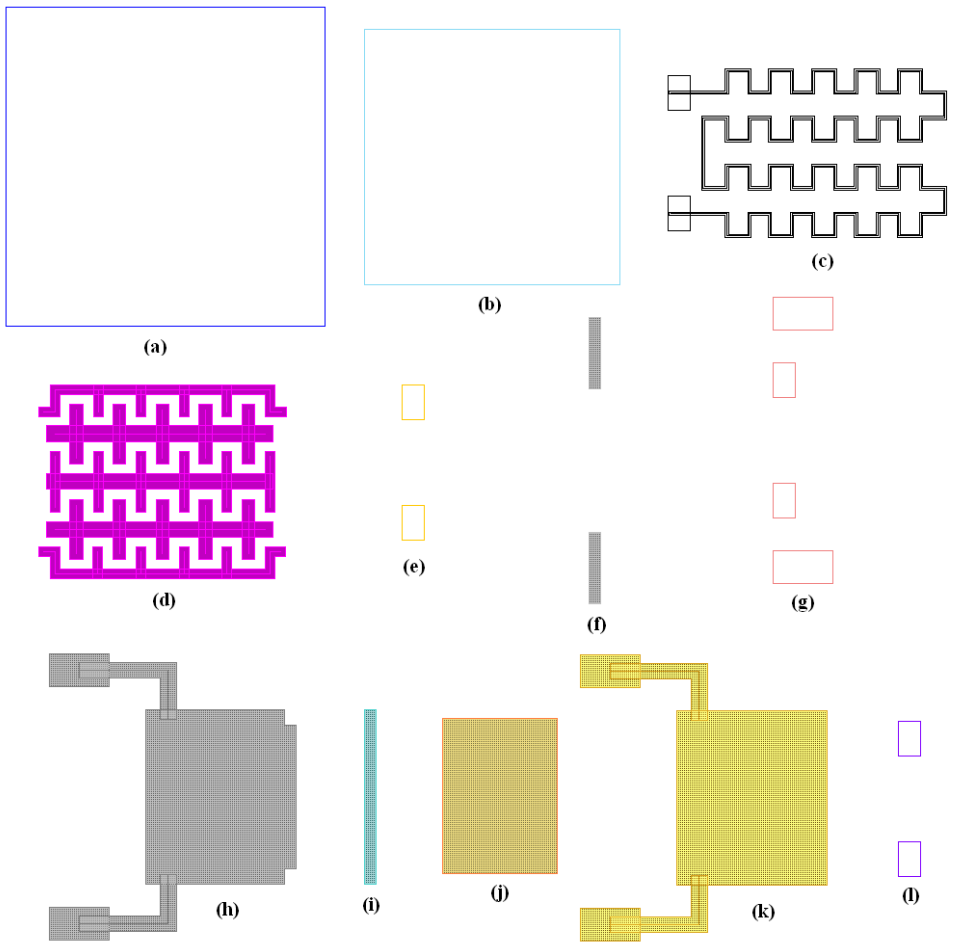


Fig. III.7: Máscaras : a) GND b) TRENCH c) COIL1 d) PERMACOIL e) CCOIL f) CONTACTS g) CCOIL1 h) BBEAM i) STRIP j) PERMALLOY k) TBEAM l) CCOIL2.

Mecanismo de actuación

En la figura III.8 se presenta la secuencia de las diferentes etapas mediante las cuales se construye el mecanismo de actuación, mientras que en la figura III.7 se presentan las máscaras que se utilizan para grabar los depósitos de los materiales involucrados en la construcción del mismo.

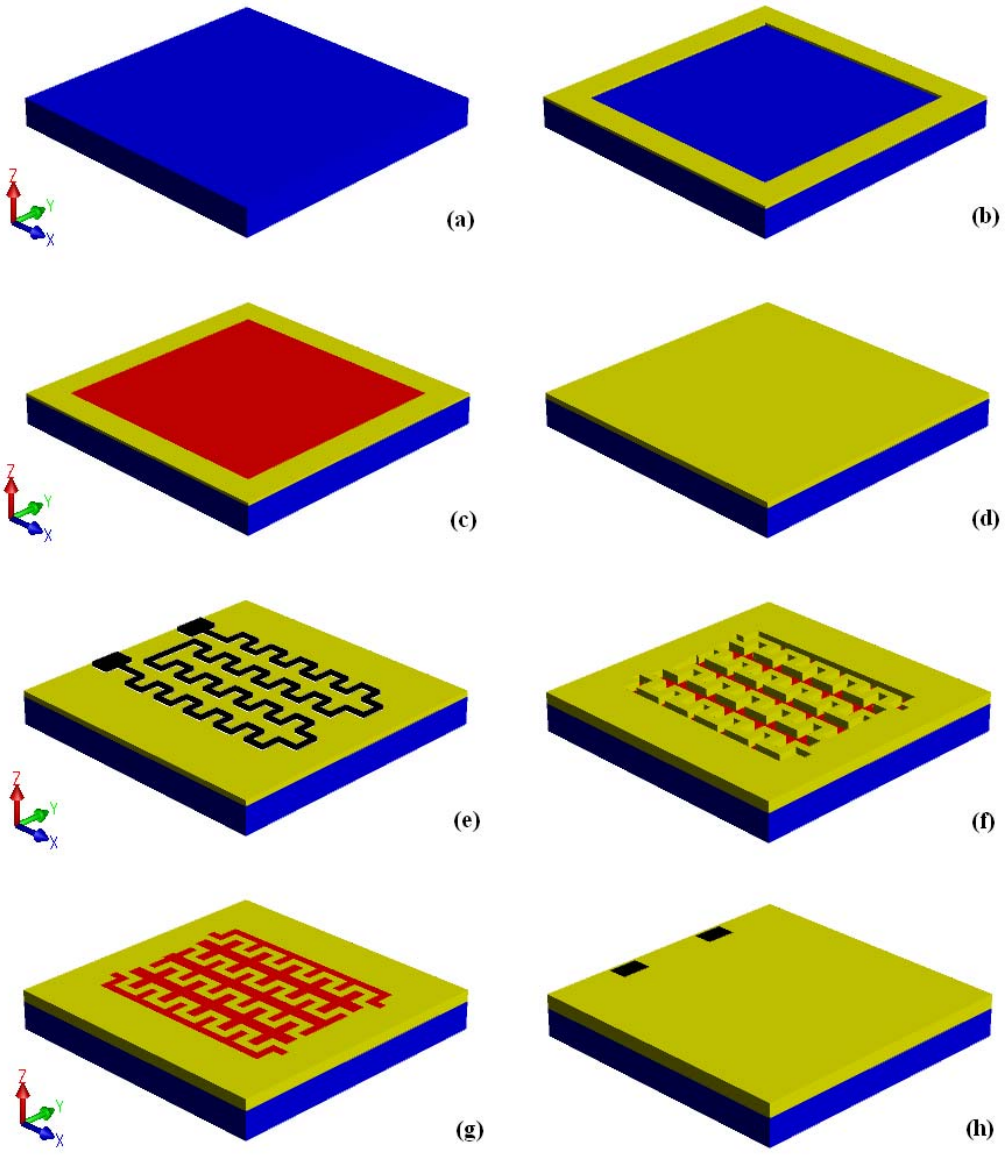


Fig. III.8: Secuencia de pasos para la construcción del mecanismo de actuación.

De acuerdo a la figura III.8, se presentan las siguientes etapas:

- Fig. III.8-a — Muestra al sustrato de silicio, formado al aplicar la máscara GND presentada en la figura III.7-a, el cual tiene un grosor de 20 $[\mu m]$.

- Fig. III.8-b — Se realiza un depósito de 2 $[\mu m]$ de Kapton HN sobre el sustrato, posteriormente se graba utilizando la máscara TRENCH mostrada en la figura III.7-b.

- Fig. III.8-c — Mediante un depósito plano, la zona definida por la máscara anterior se llena de permalloy, que de esta manera tendrá un grosor de 2 $[\mu m]$.

- Fig. III.8-d — Otro depósito de Kapton HN de 2 $[\mu m]$ forma la base sobre la que se depositará el conductor de la bobina.

- Fig. III.8-e — Se depositan 3 $[\mu m]$ de cobre, y grabando este depósito con la máscara COIL1, de la figura III.7-c, se forma la bobina.

- Fig. III.8-f — Un tercer depósito de Kapton HN de 1 $[\mu m]$ logra aislar a la bobina del resto de la estructura. Después se graban los espacios en donde se formarán las paredes laterales del núcleo del electroimán, aplicando la máscara PERMACOIL mostrada en la figura III.7-d.

- Fig. III.8-g — Un depósito plano de permalloy forma las paredes laterales del núcleo ferromagnético, llenando los espacios formados en el paso anterior.

- Fig. III-8-h — Finalmente, un depósito de Kapton HN de 2 $[\mu m]$ cubre al electroimán, presentándose además como una especie de sustrato altamente dieléctrico, sobre el cual se construye el interruptor. A este nuevo sustrato se le aplica la máscara CCOIL, figura III.7-e, para formar los electrodos del mecanismo de actuación, a través de un depósito plano de cobre.

Interruptor

En la figura III.9 se presenta la secuencia de las etapas seguidas para construir el interruptor, mientras que en la figura III.7 se muestran las máscaras que se utilizaron para realizar los grabados que permitieron construir las estructuras deseadas.

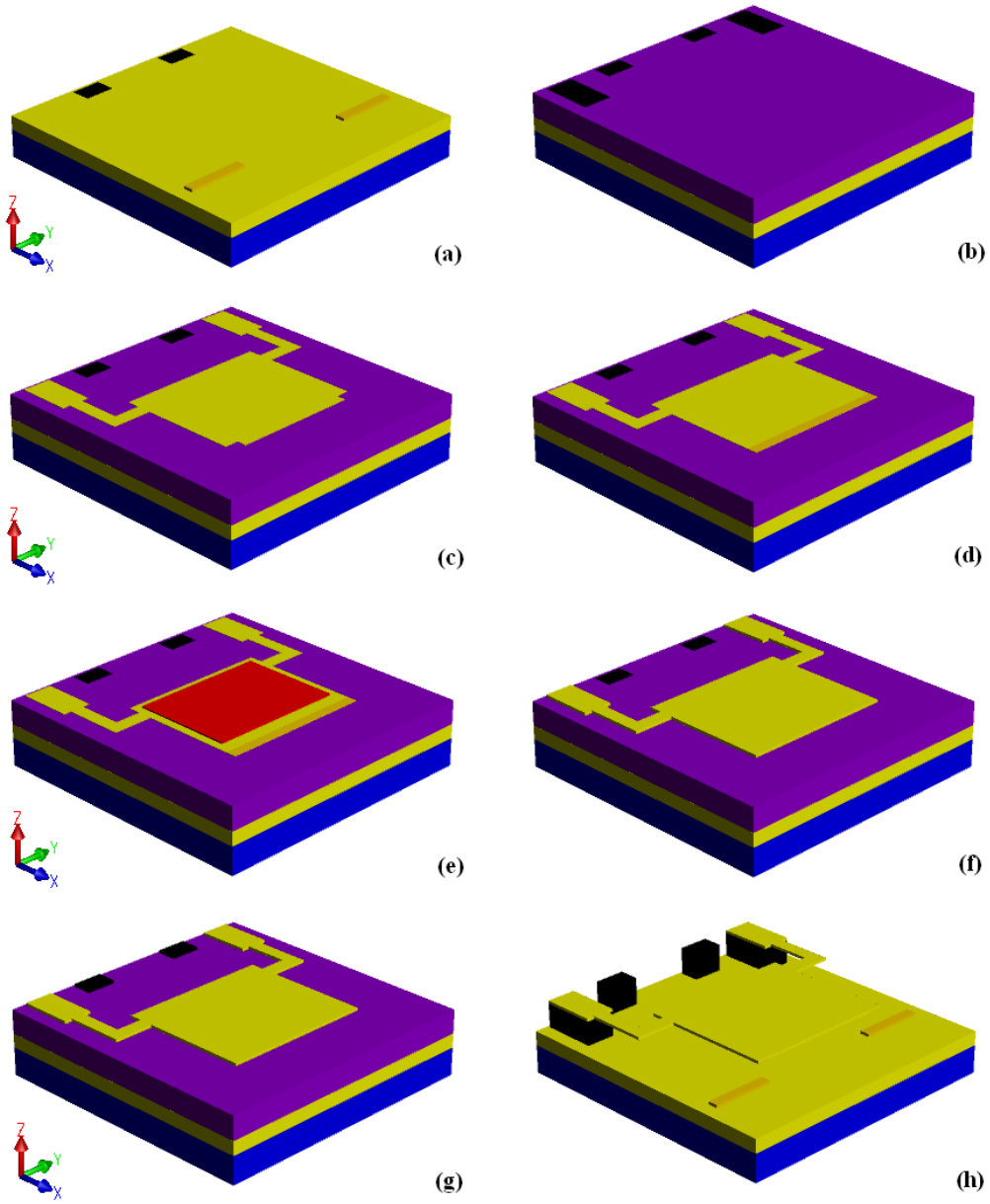


Fig. III.9: Secuencia de pasos para la construcción del interruptor.

De acuerdo a la figura III.9 se presentan las siguientes etapas:

- Fig. III.9-a Mediante un depósito de oro de 2 $[\mu m]$ y la aplicación de la máscara CONTACTS, mostrada en la figura III.7-f, se forman los contactos sobre la última capa de Kapton HN, que funge como sustrato para el interruptor.

- Fig. III.9-b Un depósito de 15 $[\mu m]$ de PSG proporciona la base sobre la que se construirá el actuador. Como este depósito se retira al final del proceso para formar el gap del interruptor, recibe el nombre de depósito de sacrificio. A este depósito se le aplica la máscara CCOIL1, figura III.7-g, para formar los espacios en los que se terminarán de construir los electrodos de actuación del electroimán, mediante un depósito plano de cobre que llena dichos espacios.

- Fig. III.9-c Un primer depósito de Kapton HN de 0.5 $[\mu m]$ constituye la base de la viga, que se forma con el grabado de la máscara BBEAM, mostrada en la figura III.7-h.

- Fig. III.9-d El tercer contacto se forma con la deposición de 0.05 $[\mu m]$ de oro sobre la base de la viga, grabándolo según la máscara STRIP, presentada en la figura III.7-i.

- Fig. III.9-e El depósito de 1 $[\mu m]$ de permalloy, grabado con el contenido de la máscara PERMALLOY de la figura III.7-j, constituye el material que cerrará el circuito magnético formado por el núcleo del electroimán del mecanismo de actuación. Este depósito es entonces el núcleo de la viga y es el responsable de concentrar el flujo magnético dentro de la misma, ocasionando la fuerza que provocará el movimiento que hará funcionar al interruptor.

- Fig. III.9-f Con un segundo depósito de 0.5 $[\mu m]$ de Kapton HN se forma la parte superior de la viga, que se obtiene con la máscara TBEAM mostrada en la figura III.7-k.

- Fig. III.9-g — Con un depósito plano de cobre y la aplicación de la máscara CCOIL2, figura III.7-l, se consigue que los electrodos de actuación se encuentren accesibles para su conexión con la fuente de corriente necesaria para la operación del dispositivo.

- Fig. III.9-h — Finalmente, se retira el depósito de sacrificio (PSG) para liberar a la viga y formar el gap de 15 $[\mu m]$, permitiendo de esta manera el libre movimiento de la viga al actuar el interruptor.

La figura III.10 muestra la superposición de las máscaras presentadas en la figura III.7, con el objetivo de facilitar la comprensión de la construcción del dispositivo, visualizando la localización de cada máscara con respecto a las demás.

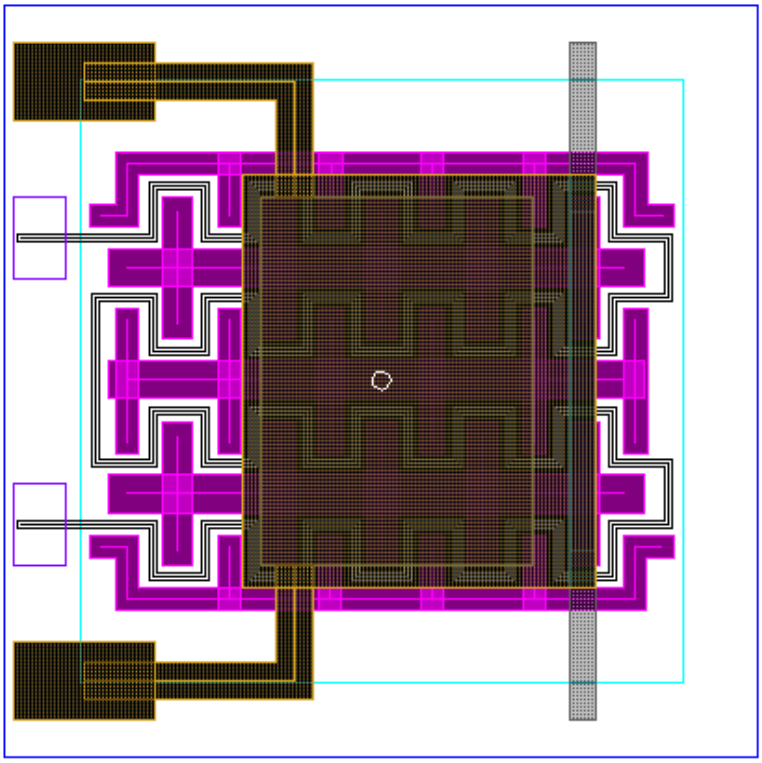


Fig. III.10: Máscaras superpuestas.

3.3 Dimensiones

En la figura III.11 se presentan las dimensiones de cada parte del dispositivo diseñado, todas ellas en micrómetros.

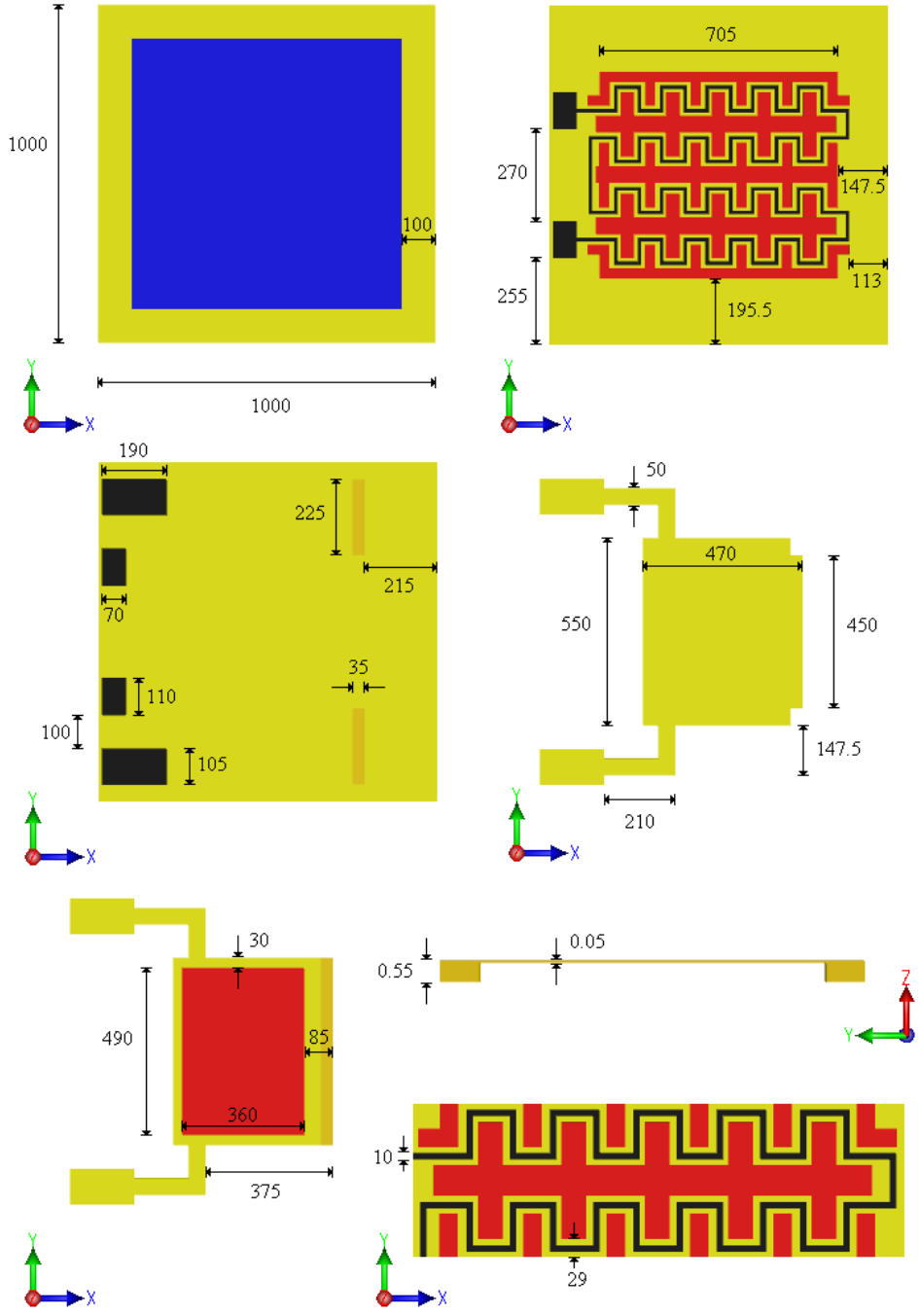


Fig. III.11: Dimensiones del dispositivo.

3.4 Materiales

Uno de los aspectos fundamentales a considerar para el diseño de los MEMS es la correcta selección de los materiales a utilizar, debido a que las características de éstos representan una de las principales limitantes a las que se enfrentan los diseñadores de estos sistemas. En muchas ocasiones es necesario abandonar diseños, que funcionan de la manera esperada teóricamente, pero que de acuerdo a las herramientas tecnológicas disponibles y a algunas de las propiedades de los materiales seleccionados, resultan imposibles de construir.

A continuación se describen los materiales utilizados para la simulación de la construcción y el comportamiento del dispositivo diseñado, reportando solamente las características deseables para cada parte, en cuanto a su función dentro del sistema. El criterio con que fueron elegidos está basado en el conjunto de materiales propuestos para la construcción de un prototipo con un proceso de fabricación semejante [2].

- Silicio

  El sustrato seleccionado está hecho de silicio, y se eligió por ser uno de los más empleados en la industria de la electrónica. El silicio utilizado presenta las siguientes características:

Tabla III.2: Características del Silicio

Características del Silicio	
Densidad	$2500 \left[\frac{kg}{m^3}\right]$
Conductividad eléctrica	$0.01 \left[\frac{S}{m}\right]$
Permitividad eléctrica relativa[4]	11.9

[4] Es la razón de la permitividad eléctrica de un medio dado, sobre la permitividad eléctrica del vacío.

Es importante mencionar que debido a que el sustrato no presenta ningún tipo de movimiento dentro del funcionamiento del dispositivo, no se reportan sus características mecánicas; por otra parte, su conductividad eléctrica es importante debido a que interviene de manera directa en las pérdidas que sufre la señal, se desea que ésta sea muy baja para minimizar dichas pérdidas.

- Kapton ® HN [3]

Este material es un polyimide desarrollado por la compañía DuPont™, su función dentro de este sistema es la de actuar como material estructural para la viga y como dieléctrico para el electroimán del mecanismo de actuación, mediante dos capas que envuelven a la bobina aislándola de su núcleo ferromagnético. Como material estructural posee propiedades atractivas en cuanto a su razón de Poisson[5] y su módulo de Young[6], lo que lo convierte en un material adecuado para usarlo en partes móviles como membranas o vigas.

Los polyimides son polímeros diseñados para trabajar a temperaturas muy altas. Comparados con la mayoría de los materiales orgánicos y los polímeros sintéticos, los polyimides, además de ser excelentes dieléctricos, exhiben una extraordinaria combinación de estabilidad térmica, rigidez mecánica y resistencia química, incluso a temperaturas cercanas a los $500\ [°C]$.

El Kapton no se derrite ni se quema, ya que posee el grado más alto de flamabilidad; es extremadamente resistente a los químicos, ya que no existe ningún solvente orgánico para él; a diferencia de otros

[5] Llamada así en honor al matemático francés Siméon-Denis Poisson (1781-1840), es una medida de la tendencia de un material a contraerse en dos de sus dimensiones, cuando se le estira en la tercera. Se define como el cociente de la fuerza de contracción normal a la dirección en que se aplica el estiramiento, entre la fuerza aplicada en la dirección de dicho estiramiento; por lo que es una cantidad adimensional. La mayoría de los materiales tienen una razón de Poisson mayor a 0 y menor a 0.5, y aunque algunos polímeros presentan razones de Poisson negativas (se expanden en dos de sus dimensiones al estirarlos) ningún material puede ir más allá de 0.5, porque esto implicaría que su volumen sería cero para algún estiramiento.

[6] Recibe este nombre por su descubridor, el científico inglés Thomas Young (1773-1829). También conocido como módulo elástico o módulo de elasticidad, es una medida de la rigidez de los materiales y se define como el límite de la razón de cambio de los esfuerzos en el material, cuando éste es sometido a una tensión mecánica. En el SI sus unidades son los pascales (Pa), pero debido a que en muchos materiales se trata de cantidades muy grandes se acostumbra reportarlos en [MPa] o [GPa].

polímeros orgánicos, su estabilidad térmica le permite ser utilizado a temperaturas extremas, tanto altas como bajas (desde $-269\ [°C]$ hasta $400\ [°C]$).

Sus aplicaciones principales como aislante eléctrico son: como recubrimiento para cables y alambres, como aislante para bobinas, como sustrato flexible para circuitos impresos, como aislante para alambre magneto, como aislante para transformadores y como dieléctrico para capacitores.

Este material se encuentra disponible en láminas de distintos grosores, y la manera de manejarlo, para aplicaciones en la construcción de MEMS, es cortando dichas láminas para formar las estructuras deseadas y posteriormente unirlas a otros materiales empleando maquinaria especializada [4].

El material empleado para las simulaciones es Kapton HN, que tiene las características que se presentan en la tabla III.3.

Tabla III.3: Características del Kapton HN

Características del Kapton HN	
Densidad	$1420\ \left[\frac{kg}{m^3}\right]$
Módulo de Young	$7.5\ [GPa]$
Razón de Poisson	0.35
Permitividad eléctrica relativa	3.4
Conductividad eléctrica	$0.66\times10^{-15}\ \left[\frac{S}{m}\right]$
Permeabilidad magnética relativa	1

- Permalloy

El permalloy es una aleación compuesta principalmente de hierro y níquel, fue desarrollada en los Laboratorios Bell por Gustav Waldemar Elmen (1876-1957) en 1914 [5]. Las aleaciones llamadas permalloy contienen desde 35% hasta 90% de níquel, y son probablemente las aleaciones magnéticas suaves más versátiles que se encuentran en uso. Variando el contenido de níquel, hierro y otros elementos, es posible alterar en una gama muy amplia las propiedades magnéticas del permalloy, por ejemplo, existen muestras que poseen una permeabilidad magnética relativa[7] de 100 000, tanto a temperaturas criogénicas como a temperatura ambiente; así mismo, es posible controlar su coercitividad o fuerza coercitiva[8] de manera muy precisa, por ejemplo, es posible ajustarla de 0.002 $[Oe]$[9] a 10 $[Oe]$, así como también variar su saturación a lo largo de un rango considerable en su curva $B\,Vs.\,H$ [6]. Para diferenciar a los distintos tipos de permalloy se les suele asignar un número que indica el contenido de níquel en la aleación, por ejemplo el 45-permalloy, que es una aleación que contiene 45% de níquel y 55% de hierro. Existen también aleaciones de hierro, níquel y pequeñas cantidades de otras substancias, un ejemplo de dichos tipos de permalloy es el Moly Permalloy, que está compuesto por un 80% de níquel, 4.8% de molibdeno, 0.50% de manganeso, 0.35% de silicio y 14.35% de hierro[7]. Al variar la composición del permalloy se alteran sus propiedades físicas, por ejemplo sus propiedades magnéticas, con lo que se pueden lograr muchas características magnéticas deseables para diversas aplicaciones.

Las aleaciones y compuestos ferromagnéticos son materiales fundamentales en el diseño de dispositivos que involucren la presencia de un campo magnético, por lo que en el campo de los MEMS con tipo de actuación magnetostática son generalmente utilizados para concentrar el flujo de campo magnético en algún área determinada dentro de la estructura, permitiendo a los diseñadores aprovechar el flujo magnético para desarrollar, como en el caso del diseño de esta tesis, fuerzas capaces de realizar movimientos de alguna pieza. De esta manera, estos materiales

[7] Es la razón de la permeabilidad magnética de una sustancia dada, sobre la permeabilidad magnética del vacío.

[8] Es la magnitud de la intensidad de campo magnético a la cual la densidad de flujo es cero, cuando el material es cíclica y simétricamente magnetizado. Si el material es magnetizado solamente hasta su saturación y posteriormente desmagnetizado, la fuerza coercitiva recibe el nombre de coercitividad.

[9] Oersted, unidad utilizada para medir la intensidad del campo magnético en el sistema CGS. En el SI: $1\,[Oe] = \frac{1000}{4\pi}\left[\frac{A}{m}\right]$.

adquieren una gran importancia dentro del diseño de dichos dispositivos.

El permalloy seleccionado para el diseño del dispositivo es el 36-Permalloy, que presenta las características mostradas en la tabla III.4.

Tabla III.4: Características del 36-Permalloy

Características del 36-Permalloy	
Densidad	$8719.1\left[\frac{kg}{m^3}\right]$
Módulo de Young	$220.6\ [GPa]$
Razón de Poisson	0.27
Conductividad eléctrica	$1.6949\times10^{6}\left[\frac{S}{m}\right]$
Permeabilidad magnética relativa	3000

- Oro

  Los contactos del interruptor, tanto los que se acoplan a la línea en la que operará, como el que cierra dicha línea, están hechos de oro; esto es debido a que el oro es un excelente conductor de la electricidad, y en este diseño se busca minimizar las pérdidas de energía en la señal que se quiere transmitir, presentándole una resistencia tan baja como sea posible. Otra de las ventajas de utilizar oro para este fin, es que este metal no reacciona casi con ningún químico, el cloro y el agua regia[10] son algunos de los pocos productos químicos con los que reacciona. De esta manera, el oro es sumamente resistente a la oxidación, que en los circuitos eléctricos afecta la conductividad de los materiales. Las características más relevantes del oro utilizado en este diseño se presentan en la tabla siguiente:

[10] Solución altamente corrosiva formada por la mezcla de ácido nítrico y ácido clorhídrico, es uno de los pocos reactivos capaces de disolver al oro y al platino.

Tabla III.5: Características del Oro

Características del Oro	
Densidad	$19300 \left[\frac{kg}{m^3}\right]$
Conductividad eléctrica	$44\times10^6 \left[\frac{S}{m}\right]$

- Cobre

El cobre es un metal ampliamente utilizado en la industria de la electrónica, presenta una conductividad eléctrica y una conductividad térmica excelentes. El 45% anual del total del consumo de cobre es destinado a su utilización como conductor de la electricidad, como cables en motores, bobinas, etc. En este diseño se le escogió para construir la bobina que genera el flujo magnético necesario para provocar el movimiento del interruptor. Las principales características del cobre utilizado son:

Tabla III.6: Características del Cobre

Características del Cobre	
Densidad	$8719.1 \left[\frac{kg}{m^3}\right]$
Conductividad eléctrica	$58.8235\times10^6 \left[\frac{S}{m}\right]$

- PSG

El vidrio de fosfosilicato, PSG por sus siglas en inglés (*Phosphosilicate glass*), es un material usado comúnmente en la fabricación de dispositivos semiconductores. Muchas veces utilizado como aislante entre metales y como material de sacrificio entre capas, el PSG es un material fácil de atacar, lo que lo hace muy atractivo para su utilización en el desarrollo de MEMS. La temperatura de fusión de la mayoría de los vidrio de silicato es muy baja, pero al combinar un

vidrio de silicato con materiales como el fósforo o el boro, se consigue modificar su punto de fusión para convertirlo en un material adecuado para ser utilizado en la presencia de metales y otros materiales con puntos de fusión altos. Añadiendo fósforo a la mezcla es posible lograr puntos de fusión tan altos como 1000 $[°C]$; sin embargo, la cantidad de dopaje que se puede añadir a este compuesto es limitada, ya que al hacerlo se corre el riesgo de convertirlo en un material susceptible a reaccionar con medios húmedos (como el aire) y formar ácido fosfórico, que puede corroer a los metales de otras capas, presentando problemas en el funcionamiento del dispositivo.

Para remover este material de sacrificio se utilizan químicos en estado líquido como el ácido fluorhídrico (HF) [8], y es factible utilizarlo cuando las dimensiones de la capa a remover no exceden los 100 $[\mu m]$ [9], lo que lo hace un material útil en el campo de las microondas y, en general, para aplicaciones en altas frecuencias.

Para efectos de este diseño, el PSG es utilizado como material de sacrificio exclusivamente y puede ser reemplazado por otros materiales como el *Photoresist*, dependiendo de las necesidades del proceso elegido y de la disponibilidad de medios para atacar dichos materiales. El PSG utilizado proporciona la base sobre la cual se dispone el actuador, y al final del proceso se retira del dispositivo terminado, por este motivo sus características físicas y mecánicas no forman parte de las simulaciones y no afectan los resultados obtenidos.

3.5 Principio de operación

Como se mostró en el Capítulo I: Bases Teóricas, de esta tesis, un campo magnético es capaz de almacenar energía, asimismo, es capaz de ejercer fuerzas mecánicas en las estructuras o parte de las estructuras asociadas a él, por lo que en muchas ocasiones se utiliza como enlace entre las partes eléctricas y mecánicas de muchos dispositivos. De esta forma, el campo magnético es un agente de conversión entre la energía eléctrica y la energía mecánica.

El estudio de las fuerzas mecánicas ejercidas por un campo magnético puede ser abordado desde distintos puntos de vista, uno de ellos es utilizando la expresión de la fuerza de Lorentz; otro, es el de utilizar el principio de la conservación de la energía, aplicable a todo sistema físico.

La figura III.12 muestra el diagrama de un mecanismo, en el cual la armadura, aunque tiene la posibilidad de moverse al ser atraída por el campo magnético generado por la bobina, se mantiene en su posición debido a la fuerza f. También se muestra al entrehierro presente cuya longitud es c, la dirección positiva del movimiento se supone arbitrariamente en la dirección de la fuerza restringente f [10].

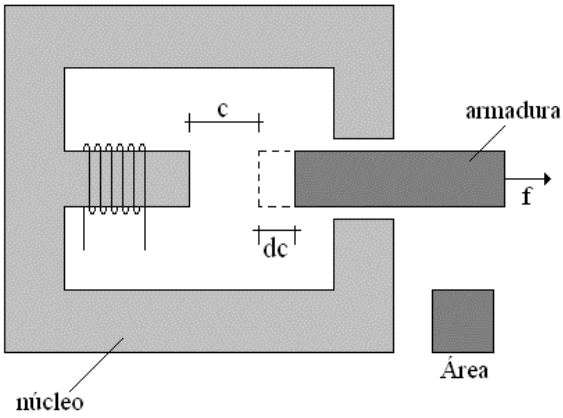


Fig. III.12: Diagrama de un sistema electromagnético excitado por una sola fuente.

Para un mejor estudio del comportamiento de las relaciones de energía existentes en un sistema magnético, se suele recurrir al empleo de un método gráfico, debido a que los sistemas en sí son no lineales. Trazando las curvas $\phi Vs\ F$ (como la mostrada en el Capítulo I de esta tesis) se puede

obtener la energía almacenada por el circuito magnético para una corriente I_0, a la cual le corresponde una fuerza magnetomotriz F_0 y un valor de ϕ asociado. Si la longitud del entrehierro varía, pero tanto I_0 como F_0 se mantienen constantes, ϕ solamente dependerá de la longitud del entrehierro, debido a esto c se supone variable.

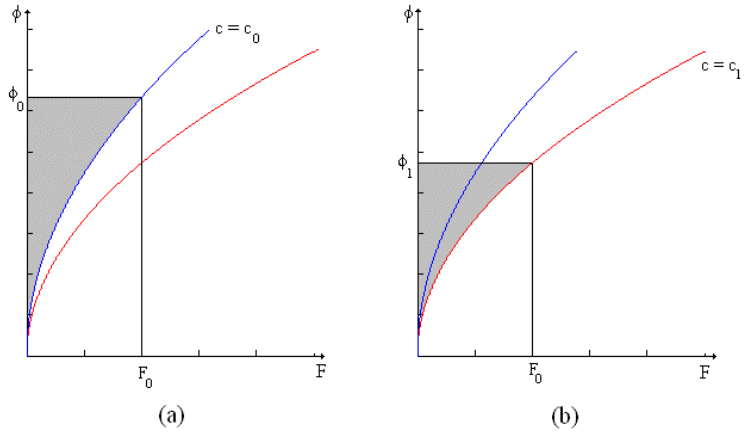


Fig. III.13: Energía almacenada en un circuito magnético con:
a) un entrehierro de longitud c_0 b) un entrehierro de longitud c_1

Como se mostró en el Capítulo I, la energía almacenada en el campo magnético esta dada por:

$$W_\phi = \int_0^\phi F d\phi \qquad \ldots(\text{III-1})$$

Para el caso mostrado en la figura III.13-a la energía es:

$$W_{\phi_0} = \int_0^{\phi_0} F_0 d\phi \qquad \ldots(\text{III-2})$$

Y para la figura III.13-b está dada por:

$$W_{\phi_1} = \int_0^{\phi_1} F_0 d\phi \qquad \ldots(\text{III-3})$$

Como se aprecia en la figura III.13, las áreas sombreadas en gris no son iguales, por lo que $W_{\phi_0} \neq W_{\phi_1}$. El haber hecho variar la longitud del entrehierro de c_0 a c_1 causó una variación en la cantidad de energía almacenada en el campo magnético, y recordando el principio de la conservación de la energía, ésta no pudo crearse ni desaparecer, por lo que se transformó en otro tipo de energía, una parte en energía mecánica, otra tal vez volvió a la fuente, y otra parte pudo disiparse en forma de calor, de lo contrario se violaría dicho principio. La conversión de la energía almacenada en el campo magnético en energía eléctrica puede darse incluso si se aplica una corriente constante I_0, debido a que si la armadura se mueve rápidamente, esto provocaría un cambio en el flujo y éste induciría una tensión en el circuito eléctrico; pero si se considera que el movimiento de la armadura es lento, este efecto de inducción puede despreciarse. Para el análisis se considerará que esto es lo que sucede, asimismo se despreciarán las pérdidas en forma de calor, por lo que los intercambios de energía se darán únicamente entre la energía almacenada por el campo magnético y la energía mecánica empleada para alterar la longitud del entrehierro.

Dicho lo anterior se tiene que:

$$W_{mec} = f\Delta c = \Delta W_{\phi} \qquad \ldots(\text{III-4})$$

Si se considera que $\Delta c \to 0$, no existen cambios significativos de ϕ, por lo que:

$$f = \left.\frac{\Delta W_{\phi}}{\Delta c}\right|_{\phi=cte} \qquad \ldots(\text{III-5})$$

Dado que:

$$W_{\phi} = W_{\phi}(\phi, c) \qquad \ldots(\text{III-6})$$

Entonces:

$$f = \left.\frac{\partial W_{\phi}(\phi, c)}{\partial c}\right|_{\phi=cte} \qquad \ldots(\text{III-7})$$

El signo de la expresión (III-7) dependerá de la dirección en la que se realice el movimiento, si la armadura se mueve de la posición abierta a la cerrada:

$$f = - \left. \frac{\partial W_{\phi}(\phi, c)}{\partial c} \right|_{\phi=cte} = \left. \frac{\partial W'_{\phi}(F, c)}{\partial c} \right|_{F=cte} \quad \ldots(\text{III-8})$$

Tal y como se vio en Capítulo I, en un sistema magnético lineal (es posible considerarlo así, debido a que se supone que la mayor parte de la energía almacenada por el campo magnético está concentrada en el entrehierro) el flujo magnético varía de manera lineal con respecto a la fuerza magnetomotriz, o con respecto a la corriente, por lo que sus curvas ϕ *Vs* F son lineales; en consecuencia, la energía almacenada en este tipo de sistemas es:

$$W_{\phi} = W'_{\phi} = \frac{1}{2} F \phi = \frac{1}{2} \Re \phi^2 = \frac{1}{2} \frac{F^2}{\Re} \quad \ldots(\text{III-9})$$

Utilizando las expresiones (III.7) y (III.9) se tiene que:

$$f = \left. \frac{\partial W_{\phi}(\phi, c)}{\partial c} \right|_{\phi=cte} = \frac{1}{2} \phi^2 \frac{d\Re}{dc} \quad \ldots(\text{III-10})$$

donde $\Re = \dfrac{c}{\mu_0 A}$, A representa al área transversal del entrehierro, y se emplea μ_0 debido a que el entrehierro, por lo general, posee una permeabilidad magnética similar a la del vacío.

Empleando la coenergía tenemos:

$$f = - \left. \frac{\partial W'_{\phi}(F, c)}{\partial c} \right|_{F=cte} = - \frac{1}{2} F^2 \frac{dP}{dc} \quad \ldots(\text{III-11})$$

donde $P = \dfrac{1}{\Re}$

Finalmente:

$$|f| = \frac{1}{2} F^2 \frac{dP}{dc} = \frac{1}{2} F^2 \frac{A\mu_0}{c^2} \qquad \text{...(III-12)}$$

Que también puede expresarse como:

$$\boxed{|f| = \frac{1}{2\mu_0 A}\left(\frac{NI}{\Re}\right)^2} \qquad \text{...(III-13)}$$

La figura III.14 es un detalle tomado de la figura III.3, y muestra una pequeña sección del núcleo ferromagnético de la bobina y del actuador, se presenta con la finalidad evidenciar la similitud existente entre el dispositivo magnético analizado anteriormente (figura III.12) y el dispositivo que se diseña en esta tesis.

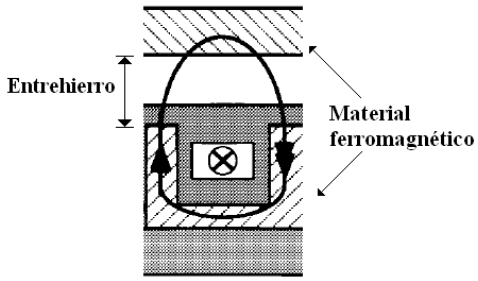


Fig. III.14: Detalle del corte transversal del dispositivo.

Como se puede apreciar en la figura, la circulación de corriente en la bobina establece un flujo magnético, el cual se comporta de manera similar al flujo que puede establecer la bobina mostrada en la figura III.12. Con esto en mente, no resulta difícil hacer la suposición de que en ambos casos ocurren fenómenos similares, por lo que el análisis establecido anteriormente, se considerará una aproximación suficiente para emplearla en el caso de esta tesis.

La expresión (III-13) es de suma importancia para estudiar el comportamiento del dispositivo diseñado, debido a que relaciona la fuerza necesaria para mover a la armadura (actuador) con la corriente de actuación.

3.6 Conclusiones

Se estableció un marco de referencia para las especificaciones que se desean satisfacer con el dispositivo diseñado, algunas de las más importantes se presentan en la tabla siguiente:

Tabla III.7: Características principales del dispositivo

Características principales del dispositivo	
Intervalo de operación	$26-40\ [GHz]$
Factor de calidad de conmutación	$k > 5000$
Corriente de actuación	$< 50\ [mA]$

El dispositivo diseñado es un interruptor normalmente abierto integrado con su mecanismo de actuación, que es un electroimán; por esto, su modo de actuación es magnetostático.

Debido a las limitaciones que presentan los procesos comerciales, se planteó un proceso para la construcción del dispositivo que parece ser factible según lo investigado. Dicho proceso emplea los siguientes materiales: Kapton (polyimide), permalloy, cobre, oro y silicio. De acuerdo a los materiales utilizados y a la aplicación de las máscaras diseñadas, se simuló exitosamente la construcción del dispositivo.

El principio básico de operación del dispositivo se puede considerar análogo al de un sistema electromagnético excitado por una sola fuente, por ejemplo un relevador. Debido a esto, la magnitud de la fuerza necesaria para la actuación del dispositivo queda descrita por la expresión (III-13):

$$|f| = \frac{1}{2\mu_0 A}\left(\frac{NI}{\Re}\right)^2$$

3.7 Referencias

[1] W. P. Taylor, O. Brand y M. G. Allen, "Fully Integrated Magnetically Actuated Micromachined," Journal of Microelectromechanical Systems, vol. 7, No. 2, June 1998.

[2] W. P. Taylor, M. G. Allen, "Integrated Magnetic Microrelays: Normally Opera, Normally Closed, and Multi-Pole Devices," Transducer's1997 International Conference on Solid-State Sensors and Actuaros, Chicago, June 16-19, 1997.

[3] DuPont, "Summary of Properties for Kapton Polyimide Films," <http://www2.dupont.com/Kapton/en_US/assets/downloads/pdf/summaryofprop.pdf > [Consulta: 17 octubre de 2005].

[4] R. Ramadoss, S. Lee, Y. C. Lee, V. M. Bright, K. C. Gupta, "Fabrication, Assembly, and Testing of RF MEMS Capacitive Switches Using Flexible Printed Circuit Technology," IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 26, No. 3, August 2003.

[5] R. M. Bozorth, "Ferromagnetism," Wiley-IEEE Press, USA, 1993.

[6] E. P. Wohlfarth, "Ferromagnetic Materials a Hand Book of the Properties of Magnetically Ordered Substances," North-Holland Publishing Company, vol. 2, Oxford, 1980, p. 123, 128, 143.

[7] Hamilton Precision Metals Inc. "Technical Data Sheet Moly Permalloy," [Consulta: 15 octubre de 2004].

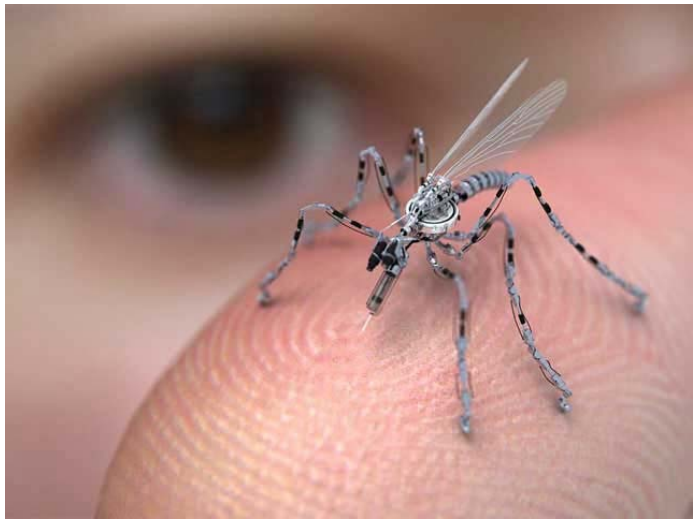
[8] C. Liu, T. Tsao, Y.C. Tai, "A High-Yield Drying Process For Surface Micromachined Structures Using Magnetostatic Forces," Microelectronics Laboratory, University of Illinois at Urbana-Champaign, Urbana, USA.

[9] W. J. Li, J. C. Shih, J. D. Mai, C. M. Ho, J. Liu, Y. C. Tai, "Numerical Simulation for the Sacrificial Release of MEMS Square Diaphragms," Presented at First International Conference on MSMSSA, San Jose, USA, April 1998.

[10] V. Gourishankar, "Conversión de Energía Electromecánica," Representaciones y servicios de ingeniería S.A. México, 1975, p. 229-240.

Capítulo IV

Análisis Electromecánico



La tecnología MEMS fusiona fenómenos mecánicos y eléctricos, por lo que el comportamiento de un dispositivo de esta naturaleza tiene que estudiarse dentro de estas dos grandes ramas para lograr comprenderlo satisfactoriamente. Durante el desarrollo de este capítulo se realiza el análisis electromecánico que permitió calcular la corriente de actuación del dispositivo diseñado.

-"Y, sin embargo, se mueve..."
Galileo Gallilei

4.1 Simulación mecánica

Una de las partes fundamentales en el desarrollo de los MEMS es el estudio de sus características eléctricas y mecánicas. Debido a la naturaleza dual de estos sistemas, es necesario que éstos presenten las características esperadas en estas dos áreas; de lo contrario, el diseño debe ser modificado para satisfacer las especificaciones iniciales.

Los resultados de una simulación mecánica proporcionan información valiosa acerca del comportamiento del sistema en estudio, por ejemplo, los esfuerzos a los que se someten las partes móviles de los sistemas, los desplazamientos que éstas presentan, las fuerzas necesarias para moverlas y las fuerzas de reacción que se originan debido a dichos movimientos. Estos resultados influyen de manera directa en las etapas de optimización del sistema y constituyen algunos de los parámetros más importantes para evaluar el desempeño del diseño propuesto.

Para realizar la simulación del comportamiento mecánico del dispositivo diseñado en esta tesis se utilizó el software CoventorWare. Mediante esta simulación se pretende obtener la magnitud de la fuerza necesaria para su actuación. La simulación consiste en la aplicación sucesiva de diferentes valores de presión sobre alguna de las caras del dispositivo que se desea caracterizar; en nuestro caso, la presión se aplicó en la cara superior del depósito de permalloy que se encuentra dentro del viga, ya que es en esta parte del dispositivo donde se cree que se concentrará el flujo magnético proveniente de la bobina del mecanismo de actuación, y, por consiguiente, la fuerza de origen magnético producida por este fenómeno.

Para simular los efectos que la aplicación de una presión tiene en una parte móvil de un sistema, como el propuesto en esta tesis, es necesario discretizar el modelo del dispositivo, dividiéndolo en pequeños volúmenes de formas específicas. Dichos volúmenes se encuentran definidos por nodos, que los entrelazan, de esta manera se forma una red de nodos que representa a la estructura y que recibe el nombre de malla. Mediante el cálculo del desplazamiento de cada uno de los nodos definidos se pueden obtener información acerca del comportamiento mecánico de un sistema, a este método se le conoce como Método del Elemento Finito (FEM por sus siglas en inglés). Para calcular los desplazamientos de los nodos, el software CoventorWare depende de la densidad de la malla[1] definida para discretizar a la estructura, y de la forma de los elementos que la componen.

[1] La densidad de la malla se refiere al número de elementos que ésta tiene, mientras éste sea mayor, también lo será la densidad.

La exactitud de los resultados obtenidos, la convergencia del método y el tiempo que se emplea para obtenerlos también dependen de estas dos características.

Los elementos que se eligieron al construir la malla para la simulación de este diseño son de orden parabólico; es decir, son volúmenes cúbicos con 3 nodos por lado, 20 nodos por elemento, como se muestra en la figura IV.1.

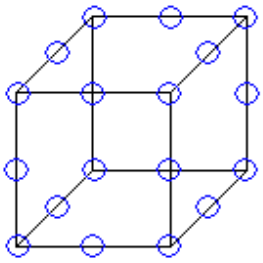


Fig. IV.1: Elemento volumétrico de orden parabólico.

Estos elementos definen una malla de tipo Manhattan, mostrada en la figura IV.2, recomendada para discretizar estructuras con geometría ortogonal[2]. El orden parabólico en los elementos ofrece una mayor exactitud para simulaciones de desplazamientos, en las que se desea obtener una buena aproximación de los esfuerzos en la estructura. Las dimensiones de los elementos (en $[\mu m]$) que se utilizaron en esta simulación se pueden apreciar en la figura IV.3, y fueron elegidas de esta manera de acuerdo a las dimensiones de la estructura propuesta[1].

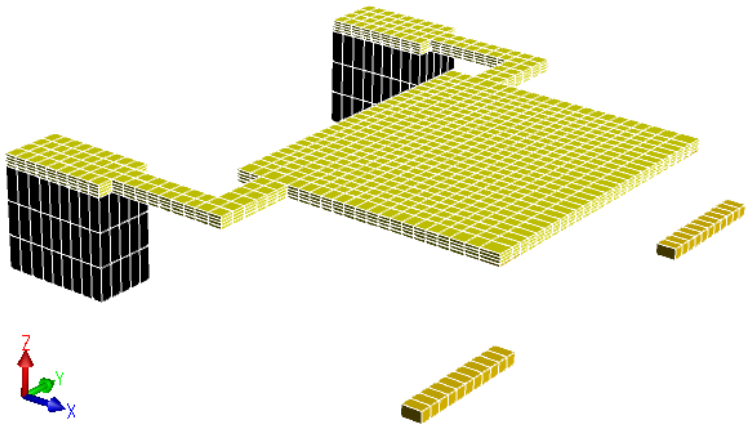


Fig. IV.2: Estructura discretizada con una malla tipo Manhattan.

[2] Se considera que una estructura con geometría ortogonal es aquella compuesta por superficies planas y ángulos rectos, exclusivamente.

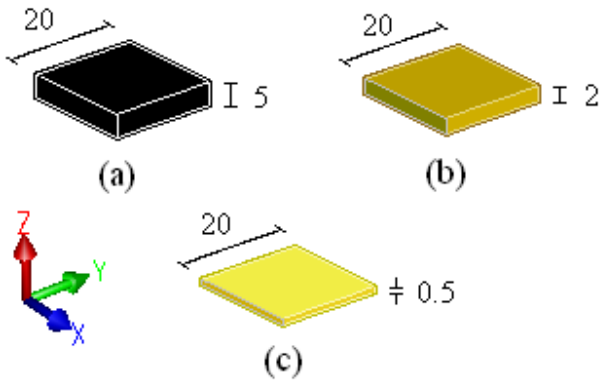


Fig. IV.3: Elementos de la malla: a) del anclaje b) de los contactos c) de la viga

Se llevaron a cabo pruebas con diferentes magnitudes de presión, aplicadas a la superficie mostrada en la figura IV.4, hasta obtener un valor que lograra que la viga se desplazara hasta hacer contacto con los segmentos de la línea de transmisión dispuestos debajo de ella. El valor de presión que se obtuvo para la actuación del interruptor fue de 30 $[Pa]$.

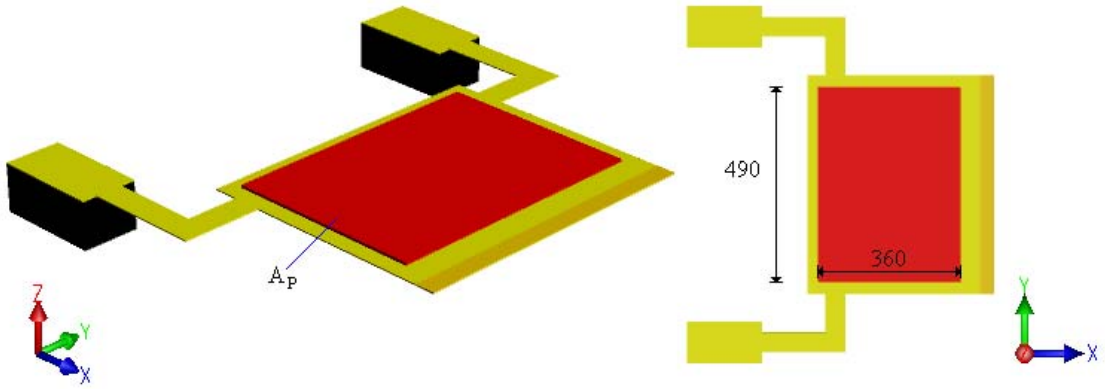


Fig. IV.4: Cara superior del depósito de permalloy (dimensiones en micrómetros).

Con el valor de presión obtenido es posible calcular la fuerza asociada, recordando que:

$$P = \frac{F}{A} \qquad \ldots(\text{IV-1})$$

donde P es presión, F es fuerza y A es área.

En la figura IV.4 puede apreciarse que la forma del depósito de permalloy dentro de la viga es rectangular, su área A_P se calcula obteniendo el producto de las longitudes de sus lados:

$$A_P = (490\ [\mu m])(360\ [\mu m]) = 176.4 \times 10^3\ [\mu m^2]$$

De la expresión (IV-1) se obtiene:

$$F = PA \qquad \ldots(\text{IV-2})$$

De esta manera, la fuerza F_A, necesaria para actuar al interruptor es:

$$F_A = (30\ [Pa])(176.4 \times 10^{-9}\ [m]) = 5.292\ [\mu N]$$

$$\boxed{F_A = 5.292\ [\mu N]}$$

4.2 Análisis eléctrico

El objetivo de este análisis es obtener una aproximación de la corriente de actuación I_A , a partir de la magnitud de la fuerza calculada anteriormente en este capítulo. La magnitud de dicha corriente se desea baja (decenas de $[mA]$), debido principalmente a que:

- Es directamente proporcional al consumo de energía del dispositivo, lo cual es deseable para poder adaptarlo a distintas aplicaciones, ya que la tendencia actual en el aprovechamiento de la energía busca hacer un uso eficiente de la misma en todo tipo de sistemas.

- Al circular a través de la bobina, que posee una resistencia eléctrica mayor a cero, se disipará energía en forma de calor debido al efecto Joule. Esto incrementará la temperatura en el entorno del dispositivo, lo que producirá a su vez un nuevo incremento en la resistencia de la bobina, y un nuevo incremento de temperatura; de continuar este ciclo, la temperatura en el interior del sistema alcanzaría niveles críticos que podrían dañarlo o destruirlo.

De acuerdo a la expresión (III-13), establecida en el principio de operación del dispositivo (sección 3.5), la corriente de actuación I_A y la fuerza necesaria para actuar al interruptor F_A se relacionan mediante:

$$F_A = \frac{1}{2\mu_0 A_P}\left(\frac{NI_A}{\Re}\right)^2 \qquad \ldots(\text{IV-3})$$

Entonces:

$$I_A = \frac{\Re}{N}\sqrt{2\mu_0 A_P F_A} \qquad \ldots(\text{IV-4})$$

Para calcular la corriente de actuación utilizando la expresión (IV-4), es necesario hacer las siguientes consideraciones:

- El dispositivo se encuentra a temperatura ambiente.
- La bobina tiene 23 vueltas.
- Para el cálculo de la reluctancia $\Re$:

  i. El dispositivo se encuentra rodeado por aire, y, en consecuencia, la reluctancia asociada al núcleo de permalloy es despreciable al compararla con la del medio.

  ii. El flujo magnético se concentra en el gap, por lo que la sección transversal del entrehierro es el área de la cara inferior del depósito de permalloy que se encuentra dentro de la viga, figura IV.5.[2].

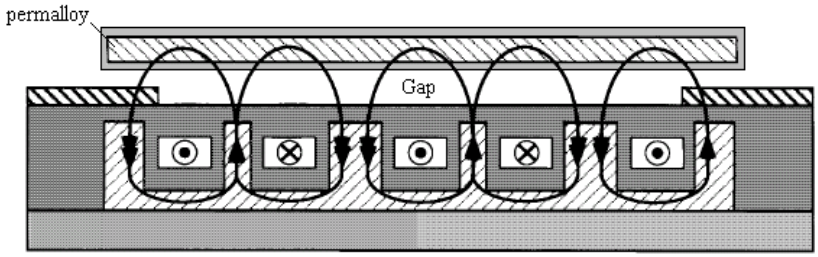


Fig. IV.5: Flujo magnético concentrado en el gap.

  iii. La longitud del entrehierro c_A es 2 veces la longitud h, mostrada en la figura IV.6, debido a la circulación esperada del flujo magnético.

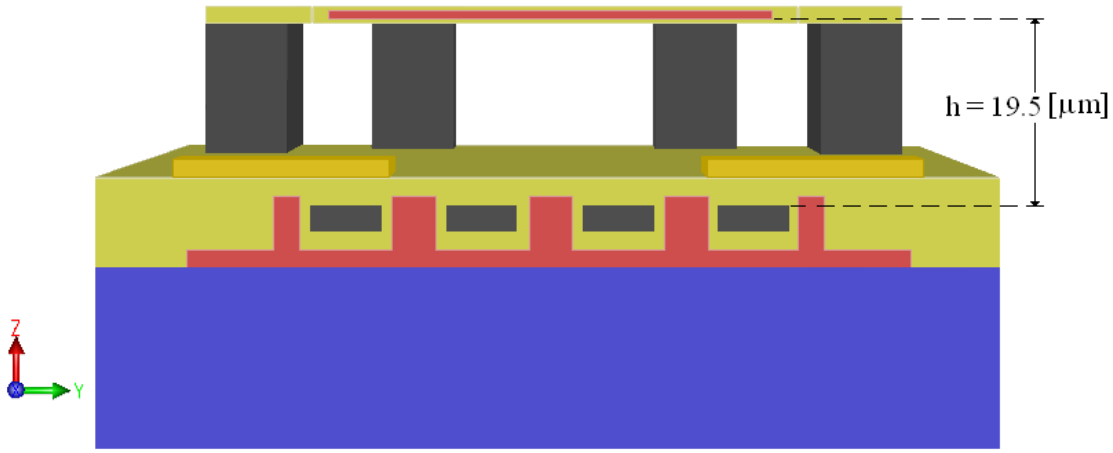


Fig. IV.6: Corte transversal del dispositivo.

Calculando la reluctancia:

$$\Re = \frac{c_A}{\mu_0 A_P} = \frac{39\times10^{-6}\ [m]}{\left(4\pi\times10^{-7}\left[\frac{H}{m}\right]\right)\left(1.764\times10^{-7}\ [m^2]\right)} = 175.93\times10^{6}\left[\frac{vueltas}{H}\right]$$

Sustituyendo en la expresión (IV-4), se obtiene:

$$I_A = \frac{175.93\times10^{6}\left[\frac{vueltas}{H}\right]}{23\ [vueltas]}\sqrt{2\left(4\pi\times10^{-7}\left[\frac{H}{m}\right]\right)\left(1.764\times10^{-7}\ [m^2]\right)\left(5.292\times10^{-6}\ [N]\right)}$$

Finalmente:

$$\boxed{I_A = 11.716\ [mA]}$$

Con la corriente obtenida, y conociendo la resistencia de la bobina R_B, es posible calcular el consumo de potencia del dispositivo aplicando la Ley de Joule. La resistencia de la bobina se calcula con la ecuación:

$$R_B = \rho_B \frac{l_B}{A_B} \qquad \text{...(IV-5)}$$

donde:

ρ_B es la resistividad del material conductor del que está hecho la bobina

l_B es la longitud del material conductor

A_B es el área de la sección transversal del conductor

Sustituyendo los valores correspondientes en (IV-5) y calculando:

$$R_B = \left(17\times10^{-9}\ [\Omega\cdot m]\right)\left(\frac{6.302\times10^{-3}\ [m]}{30\times10^{-12}[m^2]}\right) = 3.571\ [\Omega]$$

De esta manera, la potencia consumida por el dispositivo P_A, es:

$$P_A = R_B I_A^2 = \left(3.571\ [\Omega]\right)\left(11.716\times10^{-3}\ [A]\right)^2$$

$$\boxed{P_A = 0.49\ [mW]}$$

4.3 Conclusiones

Mediante la simulación mecánica en CoventorWare se determinó la magnitud de la fuerza necesaria para actuar al interruptor, resultando de:

$$\boxed{F_A = 5.292 \ [\mu N]}$$

Conociendo dicha fuerza se calculó la corriente eléctrica que es capaz de generarla, resultando de:

$$\boxed{I_A = 11.716 \ [mA]}$$

Se puede observar que la corriente de actuación obtenida es baja en comparación con las reportadas en el estado del arte establecido para esta tesis; esto implica un consumo de potencia bajo, a pesar de que el dispositivo requiera energía para mantenerse en estado cerrado. El consumo de potencia calculado es:

$$\boxed{P_A = 0.49 \ [mW]}$$

4.4 Referencias

[1] CoventorWare. Coventor 2004, "CoventorWare Analyzer, Reference Guide: MEMS and Microsystems Design," (Master Help), p. R5-1-R5-11.

[2] W. P. Taylor, O. Brand, M. G. Allen, "Fully Integrated Magnetically Actuated Micromachined Relays," Journal of Microelectromechanical Systems, vol. 7, No. 2, June 1998.

Capítulo V

Análisis Electrodinámico



La obtención de un modelo eléctrico del dispositivo es de suma importancia para observar su comportamiento y para realizar una estimación de las características que presentará una vez construido. En este capítulo se obtienen el modelo eléctrico asociado al dispositivo diseñado, el factor de calidad de conmutación, las pérdidas de inserción y el aislamiento del mismo, en el rango de frecuencias de prueba.

-"Not everything that can be counted counts, and not everything that counts can be counted"
Albert Einstein

5.1 Modelado eléctrico

Como se ha mencionado durante el desarrollo de esta tesis, una característica fundamental del comportamiento de los dispositivos conmutables es el factor de calidad de conmutación; con la finalidad de evaluarlo, es necesario aplicar un conjunto de señales que contenga a la banda en la cual se quiere que opere el dispositivo y registrar la impedancia que éste le presenta a dicho conjunto de señales, tanto en estado abierto, como en estado cerrado. De esta manera, para poder calcular el factor de calidad de conmutación asociado a la estructura diseñada es necesario obtener un modelo eléctrico que represente su comportamiento en un rango deseado de frecuencias, o sea, un análisis electrodinámico.

Existen diferentes programas que pueden realizar este tipo de análisis, cada uno ofrece diferentes alternativas para la simulación del comportamiento de los circuitos eléctricos y diferentes métodos de solución para el cálculo de los resultados requeridos. El programa que se utilizó para este análisis utiliza el método de salto de rana (*leapfrog*), que parte de las ecuaciones de Maxwell en forma de diferencial (en derivadas parciales), las cuales se transforman en ecuaciones en diferencias. Primero se resuelven las ecuaciones relacionadas con el campo eléctrico para un instante de tiempo, luego se resuelven las relacionadas con el campo magnético en el instante de tiempo siguiente, y así sucesivamente. Es evidente que la exactitud y la convergencia del método dependen de que tan pequeño es dicho cambio entre un instante de tiempo y el siguiente, y que el tiempo que tarde la computadora en entregar los resultados se encuentra en función del número de operaciones que realice; por lo tanto, es importante hacer una valoración de las necesidades para cada análisis para determinar este factor llamado paso (*step*). De manera similar al análisis mecánico presentado, el programa utilizado para esta parte del modelado electrodinámico necesita dividir la estructura presentada mediante la aplicación de un mallado, que tiene como resultado la discretización de la estructura por analizar. El resultado de dicho análisis es el comportamiento de la impedancia que presenta el dispositivo a las señales de prueba aplicadas.

Para la obtención del circuito eléctrico equivalente de la estructura diseñada, se determinó que ésta se puede dividir en dos partes: una que contenga al sustrato y al mecanismo de actuación, y la otra al interruptor es sus dos estados posibles, debido a que la información que ofrece un valor de impedancia, a una determinada frecuencia, resulta insuficiente para comprender el comportamiento de las distintas partes que componen

al dispositivo y su relación con el valor de la impedancia que éste presenta. Esta división permite que se realicen modificaciones específicas a la estructura para poder optimizarla. Las dos partes mencionadas quedan conectadas en paralelo de acuerdo al comportamiento de la estructura completa, esto se puede apreciar en la figura V.1 presentada a continuación.

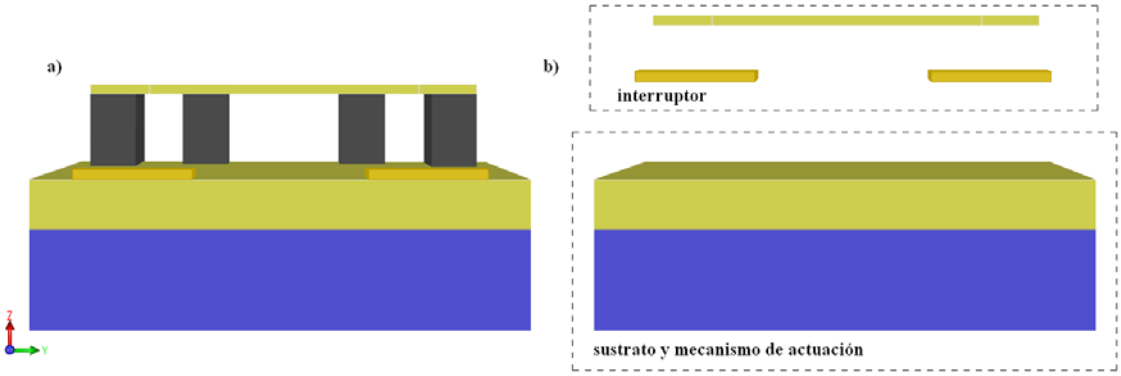


Fig. V.1: Interruptor: a) completo b) dividido

Así, de este análisis se desprenderán dos circuitos eléctricos diferentes compuestos por la impedancia del sustrato y el mecanismo de actuación (Z_{sus_mec}), conectada en paralelo con la impedancia del interruptor en alguno de sus dos estados: abierto (Z_{int_ab}) y cerrado (Z_{int_ce}). En la figura V.2, presentada a continuación, se pueden apreciar dichos circuitos.

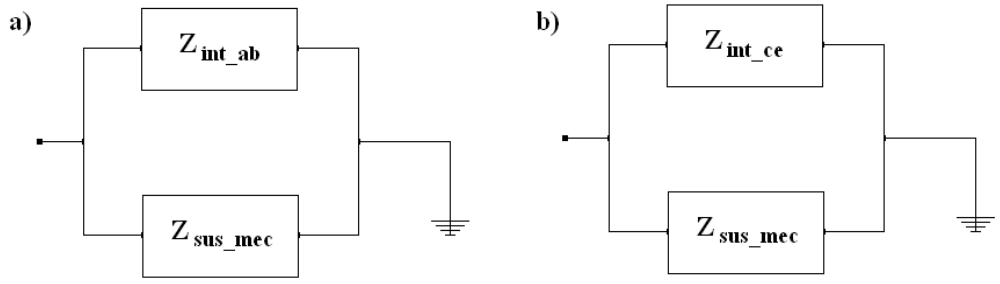


Fig. V.2: Circuitos del dispositivo: a) interruptor abierto b) interruptor cerrado

Finalmente, los datos obtenidos del programa utilizado se exportan a otro programa especializado en el análisis de circuitos eléctricos para microondas, con el fin de realizar el análisis deseado, en este caso el cálculo del CQF.

5.1.1 Obtención del modelo eléctrico

Los resultados obtenidos de la simulación descrita en la sección anterior, son el conjunto de impedancias que exhiben las dos partes en que se dividió la estructura a señales de prueba de frecuencias contenidas en el rango de $10-50\ [GHz]$. A continuación se presentan las impedancias relacionadas con el interruptor en estado abierto, el interruptor en estado cerrado, el sustrato y el mecanismo de actuación.

Interruptor en estado abierto

En la figura V.3 se presenta la carta Smith que contiene el comportamiento de la impedancia del interruptor en estado abierto.

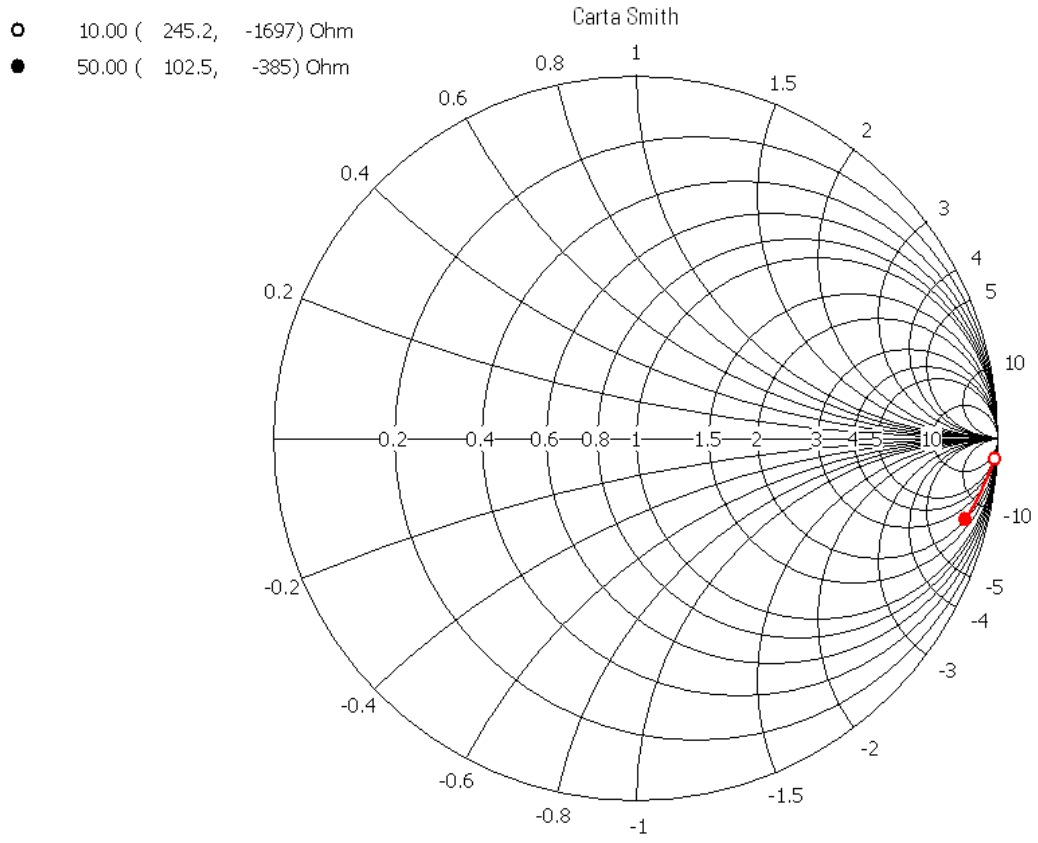


Fig. V.3: Carta Smith de la impedancia del interruptor en estado abierto.

En la figura V.3 puede apreciarse que la impedancia del interruptor en estado abierto es resistiva-capacitiva en todo el rango de frecuencias; este comportamiento es debido a la resistividad eléctrica de los materiales y a las capacitancias que se forman entre los conductores y los dieléctricos que constituyen esta parte del sistema.

En la figura V.4 se muestran las gráficas de las partes real e imaginaria de dicha impedancia en el dominio de la frecuencia.

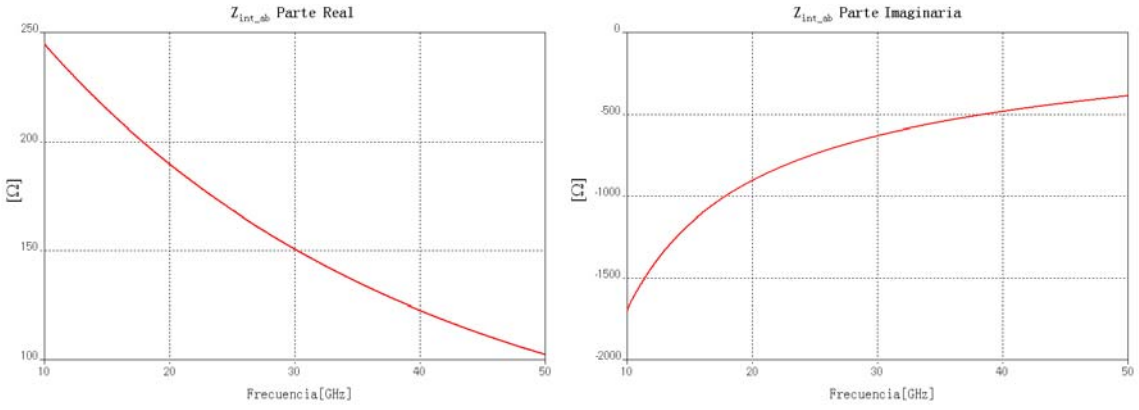


Fig. V.4: Curvas de la impedancia del interruptor en estado abierto.

Interruptor en estado cerrado

Al cerrar el interruptor se establece un contacto físico metal-metal entre el contacto dispuesto en el interior de la viga y los contactos que se localizan sobre el sustrato, por lo que se espera que la impedancia de este circuito sea resistiva-inductiva. La carta Smith mostrada en la figura V.5 verifica esta suposición e indica que la parte real de dicha impedancia se mantiene baja en magnitud, mucho menor a 1 $[\Omega]$, lo que minimiza las pérdidas de energía de la señal al pasar a través del interruptor. Como se mencionó, la parte imaginaria de dicha impedancia presenta un comportamiento inductivo, cuya magnitud es lo suficientemente baja como para no presentar un obstáculo importante al paso de la señal a través de la línea de transmisión, que se hace continua al cerrarse el interruptor. En la figura V.6 se muestran las gráficas de la parte real y la parte imaginaria de esta impedancia en el dominio de la frecuencia.

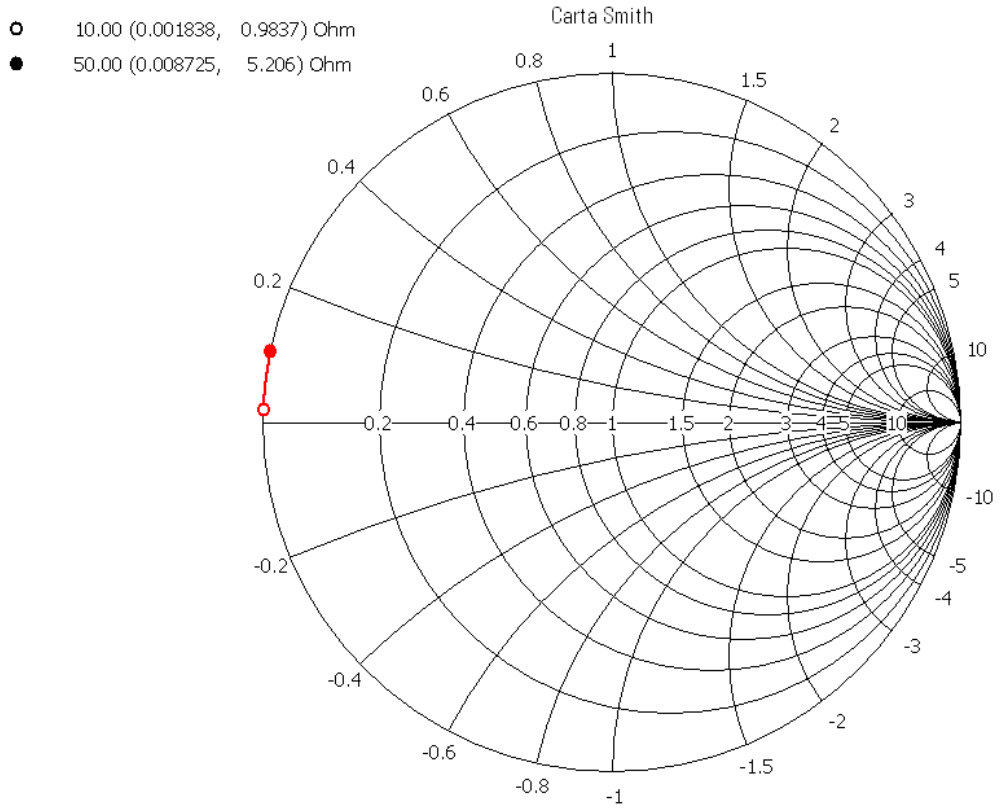


Fig. V.5: Carta Smith de la impedancia del interruptor en estado cerrado.

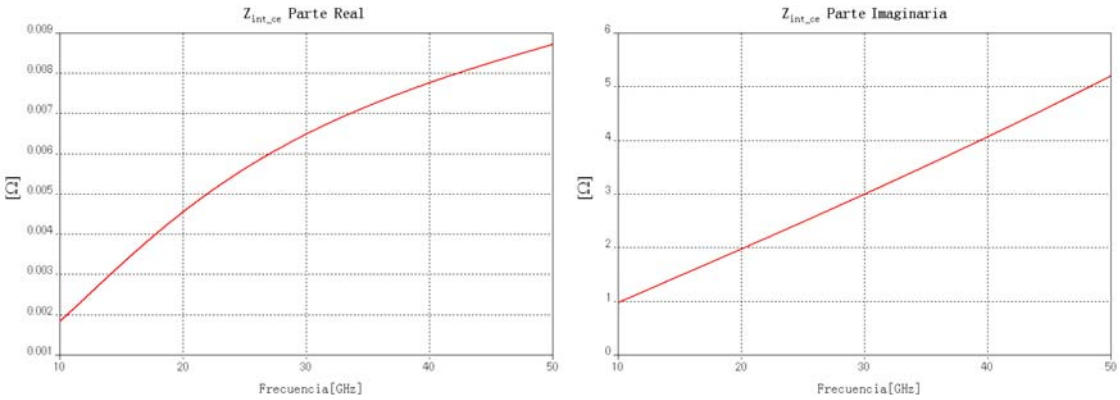


Fig. V.6: Curvas de la impedancia del interruptor en estado cerrado.

Sustrato y mecanismo de actuación

La carta Smith mostrada en la figura V.7 contiene el comportamiento de la impedancia que presentan el sustrato y el mecanismo de actuación a las señales de prueba; se observa que dicho comportamiento es resistivo-capacitivo dentro del rango de estudio. En las frecuencias cercanas al límite inferior del rango de frecuencias propuesto, la parte real de la impedancia es sustancialmente menor que la imaginaria, pero conforme se aumenta la frecuencia la parte reactiva disminuye hasta volverse similar en magnitud a la parte real, que aumenta ligeramente; este fenómeno nos indica que el comportamiento del dispositivo se deteriora con el aumento de la frecuencia. En las secciones siguientes de este trabajo se determinará hasta que punto se ve afectado el desempeño del dispositivo diseñado, y que efectos tienen los cambios en la impedancia del sustrato y el mecanismo de actuación sobre el factor de calidad de conmutación.

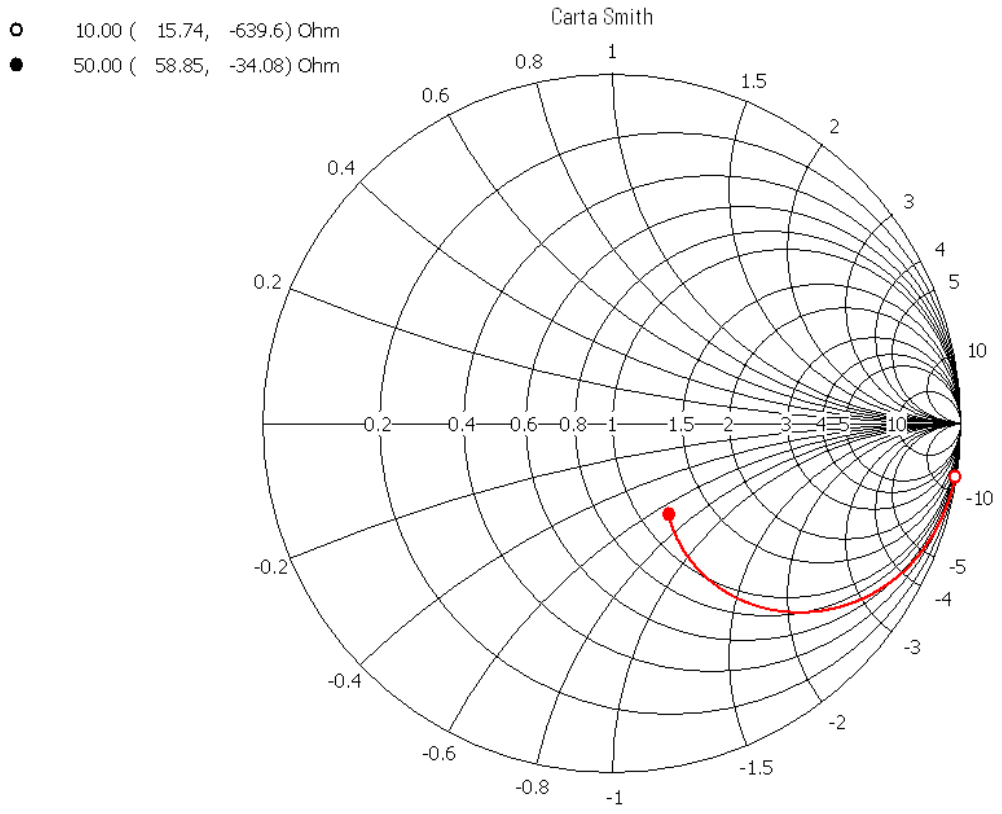


Fig. V.7: Carta Smith de la impedancia del sustrato y el mecanismo de actuación.

La figura V.8 contiene las gráficas de frecuencia contra las partes real e imaginaria de la impedancia del sustrato y el mecanismo de actuación.

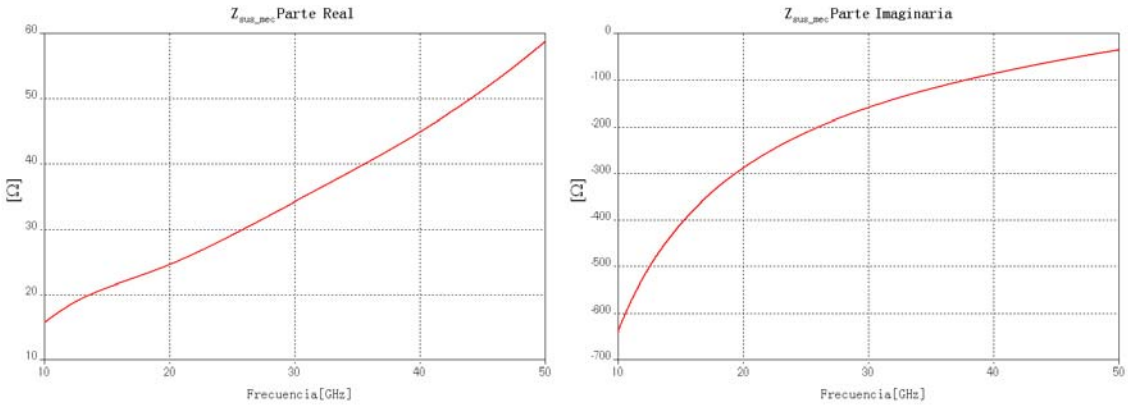


Fig. V.8: Curvas de la impedancia del sustrato y el mecanismo de actuación.

Finalmente, el modelo eléctrico obtenido a partir de la información contenida en las cartas Smith de las impedancias de las partes en las que se dividió el dispositivo es:

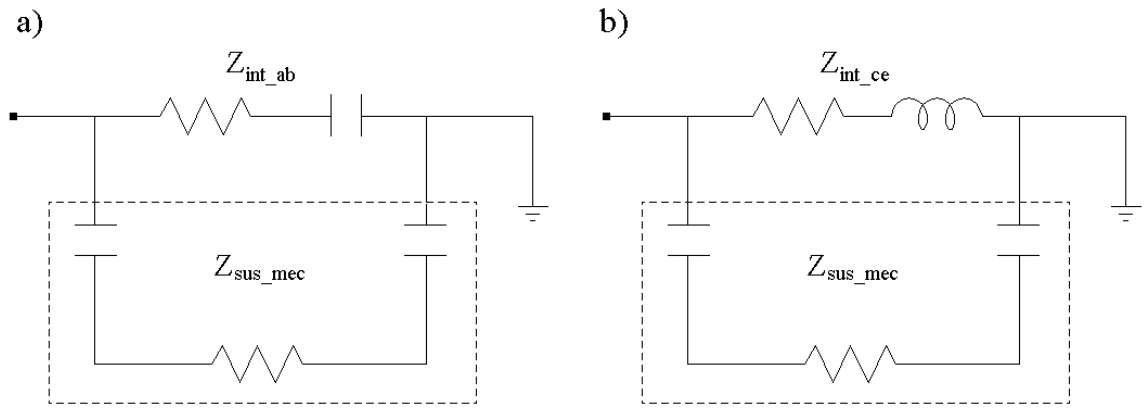


Fig. V.9: Modelo eléctrico del dispositivo: a) interruptor en estado abierto b) interruptor en estado cerrado

5.2 Cálculo del factor de calidad de conmutación "k" (CQF)

Con la información obtenida de las cartas Smith presentadas en la sección 5.1.1, es posible simular el comportamiento del circuito eléctrico propuesto mediante la exportación de dicha información a un programa especializado en el análisis de circuitos para microondas. Los circuitos analizados de esta manera se presentan en la figura V.10, el circuito correspondiente al estado abierto del interruptor en la figura V.10-a y el correspondiente al estado cerrado del mismo en la figura V.10-b.

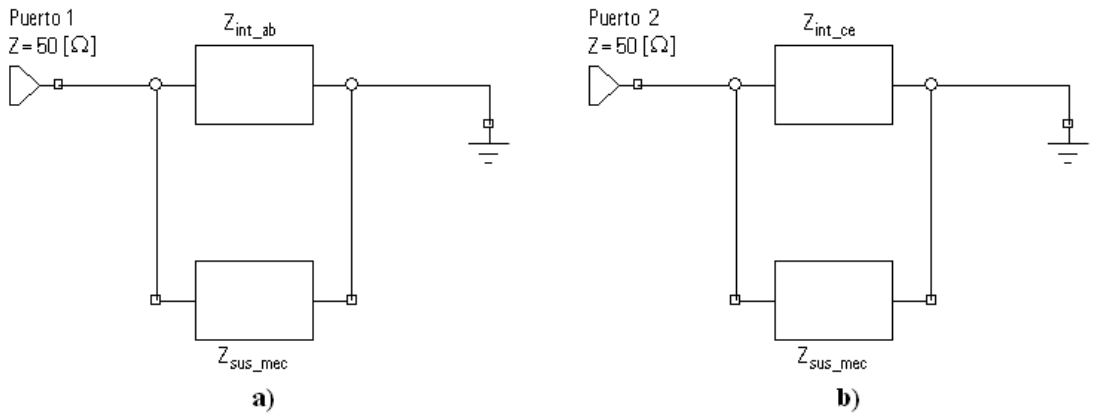


Fig. V.10: Circuitos eléctricos para el dispositivo con el interruptor en estado: a) abierto b) cerrado

Para calcular el CQF es necesario obtener las impedancias de entrada de los circuitos eléctricos presentados en la figura V.9, en el rango de frecuencia en el que se desean conocer (de 10 $[GHz]$ a 50 $[GHz]$). Las gráficas del comportamiento de las partes real e imaginaria de dichas impedancias se presentan en las figuras V.11-a y V.11-b; la información contenida en dichas gráficas es de vital importancia para la caracterización del dispositivo y para la etapa de optimización del mismo. En las figuras que se presentan a continuación se muestran las curvas de las impedancias obtenidas después de la etapa de optimización, las cuales son las que caracterizan al dispositivo del diseño final.

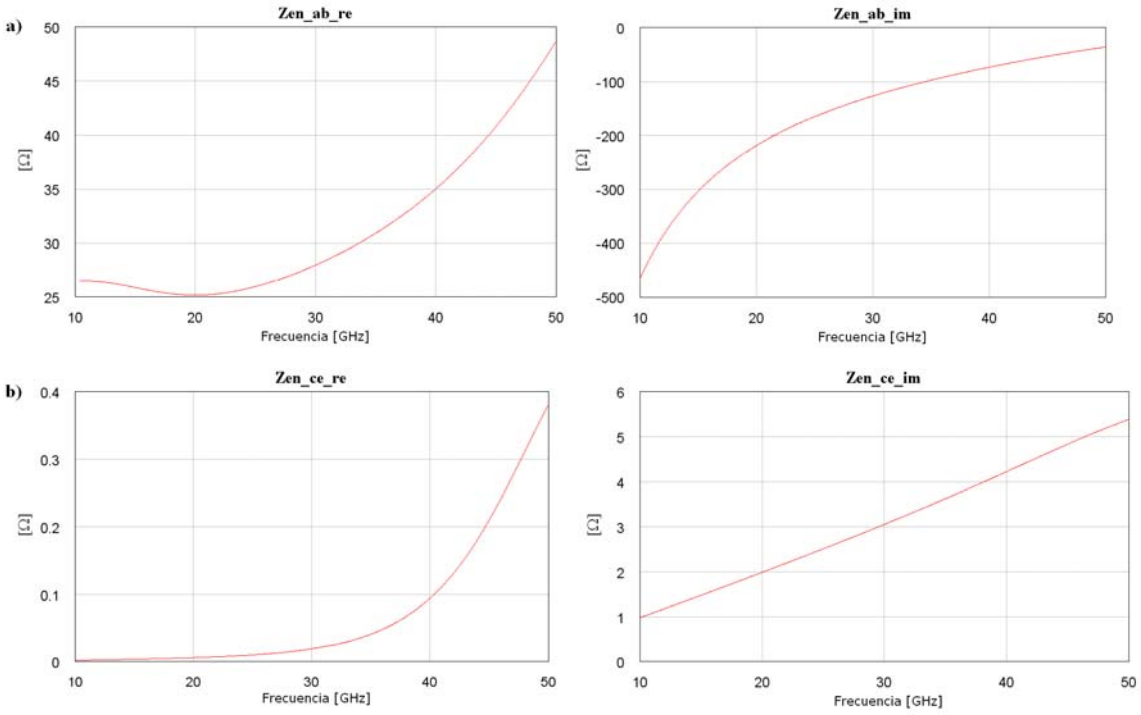


Fig. V.11: Partes real e imaginaria de las impedancias de entrada del dispositivo para el interruptor en estado: a) abierto b)cerrado

Recordando la expresión (I-33), presentada en el capítulo I, para el cálculo del CQF:

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

Como se sabe que $k >> 1$, se puede despreciar el elemento $\frac{1}{k}$ de la ecuación anterior simplificándola de la siguiente manera:

$$k = \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_1}{R_2} + \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \qquad \ldots(\text{V-1})$$

Resolviendo la ecuación anterior para:

$R_1 = \mathrm{Re}\{Z_{en_ab}\}$ $R_2 = \mathrm{Re}\{Z_{en_ce}\}$ $X_1 = \mathrm{Im}\{Z_{en_ab}\}$ y $X_2 = \mathrm{Im}\{Z_{en_ce}\}$

se obtiene comportamiento de *k* mostrado en la figura V.12, presentada a continuación.

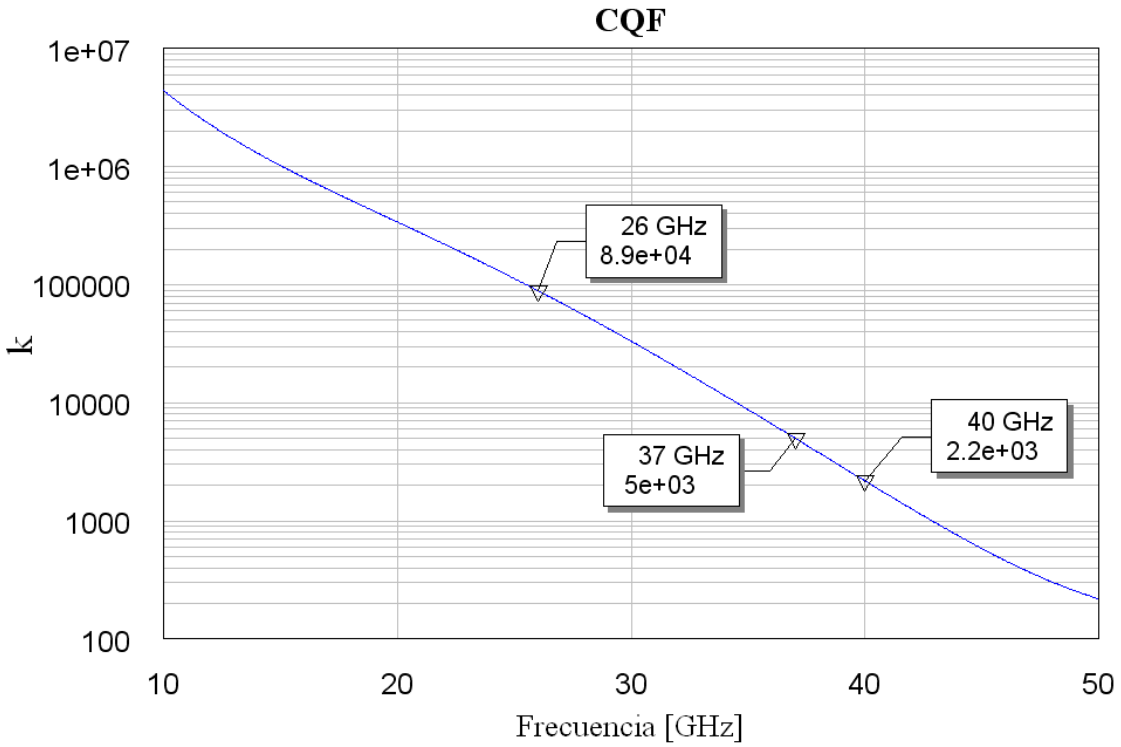


Figura V.12: Factor de calidad de conmutación k asociado al dispositivo diseñado.

5.2.1 Optimización del dispositivo

La optimización del dispositivo se llevó a cabo considerando, principalmente, cumplir con la condición de tener un factor de calidad de conmutación mayor a 5000 dentro de la banda para la que fue diseñado (banda Ka). Con esto en mente, y con la información proporcionada por las impedancias de las dos partes en las que se dividió la estructura (sección 5.1.1), comenzó la optimización, partiendo de modelos preliminares no mostrados en este trabajo.

Para realizar las mejoras se tomó como referencia la expresión (V-1), la cual muestra que existe una dependencia importante del CQF con la diferencia de las reactancias del dispositivo y con el producto de sus resistencias, tanto en estado abierto como en estado cerrado. Mientras la primera sea mayor y el segundo sea menor, mayor lo será el CQF, debido a que en la expresión éste depende de manera cuadrática de la diferencia de

las reactancias, que es a su vez dividida entre el producto de las resistencias.

Al observar el comportamiento de las reactancias del dispositivo se puede apreciar que éstas cambian de naturaleza según el estado del interruptor; en estado abierto, la reactancia es capacitiva, cuando cambia a estado cerrado, ésta se convierte en una reactancia inductiva, por lo que al restarlas el resultado será la suma de ambas. En estado cerrado puede apreciarse que la reactancia inductiva que presenta el dispositivo es muy pequeña a lo largo de toda la banda, menor a $6\ [\Omega]$; esto es deseable debido a que si ésta fuera demasiado grande impediría el paso de la señal a través del interruptor, por este motivo se mantuvo lo más pequeña posible. La resistencia en este estado también es pequeña en toda la banda, menor a $0.4\ [\Omega]$; esto es necesario para impedir grandes pérdidas de energía de la señal por efecto Joule. Por otra parte, en estado abierto se observa que la reactancia es capacitiva y su magnitud es mucho mayor comparada con la magnitud de la reactancia en estado cerrado. Esta reactancia capacitiva es muy importante, debido a que mientras mayor sea, en valor absoluto, mayor será la diferencia de las reactancias, y con ello mayor será el factor de calidad de conmutación. Para lograr lo anterior, es necesario aumentar la reactancia capacitiva, tanto del sustrato como del interruptor en estado abierto.

En el caso del sustrato y el mecanismo de actuación, se observó que la impedancia de esta pieza del dispositivo era muy poco sensible a la conductividad eléctrica del silicio, debido a que el polyimide depositado en la parte superior del mecanismo de actuación hace las veces de un segundo sustrato, por lo que incrementar el grosor de la última capa de polyimide depositada justo debajo de los contactos, aumenta la reactancia capacitiva que éste presenta; pero, se debe tener en mente que mientras mayor sea la distancia que existe entre la bobina y la viga, mayor será la corriente de actuación; por ello, se dispuso una capa de polyimide que brinda un valor elevado de reactancia, pero que no aumenta de una manera considerable la distancia entre la viga y el mecanismo de actuación. Otro de los aspectos que se consideraron fue el área de la cara inferior de los contactos, debido a que mientras mayor sea, más grande será la capacitancia que se forme entre éstos y el sustrato semiconductor de silicio; de ocurrir lo anterior, la reactancia resultante sería de un pequeña en valor absoluto. Es de esta manera que se redujeron las dimensiones de los contactos, sin olvidar que la resistencia de los mismos también depende de sus características geométricas.

Considerando el estado abierto del interruptor, se observa que se forma un capacitor entre los contactos dispuestos en la parte superior del sustrato y el contacto que se encuentra contenido en el interior de la viga; por ello, el área común entre éstos debe ser pequeña para minimizar dicha capacitancia; además, la distancia entre ellos debe ser grande para que dicho capacitor sea pequeño, y así, su reactancia sea grande. Nuevamente, se debe cuidar que el área común entre los contactos no sea muy pequeña, ya que se incrementaría la resistencia en estado cerrado del interruptor y sería más susceptible a dañarse físicamente, ya que el contacto de la viga podría doblarse al cerrar el interruptor.

5.3 Pérdidas de inserción y aislamiento

Las pérdidas de inserción son un parámetro importante para caracterizar a un dispositivo que opere en altas frecuencias e indican, en términos generales, que tanto de la señal se pierde al pasar a través de él. Se calculan mediante la relación de la potencia que posee la señal en un punto dado de una línea de transmisión a la salida del dispositivo a caracterizar, y la potencia que poseía la señal en ese mismo punto antes de colocar el dispositivo. Este parámetro suele expresarse en $[dB]$, por lo que la relación obtenida de las magnitudes de la potencia de la señal se expresa también en $[dB]$. Otra manera de calcularlas, es empleando los parámetros de dispersión o parámetros S (*Scattering parameters*), ya que éstos son los más utilizados para describir a los dispositivos que operan en altas frecuencias, debido a que son fácilmente medibles. El parámetro S_{21}, que es el coeficiente de transmisión en directa (en el caso de un bipuerto), representa las pérdidas de inserción.

A continuación se obtendrán los parámetros S del bipuerto mostrado en la figura V.13. Esta red se propone para calcular los parámetros S asociados al interruptor cuya impedancia es $Z_{1,2}$, el subíndice 1 se refiere a la impedancia del interruptor en estado cerrado y el 2 al estado abierto. El generador, denotado en la figura por V, posee una impedancia igual a la impedancia característica de la línea de transmisión Z_0, además se indican los voltajes incidentes (denotados por el signo +) y los reflejados (denotados con el signo -) en ambos puertos y la constante de fase β asociada a la línea de transmisión.

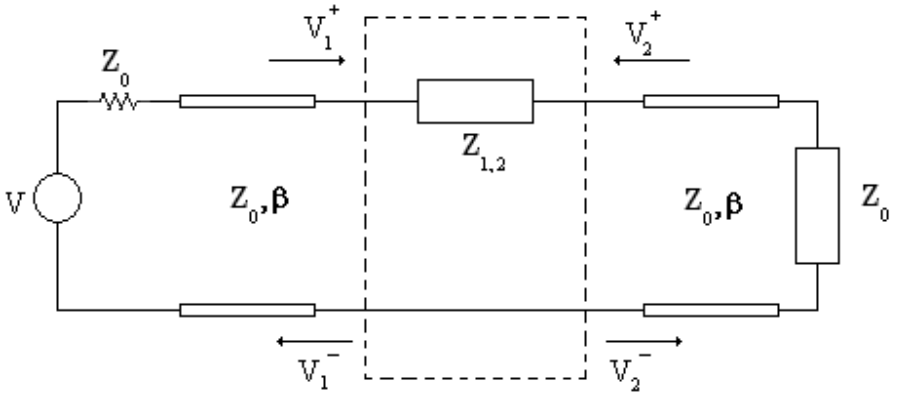


Fig. V.13: Red para calcular los parámetros S del interruptor.

Los parámetros S se definen como:

$$S_{ij} = \left.\frac{V_i^-}{V_j^+}\right|_{V_k^+=0} \quad ;k \neq j \qquad \ldots \text{(V-2)}$$

Para calcular el parámetro S_{21} es necesario antes calcular el parámetro S_{11}, que se conoce también como coeficiente de reflexión Γ a la entrada del bipuerto. Debido a que la carga Z_0, colocada en el extremo de la línea de transmisión, es del mismo valor que la impedancia característica de la línea, el circuito puede reducirse según se muestra en la figura V.14.

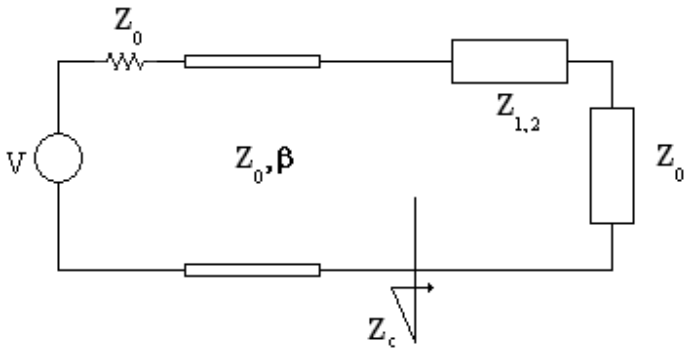


Fig. V.14: Circuito equivalente.

donde Z_c es la impedancia que carga a la línea, por lo que su parámetro S_{11} asociado es:

$$S_{11} = \left.\frac{V_1^-}{V_1^+}\right|_{V_2^+=0} \qquad \ldots \text{(V-3)}$$

Se observa claramente que S_{11} es el coeficiente de reflexión del puerto 1, y recordando que este se calcula como:

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \qquad \ldots \text{(V-4)}$$

Se tiene que:

$$S_{11} = \Gamma_1 = \frac{Z_{1,2} + Z_0 - Z_0}{Z_{1,2} + Z_0 + Z_0} = \frac{Z_{1,2}}{Z_{1,2} + 2Z_0} \qquad \ldots(\text{V-5})$$

El parámetro S_{21} es:

$$S_{21} = \left.\frac{V_2^-}{V_1^+}\right|_{V_2^+=0} \qquad \ldots(\text{V-6})$$

Para facilitar su cálculo se empleará el circuito mostrado en la figura V.15 que se obtiene simplificando el circuito de la figura V.13. Los voltajes V_1 y V_2 indicados son la suma de los voltajes incidentes y reflejados en cada uno de los puertos

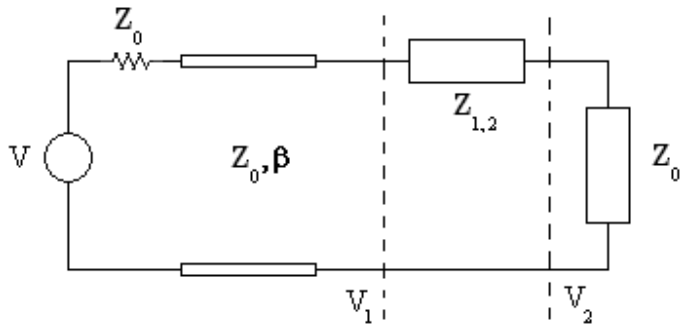


Fig. V.15: Circuito equivalente y voltajes en los puertos.

Como se dijo anteriormente:

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_1^+ + V_1^- \\ V_2 &= V_2^+ + V_2^- \end{aligned}\right\} \qquad \ldots (\text{V-7})$$

Recordando el resultado de (V-5) y la condición en (V-6), (V-7) se reduce a:

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= 2V_1^+\left(\frac{Z_{1,2}+Z_0}{Z_{1,2}+2Z_0}\right) \\ V_2 &= V_2^- \end{aligned}\right\} \quad \ldots \text{(V-8)}$$

Un paso anterior a calcular el parámetro S_{21}, es calcular la relación $\frac{V_2}{V_1}$. Del circuito mostrado en la figura V.15, se observa que esta relación es un divisor de tensión, por lo que:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_0}{Z_{1,2}+Z_0} \quad \ldots \text{(V-9)}$$

Sustituyendo (V-8) en (V-9) se obtiene:

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = 2\left(\frac{Z_0}{Z_{1,2}+Z_0}\right)\left(\frac{Z_{1,2}+Z_0}{Z_{1,2}+2Z_0}\right) \quad \ldots \text{(V-10)}$$

Por lo que:

$$\boxed{S_{21} = \frac{2Z_0}{Z_{1,2}+2Z_0}} \quad \ldots \text{(V-11)}$$

Este parámetro, como se dijo anteriormente, representa las pérdidas de inserción en el dispositivo, cuando se utiliza el valor de la impedancia en estado cerrado del interruptor; mientras que si se utiliza el valor de la impedancia en estado abierto del mismo, este parámetro proporciona el aislamiento asociado al dispositivo. El aislamiento puede entenderse como la relación existente entre la potencia de la señal medida a la entrada del interruptor y la potencia de la señal a la salida del mismo , cuando éste se encuentra en estado abierto. Esta relación también suele expresarse en $[dB]$.

5.3.1 Cálculo de las pérdidas de inserción y del aislamiento

De acuerdo con lo expuesto en la sección anterior, las pérdidas de inserción se calcularon de la siguiente manera:

$$S_{21}^{P} = \frac{2Z_0}{Z_1 + 2Z_0} \qquad \ldots(\text{V-12})$$

donde Z_1 es la impedancia de entrada del dispositivo cuando el interruptor se encuentra en estado cerrado y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión, con un valor de $50\ [\Omega]$.

En la figura V.16 se presenta la gráfica de la magnitud en $[dB]$ del parámetro S_{21}^{P}, que representa a las pérdidas de inserción en el dispositivo en el rango de frecuencias de prueba, y se muestran los valores correspondientes al inicio y al final de la banda Ka ($26-40\ [GHz]$), y el valor de las pérdidas de inserción en el límite superior del rango de frecuencias para el cuál el dispositivo cumple con la condición de $k \geq 5000$ ($37\ [GHz]$).

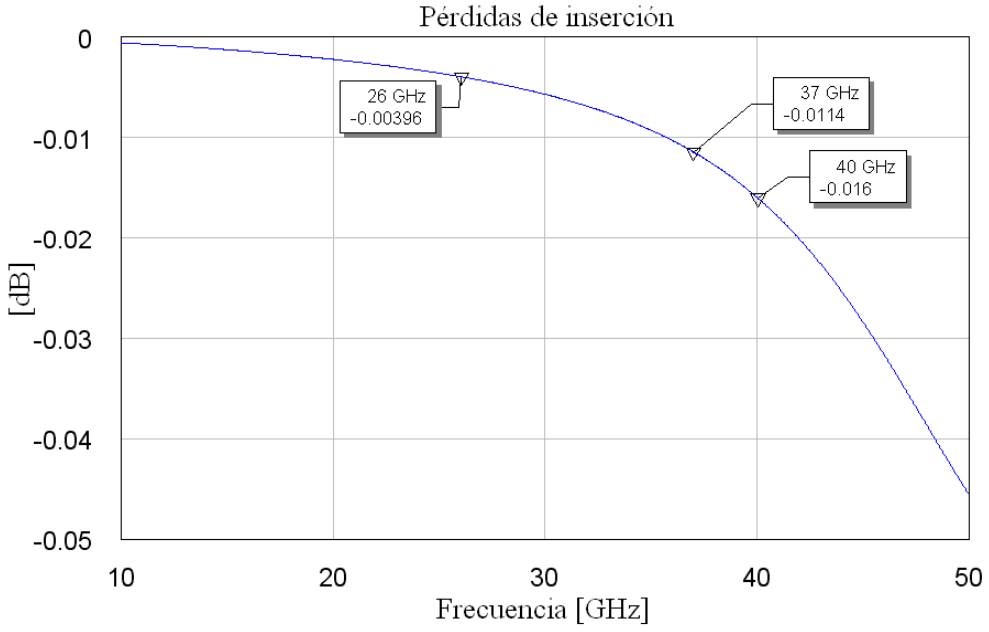


Figura V.16: Pérdidas de inserción en el dispositivo.

De la misma manera, el cálculo del aislamiento del dispositivo se realizó mediante:

$$S_{21}^{A} = \frac{2Z_0}{Z_2 + 2Z_0} \qquad \ldots(\text{V-13})$$

donde Z_2 es la impedancia de entrada del dispositivo cuando el interruptor se encuentra en estado abierto, y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión, con un valor de $50\ [\Omega]$.

En la figura V.17 se presenta la gráfica de la magnitud en $[dB]$ del parámetro S_{21}^{A}, que representa el aislamiento en el dispositivo en el rango de frecuencias de prueba, y se muestran los valores correspondientes al inicio y al final de la banda Ka ($26-40\ [GHz]$), y el valor de las pérdidas de inserción en el límite superior del rango de frecuencias para el cuál el dispositivo cumple con la condición de $k \geq 5000$ ($37\ [GHz]$).

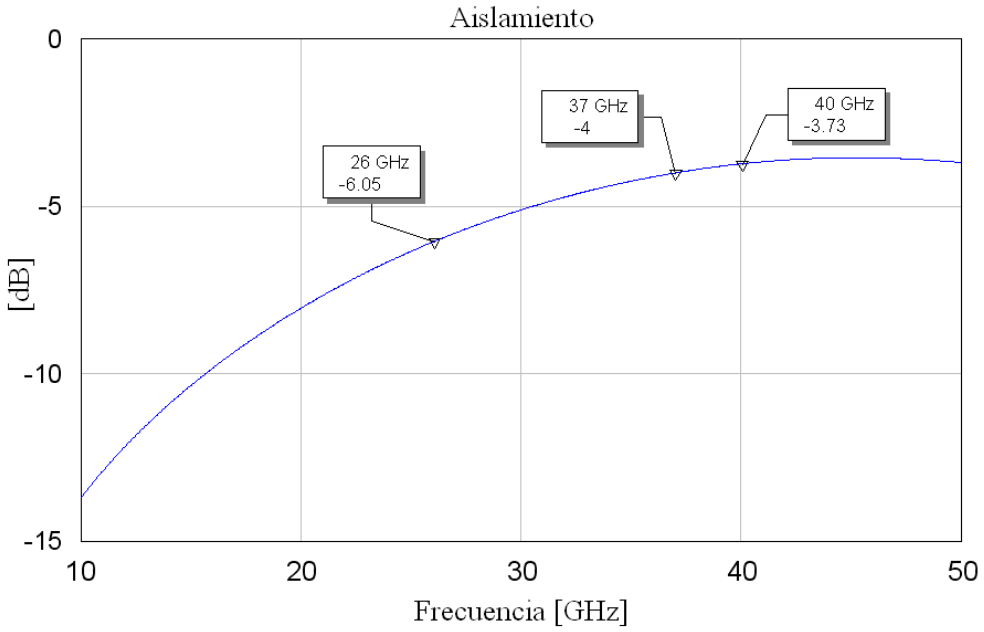


Figura V.17: Aislamiento en el dispositivo.

5.4 Conclusiones

Se obtuvo un modelo eléctrico que representa el comportamiento del dispositivo en el rango de frecuencias de prueba.

Con el estudio del modelo eléctrico asociado al dispositivo, se obtuvo el factor de calidad de conmutación del mismo y se determinó que la condición propuesta de $k \geq 5000$ se cumple en el rango que va desde $10\ [GHz]$ hasta $37\ [GHz]$. En la banda Ka el valor del CQF va de 89000 a 2200.

Las pérdidas de inserción del dispositivo se encuentran por debajo de $0.05\ [dB]$ en todo el rango de prueba. Al inicio de la banda Ka son de $0.00396\ [dB]$ y al final de la misma tienen un valor de $0.016\ [dB]$.

El aislamiento que presenta el dispositivo va de $6.05\ [dB]$ a $3.73\ [dB]$ en la banda Ka, y en $37\ [GHz]$ es de $4\ [dB]$.

5.5 Referencias

Otras bibliografías consultadas:

- D. M. Pozar, "Microwave Engineering," John Wiley & Sons. Inc. USA, 2nd edition, 1998, p. 191-211.
- I. B. Vendik, O. G. Vendik and E. L. Kollberg, "Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, No. 5, pp. 802-808, May 2000.

❖ Conclusiones

Durante el desarrollo de esta tesis se diseñó un interruptor MEMS de tipo magnetostático y se simuló su comportamiento de manera satisfactoria. Este tipo de actuación se eligió debido a las numerosas ventajas que ofrece frente al tipo electrostático. El diseño presentado es el de un interruptor normalmente abierto con su mecanismo de actuación integrado para no tener que recurrir a una fuente externa de campo magnético para actuarlo. Las especificaciones de diseño se determinaron de acuerdo a las características que reporta el estado del arte desarrollado, presentadas en la tabla III.1, que es:

Especificaciones de diseño del interruptor MEMS magnetostático propuesto

Intervalo de operación	$26-40\ [GHz]$
Factor de calidad de conmutación	$k > 5000$
Pérdidas de inserción	$< 0.03\ [dB]$
Aislamiento	$60\ [dB]$
Corriente de actuación	$< 50\ [mA]$
Distancia entre contactos y actuador	$> 7\ [\mu m]$
Consumo de potencia	$80\ [mW]$

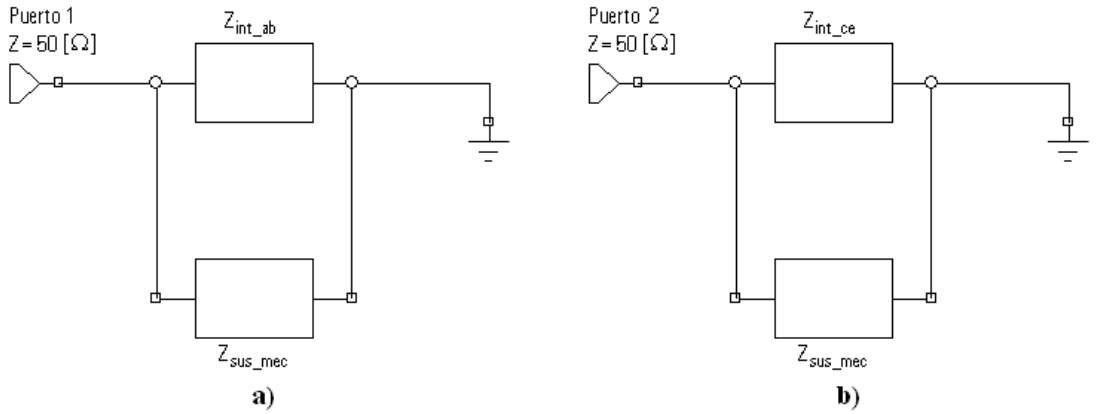
El intervalo de operación se determinó tomando en cuenta que no se encontraron interruptores de este tipo que funcionaran en la banda Ka, cuyo aprovechamiento se encuentra en desarrollo; la corriente de actuación se limitó a un valor máximo de $50\ [mA]$ de acuerdo al valor más bajo reportado; las pérdidas de inserción y el aislamiento se acotaron de la misma manera; se pretendió alcanzar un CQF mayor a 5000 para garantizar el comportamiento óptimo del dispositivo.

El proceso que se utilizó durante la simulación de la construcción del dispositivo no es un proceso comercial, y durante la investigación realizada se encontró que sólo se han llevado a cabo procesos similares en centros de investigación que cuentan con la infraestructura necesaria para tener un proceso propio para el desarrollo de interruptores específicos. Los materiales involucrados en el proceso utilizado se escogieron de acuerdo a las cualidades que ofrecían para constituir cada una de las partes del

dispositivo, optimizando su funcionamiento. Las dimensiones del dispositivo (particularmente la longitud del contacto de la viga) se encuentran limitadas por la longitud de onda de las señales contenidas en la banda de operación del mismo.

Después de llevar a cabo la simulación mecánica reportada en el capítulo IV, se obtuvo la corriente de actuación necesaria para llevar a cabo el cambio de estado (de abierto a cerrado) del interruptor, la cual cumple con las especificaciones de diseño establecidas, ya que su magnitud es de $11.716\ [mA]$. A esta corriente de actuación le corresponde un consumo de potencia de $0.49\ [mW]$, valor que también se encuentra dentro de los límites de las especificaciones de diseño.

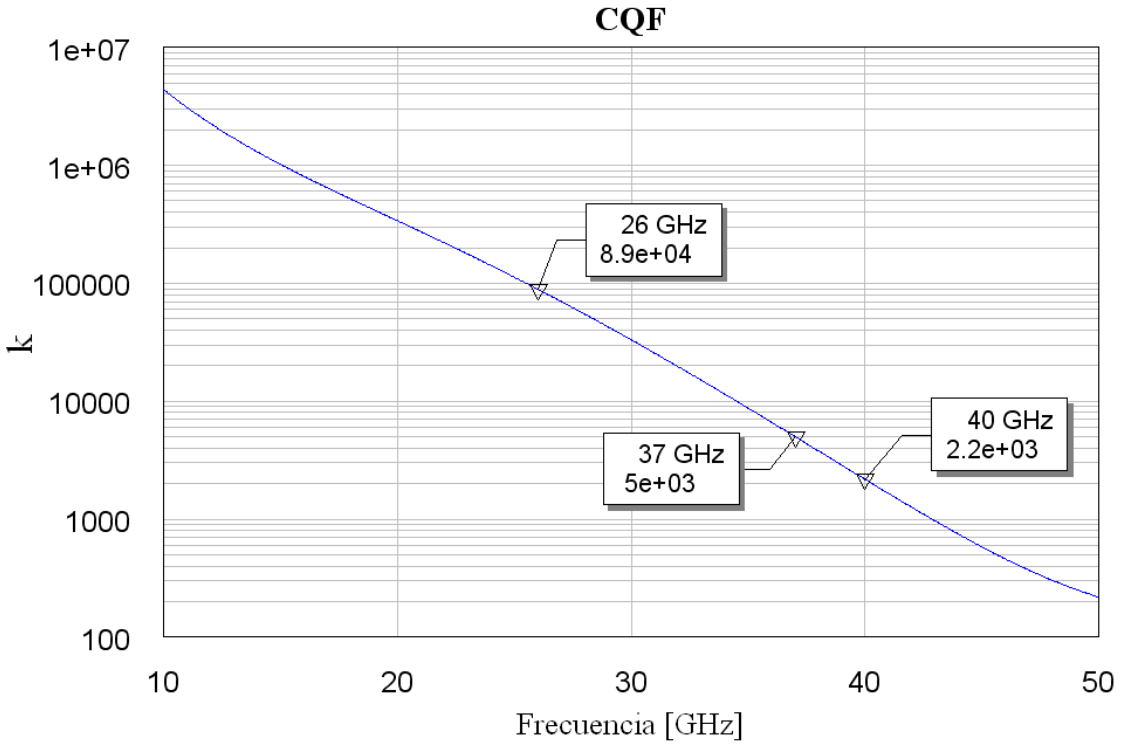
El análisis electrodinámico realizado nos permitió obtener un modelo eléctrico del dispositivo diseñado con la finalidad de caracterizarlo en un rango de frecuencias de prueba, que va de $10\ [GHz]$ a $50\ [GHz]$. Dicho modelo se encuentra en la figura V.10, y se presenta a continuación.



Circuitos eléctricos para el dispositivo con el interruptor en estado:
a) abierto b)cerrado

Con base en los resultados del análisis realizado al modelo eléctrico, se obtuvo el factor de calidad de conmutación (k) del dispositivo, que resultó cumplir con la condición de ser mayor a 5000 desde $10\ [GHz]$ hasta $37\ [GHz]$. Este resultado no se encuentra en su totalidad dentro de las especificaciones de diseño, ya que en la banda Ka el valor del CQF va de 89000 a 2200; sin embargo, el dispositivo funciona de manera satisfactoria hasta $37\ [GHz]$, lo cual cumple con el objetivo de este trabajo, que es

diseñar un interruptor para aplicaciones en alta frecuencia. La figura V.12, presentada a continuación, muestra dicho comportamiento.



Las pérdidas de inserción del dispositivo se desean tan cercanas a cero como sea posible, idealmente, al no presentarse, la señal que pasa a través del dispositivo no sufriría ningún tipo de atenuación. Las pérdidas de inserción obtenidas cumplen con las especificaciones de diseño, ya que dentro de la banda Ka van de $0.00396\ [dB]$ a $0.016\ [dB]$. Estos resultados permiten suponer que el sistema al que se integre este dispositivo no necesitará amplificar la señal a su salida para asegurar un buen funcionamiento del sistema.

Por otra parte, el aislamiento que presenta el dispositivo no se encuentra dentro de los parámetros establecidos, va de $6.05\ [dB]$ a $3.73\ [dB]$ en la banda Ka, y no es mayor a $14\ [dB]$ en todo el rango de prueba. Este nivel de aislamiento indica que parte de la señal podría pasar a través del dispositivo, aún cuando no se desee que esto ocurra, por lo que no se recomienda utilizar este dispositivo para alguna aplicación que requiera altos niveles de aislamiento, sin tratar de corregir este problema.

La tabla C.1 contiene las características obtenidas a partir de las simulaciones y los análisis a los que se sometió el dispositivo diseñado.

Tabla C.1: Características del interruptor MEMS magnetostático diseñado

Características del interruptor MEMS magnetostático diseñado		
Intervalo de operación	$26-37\ [GHz]$	
	$26\ [GHz]$	$37\ [GHz]$
Factor de calidad de conmutación	89000	5000
Pérdidas de inserción	$0.00396\ [dB]$	$0.016\ [dB]$
Aislamiento	$6.05\ [dB]$	$3.73\ [dB]$
Corriente de actuación	$11.716\ [mA]$	
Distancia entre contactos y actuador	$15\ [\mu m]$	
Consumo de potencia	$0.49\ [mW]$	

Finalmente, el dispositivo diseñado cumplió con la mayoría de las especificaciones establecidas de manera satisfactoria, presentando resultados alentadores en cuanto al factor de calidad de conmutación, las pérdidas de inserción, la corriente de actuación y el consumo de potencia; y a pesar de que no se cubrió completamente el intervalo de frecuencias deseado, se abarca la mayor parte del mismo con un CQF mayor a 5000. El nivel de aislamiento obtenido es el único parámetro que se encuentra por debajo de las expectativas; pero a pesar de esto, las demás características del dispositivo lo hacen atractivo para numerosas aplicaciones en las que no sea necesario un gran nivel de aislamiento. Los buenos resultados obtenidos en cuanto al CQF, las pérdidas de inserción y el consumo de potencia, hacen de este diseño un candidato prometedor para la implementación de mejoras que aumenten, de manera considerable, el nivel de aislamiento, para obtener un dispositivo de propósito más general.