



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

INTERFAZ COMPLETA INALÁMBRICA BASADA EN
TECNOLOGÍA MEMS

T E S I S

PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

ING. EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A:

SOLORIO MARTÍNEZ FRANCISCO JAVIER

A S E S O R:

DR. VOLODYMYR SVYRYD

CIUDAD UNIVERSITARIA, ABRIL 2005



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA
DIVISIÓN DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
COORDINACIÓN DE SEMINARIOS
Y SERVICIO SOCIAL

NOTIFICACIÓN DE JURADO PARA EXAMEN PROFESIONAL

TESIS	BORRADOR DE TESIS	BORRADOR DE	
		RECIBIDO	AUTORIZADO
<u>JURADO</u>		FIRMA	FECHA
PRESIDENTE:	M.I. JUAN FERNANDO SOLÓRZANO PALOMARES		22/06/05
VOCAL:	DR. VOLODYMYR SVYRYD		25/04/05
SECRETARIO:	ING. GABRIEL ALEJANDRO JARAMILLO MORALES		25/10/05
1ER. SPTE.:	DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS		25/10/05
2DO. SPTE.:	DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ		25/04/05
TESIS: 042/182	"INTERFAZ COMPLETA INALÁMBRICA BASADA EN TECNOLOGÍA MEMS"		

FECHA Y HORA DE EXAMEN:

RESPETABLE PROFESOR(A):

Por este conducto, me es grato notificarle que ha sido designado(a) miembro del jurado para el examen profesional del alumno(a) **SOLORIO MARTÍNEZ FRANCISCO JAVIER** con número de cuenta **9710855-7** de la carrera **INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES** solicito de la manera más atenta revise el trabajo de tesis con el fin de que Ud. haga saber por escrito a esta Coordinación en formato adjunto, si considera necesario que el alumno realice modificaciones al mismo en un plazo de 5 (cinco) días hábiles contados a partir de la fecha en que Ud. reciba esta notificación. De no haber observación alguna de su parte, le agradeceré firmar la presente autorizando el trabajo, con lo cual el alumno podrá imprimir definitivamente su tesis.

Atentamente.

"POR MI RAZA HABLARÁ EL ESPÍRITU"

Cd. Universitaria, D.F. a 17 de Marzo de 2005.

EL COORDINADOR DE SEMINARIOS Y SERVICIO SOCIAL

ING. JOSÉ ARTURO ORIGEL COUTIÑO

A mis padres.

Francisco Javier Solorio Ordaz y Luz María Martínez Martínez.

ÍNDICE.

0. Introducción.

1. Tecnología MEMS.

- 1.1 ¿Qué son los microsistemas (MEMS o MST) y para qué nos sirven?
- 1.2 Aplicaciones y mercados.
- 1.3 ¿Con qué se fabrican los MEMS?
 - 1.3.1 El Silicio.
 - 1.3.1.1 Tipos de cortes en el silicio.
 - 1.3.2.2 Polisilicio.
 - 1.3.3.3 Silicio cristalino.
 - 1.3.2 Óxido y nitrato de silicio.
 - 1.3.3 Polímeros y otros materiales.
- 1.4 Propiedades importantes de los materiales para su uso en MEMS.
 - 1.4.1 Piezoresistividad.
 - 1.4.2 Piezoelectricidad.
 - 1.4.3 Termoelectricidad.
 - 1.4.3.1 El efecto Seebeck.
 - 1.4.3.2 El efecto Peltier.
 - 1.4.3.3 El efecto Thomson.
- 1.5 Procesos de fabricación.
 - 1.5.1 Deposición.
 - 1.5.1.1 Deposición física de vapor (PVD).
 - 1.5.1.1.1 Vapor.
 - 1.5.1.1.2 Sputtering.
 - 1.5.1.1.2.1 Mediante descarga de chispa de DC.
 - 1.5.1.1.2.2 Mediante radiofrecuencias y magnetrón.
 - 1.5.1.2 Oxidación de Silicio.
 - 1.5.1.2.1 Oxidación térmica.
 - 1.5.1.2.1.1 Oxidación en seco.
 - 1.5.1.2.1.2 Oxidación húmeda.
 - 1.5.1.3 Epitaxia.
 - 1.5.1.3.1 VPE (vapour-phase epitaxy).
 - 1.5.1.3.2 MBE (molecular beam epitaxy).
 - 1.5.1.3.3 CVD (Chemical Vapor Deposition).
 - 1.5.1.4 Deposición mediante giro (spin-on).
 - 1.5.2 Trazado de patrones (Patterning).
 - 1.5.2.1 Litografía.
 - 1.5.2.2 Litografía Óptica.
 - 1.5.2.2.1 Impresión de sombra.
 - 1.5.2.2.2 Impresión de proyección.
 - 1.5.2.3 Formación de las máscaras.
 - 1.5.2.3.1 Resist.
 - 1.5.2.3.2 Técnica de despegue (lift-off).
 - 1.5.3 Grabado (Etching).

1.5.3.1 Grabado químico húmedo.

1.5.3.2 Grabado en seco.

1.6 Principales tecnologías utilizadas para la fabricación de MEMS.

1.6.1 Micromaquinado de volumen.

1.6.2 Micromaquinado de superficie.

Conclusiones.

2. IntelliSuite y Coventor

2.1 IntelliSuite.

2.1.1 Contenido General del Software IntelliSuite.

2.1.2 Herramientas de IntelliSuite.

2.2 Coventor.

2.2.1 Pasos a seguir en un diseño utilizando Coventor.

2.3 Beneficios y Manejo.

2.4 Tipos de análisis y aplicaciones.

2.4.1 Tipos de análisis en IntelliSuite.

2.4.2 Aplicaciones diseñadas en IntelliSuite.

2.4.3 Tipos de análisis en Coventor.

2.4.4 Aplicaciones en Coventor.

2.5 Tabla comparativa entre Coventor e IntelliSuite.

Conclusiones.

3. Análisis de la interfaz completa inalámbrica basada en tecnología MEMS

3.1 Análisis de los tipos de transmisión.

3.1.1 Transmisión de datos por medio de radio frecuencia.

3.1.2 Canal de transmisión.

3.1.2.1 Ventajas y desventajas de las ondas electromagnéticas.

3.1.2.2 Bandas de frecuencias utilizadas en diferentes aplicaciones.

3.1.3 Bandas y distancias posibles en tecnología MEMS.

3.1.4 Señal analógica y señal digital.

3.1.4.1 Ventajas y desventajas de las señales analógicas y digitales.

3.1.5 Muestreo, cuantización, codificación y multiplexación en un Sistema Digital.

3.1.6 Interfaz con uno, dos o tres canales.

3.2 Subsistema de energía.

3.2.1 Fuentes de almacenamiento y alimentación de energía para sistemas MEMS.

3.2.2 Formas de conversión de energía.

3.2.2.1 Térmica.

3.2.2.2 Cinética.

3.2.2.3 Vibración.

3.2.2.4 Combustión.

3.2.2.5 Electromagnética.

3.2.3 Fuente de alimentación.

3.2.4 Tabla comparativa de métodos de generación de energía.

3.2.5 Requerimientos de energía de los subsistemas de la interfaz.

3.2.5.1 Sensores y actuadores.

3.2.5.2 Subsistema de procesamiento y control.

3.2.6 Dispositivos en tecnología MEMS para RF.

- 3.2.6.1 Fabricación de micro fuentes en tecnología MEMS.
- 3.3 Fabricación de dispositivos de la interfaz en tecnología MEMS.
 - 3.3.1 Inductores en tecnología MEMS.
 - 3.3.1.1 Micro inductores en capas múltiples.
 - 3.3.1.2 Técnica de deposición eléctrica mediante incrustado.
 - 3.3.2 Diseño de capacitores.
 - 3.3.3 Interruptores.
 - 3.3.3.1 Interruptores en tecnología MEMS.
 - 3.3.3.2 Tipos de interruptores en tecnología MEMS.

Conclusiones.

4. Análisis del subsistema de alimentación de la interfaz completa.

- 4.1 Descripción general.
- 4.2 Requerimientos.
- 4.3 Modelo.
 - 4.3.1 Fuerza electromotriz.
 - 4.3.2 Rectificador de media onda.
- 4.4 Análisis.
- 4.5 Resultados.
 - 4.5.1 Distancias obtenidas para diversos radios de los inductores.
 - 4.5.2 Eficiencia del sistema.

Conclusiones.

5. Simulación en software de un interruptor de contacto metal-metal.

- 5.1 Requerimiento del interruptor.
- 5.2 Funcionamiento del interruptor.
 - 5.2.1 Contacto metal-metal.
- 5.3 Tensión en filmes delgados.
- 5.4 Voltaje de actuación.
- 5.5 Fabricación del interruptor.
 - 5.5.1 Procesos de fabricación del interruptor.
 - 5.5.2 Proceso de fabricación en Coventor.
 - 5.5.3 Máscaras del interruptor.
 - 5.5.3.1 Dimensiones de las máscaras.
 - 5.5.4 Visualización de interruptor en 3D Coventor.
 - 5.5.5 Ruptura eléctrica del aire.
- 5.6 Diseños distintos de interruptor.
 - 5.6.1 Interruptor víbora.
 - 5.6.2 Interruptor viga recta.
 - 5.6.3. Interruptor zeta.
- 5.7 Confiabilidad y factor de calidad de conmutación.

Conclusión.

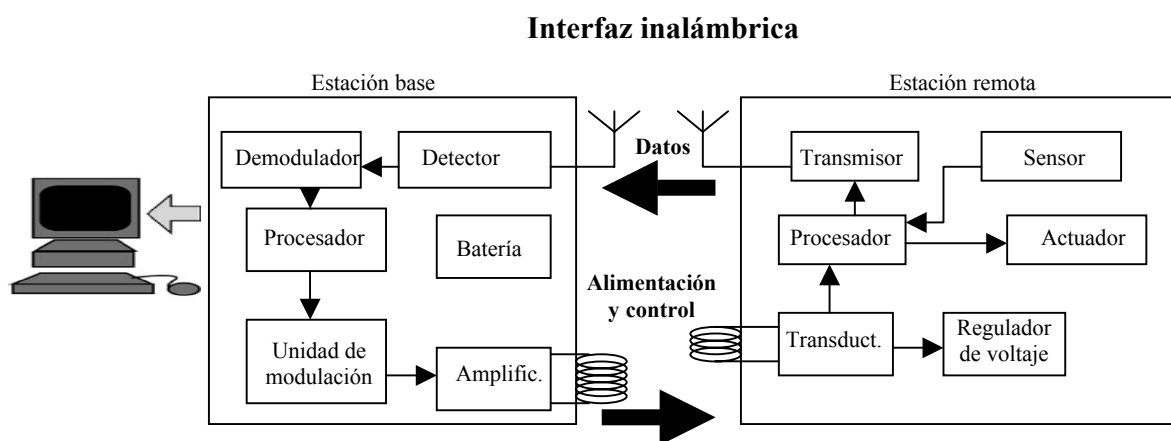
6. Conclusiones Generales.

Introducción.

En una interfaz completa inalámbrica, la energía de alimentación de las unidades remotas se transmite por el mismo medio (aire) que la información. Esto permite realizar redes con unidades remotas completamente autónomas y móviles. En la mayoría de los casos, se utiliza transmisión en la banda de radiofrecuencias. La eficaz transmisión de energía de alimentación por la interfaz de radio, se disminuye muy rápido debido a la distancia de transmisión. Frecuentemente, su alcance se limita por unos metros de distancia. Para cubrir distancias mayores, se usa como alternativa la combinación de una interfaz de radiofrecuencia con una fuente de alimentación autónoma e inagotable que transforma una forma de energía ambiental (circundante) a energía eléctrica.

Denominamos este tipo de interfaz como interfaz híbrida inalámbrica. Los tipos de energía ambiental que se pueden usar dependiendo de las condiciones del medio ambiente, son: energía de radiación solar, térmica, mecánica, química, etc. o sus combinaciones.

En el caso general (interfaz completa) un sistema de alimentación de la unidad remota, además de una fuente de energía y un canal de su transmisión, consiste de los siguientes componentes: transductor de energía existente a energía eléctrica, acumulador de energía, dispositivo de transformación y regulación, para así llevar a cabo los procesos de control, actuación o senso y posible retransmisión en la unidad remota.



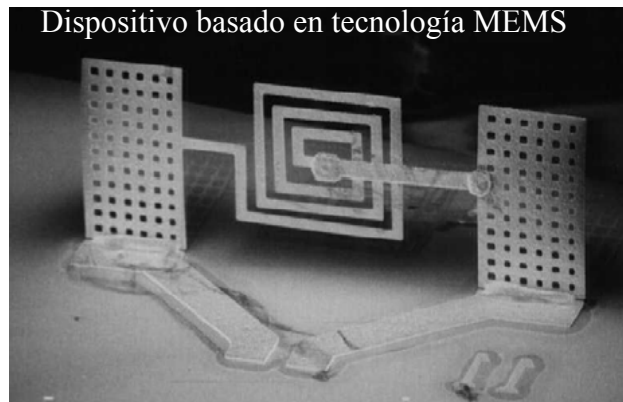
Introducción

Dentro del campo de las telecomunicaciones, se ha visto un gran crecimiento en el área comercial y en aplicaciones de Radio Frecuencia, así como dispositivos y sistemas para microondas. Muchísimas universidades en los Estados Unidos como la Universidad de Michigan, la Universidad Estatal de Carolina del Norte, la de Standford, la de Berkeley, la Universidad de Ohio, la de Hawai, la de Colorado, el MIT, entre otras, así como compañías como Infineon, Raytheon, IMEC (Bélgica), Bridwave Communications y Rockwell están explorando el uso de la tecnología MEMS aplicada a sistemas de radio frecuencia para teléfonos celulares y aplicaciones inalámbricas.

Lo que se pretende al usar la tecnología MEMS, sobre todo en aplicaciones de telecomunicaciones de radio frecuencia, va ligada a los costos de dispositivos como interruptores, capacitores, capacitores variables, filtros e inductores con grandes Q's (coeficiente de calidad), que prometen proveer grandes niveles de integración a bajos costos y reducir el consumo de energía.

Así la tecnología MEMS nos ofrece la oportunidad de poder tener conectados diferentes subsistemas de un sistema e incluso dispositivos, sin tener de por medio las líneas de transmisión dentro del mismo sistema, dándonos así la oportunidad de manejar elementos activos y pasivos en un solo chip, lo que nos provee de más tiempo de vida de los sistemas, ya que solo se llega a cambiar el chip dañado sin ser necesario la reparación de los otros subsistemas. Haciendo así que el valor de costo-beneficio sea una de las armas principales de la tecnología MEMS contra las tecnologías actuales.

Compañías como Insight Research Corporation [1] obtuvieron un crecimiento de cerca de 160 millones de dólares en el 2002 remplazando componentes discretos. En masa, productos como los inductores que son construidos con un costo de 0.15 de dólar cada unidad en la tecnología tradicional, son realizados por solo 0.1 de dólar cada unidad en tecnología MEMS que en gran escala trae ganancias millonarias. El consumo energético de estos componentes en tecnología MEMS es mucho menor que los tradicionales dispositivos y con mejor calidad y desempeño.



El proyecto propuesto se enfoca al diseño de la interfaz inalámbrica completa, proporcionando una visión general de las diferentes formas en las que se puede implementar la interfaz y caminos a seguir para diversas aplicaciones, mostrando el desarrollo de algunos de los componentes principales de la interfaz completa basados en tecnología MEMS, considerando las formas posibles de suministrar la energía al dispositivo lejano, posibles técnicas de modulación dependiendo de la estructura y funcionamiento del sistema así como tomar casos particulares para la exposición de las eficiencias y distancias logradas con la interfaz inalámbrica completa en tecnología MEMS.

Para llevar a cabo dicho propósito, la metodología consiste en la investigación y recopilación de información acerca de tecnología MEMS, en la cual los procesos de fabricación son parte teórica esencial para el diseño de cualquier dispositivo realizado en dicha tecnología, estudio de software especializado en tecnología MEMS especialmente IntelliSuite y Coventor para la toma de decisión de con qué software se tienen mayores ventajas para el diseño de dispositivos en esta aplicación particular y así tener un estudio posterior a fondo del funcionamiento del software elegido. Búsqueda bibliográfica y clasificación de la información obtenida sobre la interfaz completa (transmisión de las señales de control y datos, alimentación) de radiofrecuencia (RF) con dispositivos hechos en tecnología MEMS. Diseño de la interfaz completa de RF a nivel de sistema, subsistema y a nivel de dispositivos, para la toma de decisión de la realización más particular del dispositivo y subsistema de alimentación. Diseño en software de un dispositivo en micro escala (como lo es el interruptor el cual es parte importante en el diseño de la interfaz), simulación y análisis de resultados. Así pues la elaboración del presente trabajo pretende ilustrar las ventajas obtenidas al tener interfaces inalámbricas capaces de alimentar un dispositivo lejano con mayor eficiencia, disminución de tamaños y costos para aplicaciones en el área tecnológica y médica.

1. Tecnología MEMS.

1.1 ¿Qué son los MEMS o MST y para qué nos sirven?

MEMS son las abreviaturas de la palabra MicroElectroMechanical Systems, en español, sistemas micro electromecánicos, también se les conoce como MST, microsystems technology o tecnología de microsistemas en donde se requiere generar una amplia colección de réplicas de sistemas pero con la característica de ser éstos en miniatura.

Los MEMS son simultáneamente una herramienta, sistemas físicos y una metodología, todo en uno. La tecnología MEMS está compuesta por técnicas y procesos para diseñar y crear pequeños sistemas, así como producto físico y herramienta especializada para una cierta aplicación.

La tecnología MEMS también nos sirve para realizar dispositivos como sensores y actuadores que están asociados a la computación y comunicaciones para controlar ciertos parámetros físicos a micro escalas los cuales causan efectos a gran escala.

Como todas las tecnologías jóvenes, la aplicación de los MEMS y sus tecnologías todavía son criticados en ciertos ámbitos, pero a pesar de ello, éstos tienen un gran proyecto de porvenir en nuestros días. La pregunta de ¿por qué los MEMS? tiene sus pros y sus contras ya que por una parte está el mercado que exige la creación de estos sistemas para los beneficios que ello lleva a su mercado y por otro lado se encuentra el diseño y producción para cada caso particular de aplicación.

Así pues, el ser humano tiene tendencia a dudar y tener miedo a las nuevas corrientes ideológicas, los MEMS no son la excepción y como otros sistemas antes inventados tienen que ser aceptados y asimilados por la sociedad aunque esto tarde algo de tiempo.

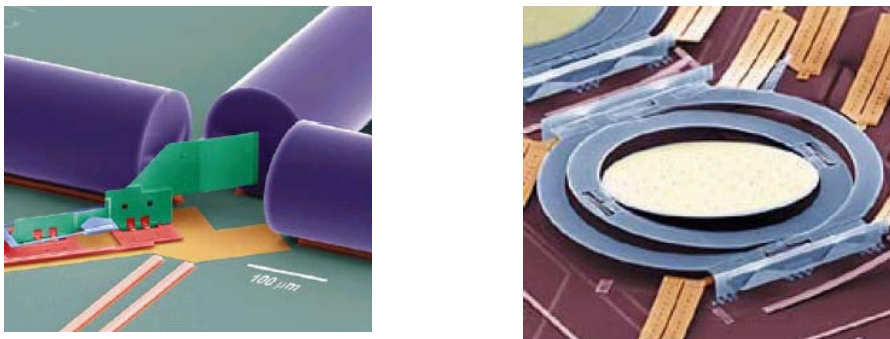


Figura 1.1 Dispositivos realizados con tecnología MEMS

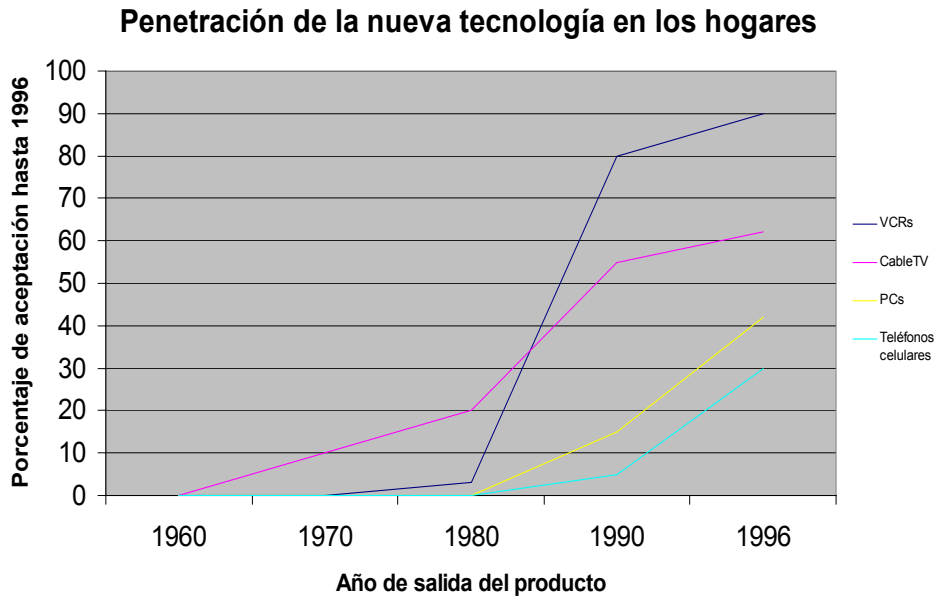


Figura 1.2 Aceptación de algunos sistemas electrónicos en la sociedad (Cable TV, VCRs, PCs y Celular.)

1.2 Aplicaciones y mercados.

Estos micro dispositivos y micro sistemas ya son utilizados en la industria y el mercado común, aunque no los vemos, están presentes en displays de alta resolución, dispositivos con gran capacidad de almacenamiento, impresoras, proyectores, etc.

Tabla 1.1 Aplicaciones de los MEMS en áreas comerciales y militares

Aplicaciones Comerciales	Aplicaciones Militares
<p>Biomedicina</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Sensores biomédicos invasivos y no invasivos ▪ Sensores de monitoreo de la salud ▪ Sensores de análisis bioquímico ▪ Sistemas de gestión cardiacos (marcapasos, cateters) ▪ Sistemas de gestión de medicamentos (e.g. insulina, analgésicos) ▪ Sistemas neuroestimuladores (en desórdenes neurológicos). <p>Industria Automotriz</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Sistemas automotores de seguridad, frenado y suspensión (sensores de accionamiento de bolsas de aire). <p>Telecomunicaciones</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Componentes para la comunicación vía fibra óptica ▪ Sistemas de comunicación inalámbrica ▪ Interruptores ▪ Sistemas para el procesamiento electromecánico de señales ▪ Sistemas de almacenamiento masivo de datos 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Sistemas inerciales (para guiar municiones y navegación personal) ▪ Sensores de monitoreo y rastreo ▪ Componentes optomecánicos de identificación “amigo-o-enemigo” ▪ Sistemas fluidicos de control de combustión y propelantes. ▪ Sistemas de detección de armamento bioquímico ▪ Sistemas de control aerodinámico para la navegación aérea

Fuente: Nadim Maluf, An Introdutin to Microelectromechanical Systems Engineering. Artech House MEMS library. U.S.A., 2000.

Las expectativas en el mercado son muy grandes y se calculan en billones de dólares (10^3 millones) ya en el 2004. Industrias como la automotriz han invertido millones de dólares en seguridad para sus autos basados en sensores hechos por dispositivos MEMS.

A continuación se muestran ejemplos de aplicaciones presentes y futuras para los MEMS.

Tabla 1.2 Análisis y pronóstico del mercado de los MEMS en los EU (Millones de Dólares).

AÑO	Automotriz	Medicina	Tecnología de la Información	Militares y aeroespaciales	Total
1994	255.7	129.5	438.3	49.1	872.5
1995	298.0	146.1	459.0	54.8	957.9
1996	355.0	164.4	492.8	62.2	1,074
1997	419.0	187.0	527.0	71.6	1,204
1998	491.5	216.7	575.3	79.6	1,363
1999	562.0	245.7	645.9	95.8	1,549
2000	645.7	291.3	733.3	110.7	1,781
2001	758.5	354.8	836.0	133.3	2,082
2002	879.6	444.7	995.1	156.9	2,476
2003	1,019	562.9	1,222	176.7	2,980
2004	1,172	716.0	1,514	202.7	3,604
CAGR	16%	21%	16%	16%	17%

Fuente: Nadim Maluf, An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering. Artech House MEMS library. U.S.A., 2000.

El costo es parte importante de el avance de esta tecnología ya que hoy en día es muy caro diseñar, producir, ensamblar, y dar mantenimiento a estos tipos de mecanismos, como suele suceder en las tecnologías de moda, pero al avanzar la tecnología MEMS y masificarse en todos los productos útiles en el mercado, éstos reducirán costos y tal vez los llamemos el pan nuestro de cada día.

Las estructuras micro mecánicas y sistemas de tan pequeñas dimensiones, operan en sistemas complejos los cuales podemos ver hoy en día, como los sistemas de autos, medicina, industrias, sistemas aeroespaciales, entre otros, en los cuales durante los próximos años habrá una inversión prioritaria, arriba del promedio de otros mercados, sobre todo en los Estados Unidos. Su potencial a corto y largo plazo se verá reflejado en su penetración en nuestra sociedad y vida cotidiana trayendo grandes cambios en la industria y mercado en dicha sociedad.

1.3 ¿Con qué se fabrican los MEMS?

Los microsistemas utilizan material como:

- El silicio.
- Polímeros.
- Cristales.
- semiconductores del grupo III y V de la tabla periódica de elementos.

En las fábricas se utilizan diferentes variantes como:

- el oxido de silicio
- nitratos
- metales como el aluminio
- el titanio
- Tungsteno
- Cobre, etc.

1.3.1 EL SILICIO

El silicio es un metaloide el cual tiene propiedades intermedias entre los metales y los no metales, es uno de los elementos más económicos dentro de la industria, así como uno de los materiales comunes y existentes en la Tierra. Tiene ventajas tanto eléctricas como mecánicas y es un material muy estudiado y documentado. Además es el material primordial para la construcción de todo tipo de componentes como componentes electrónicos, mecánicos, térmicos, ópticos, entre otras aplicaciones. Como metaloide, el silicio tiene las siguientes propiedades.

Propiedades físicas de los metaloides.

- Son sólidos a temperatura ambiente.
- Presentan brillo metálico.
- Por lo general son muy duros y se pueden presentar en diferentes formas alotrópicas.

Propiedades químicas de los metaloides.

- Tienen 3 ó más electrones en su capa externa (el silicio tiene 4).
- La reactividad es variada; algunos son más reactivos que otros. En general reaccionan con los halógenos y el oxígeno.
- El silicio es un elemento poco reactivo que, con el oxígeno, forma el dióxido de silicio

El silicio nos ofrece dentro de este campo tanto ventajas como desventajas pero es la base en la construcción de los componentes.

Ventajas:

- Buen conductor de calor (cien veces más que el cristal).
- Buena interacción con procesos químicos, biológicos, mecánicos, etc.
- Abundancia en la Tierra, etc.

Desventajas:

- No nos ayuda como buen conductor óptico.
- Posibles complicaciones en procesos biológicos con el ADN en aplicaciones médicas.
- Deformaciones en temperaturas muy elevadas, etc.

Existen tres formas en que se puede encontrar el Silicio.

- Cristalino, en el cual los átomos se encuentran perfectamente ordenados en el espacio.
- Policristalino.
- Amorfo, en éste el ordenamiento de átomos es irregular.

En su forma policristalina o simple polisilicio, así como el silicio amorfo es usado en capas delgadas de aproximadamente 5 micrómetros de espesor. El silicio en su forma cristalina es muy comercial y se vende en obleas circulares de 4 a 6 pulgadas de diámetro, las obleas de 200mm y 300mm son usadas solamente en la industria de circuitos integrados.

1.3.1.1 Tipos de corte del Silicio.

Dentro del uso de las obleas y los dispositivos hechos en silicio existen diferentes tipos de cortes ya que dependiendo de éste, se tendrán diferentes propiedades y parámetros para su implementación, entonces:

- El silicio puede tener diferentes tipos de propiedades dependiendo de su orientación de corte y de las soluciones con las que se le puede tratar.
- Podemos imaginarnos el silicio como una estructura formada por un cubo en el cual dependiendo de la forma en que le hagamos los cortes a este cubo cambiarán las propiedades de nuestro silicio.

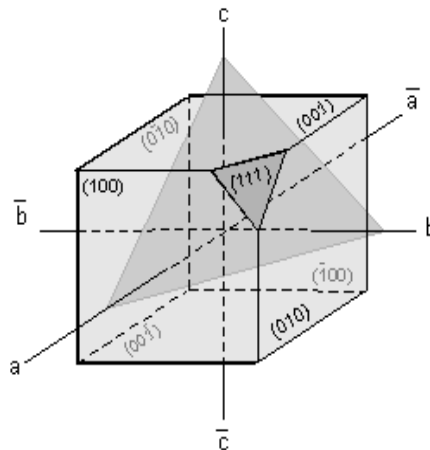
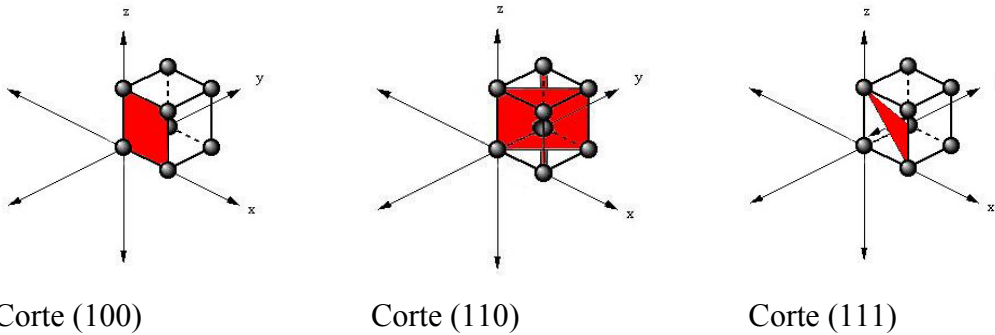


Figura 1.2 Tipo de corte en obleas de silicio.

- El cubo podemos visualizarlo en el sistema de referencia rectangular de tres dimensiones en el cual existirán diferentes planos de corte.
- Los tipos de corte de nuestro material son especificados por números o índices dentro de corchetes cuadrados; llamando a esta forma de representar los cortes como índices de Miller.

En la siguiente figura se muestran los tipos de corte utilizados en las obleas de Si. El corte (100) es uno de los favoritos en la industria de construcción de dispositivos CMOS.



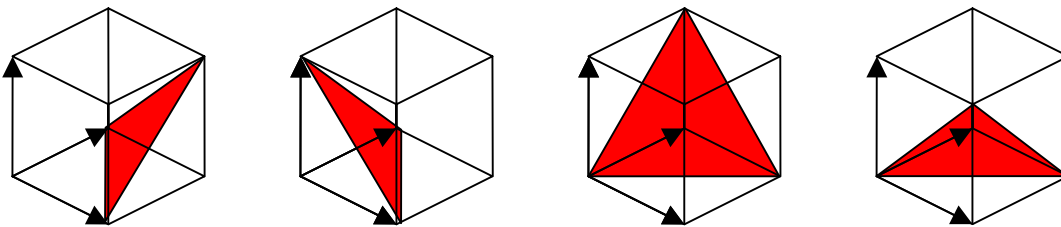
Corte (100)

Corte (110)

Corte (111)

Figura 1.3 Tipo de corte en obleas de silicio.

Existen distintas variaciones dentro de un mismo tipo de corte que sirven de distinta forma dependiendo de su utilización. Además podemos usar Si dopado tanto del tipo p , como del tipo n .

Figura 1.4 Tipo de corte (111) en obleas de silicio. Cuatro de los ocho planos (111) equivalentes en la familia $\{111\}$.

1.3.1.2 Polisilicio.

Es uno de los materiales más estudiados la industria. Tiene ventajas para la fabricación de MEMS, así como para los circuitos electrónicos como:

- Interconectores de dispositivos
- Termopares
- Diodos
- Dispositivos y estructuras micro mecánicas



Figura 1.5 Barra de Polisilicio.

1.3.1.3 Silicio cristalino

Sus propiedades son muy similares a las del silicio, pero con mejoras en sus propiedades como:

- La presión que se puede ejercer sobre el material mecánicamente.
- Las altas temperaturas que éste soporta.

1.3.2 Óxido y nitrato de silicio.

Es muy utilizado en la fabricación de MEMS, es un óxido estable que ofrece ventajas como:

- Buenas propiedades de aislamiento térmico y eléctrico.
- El óxido de silicio se utiliza en los procesos de deposición por vapor, sputtering (deposición mediante chispa), spin-on y en otros procesos de deposición.
- El nitrato de silicio es utilizado para cubrir con capas delgadas como aislantes o poner barreras para evitar el paso de movimiento de iones. Es utilizado en algunos procesos de deposición y es efectivo para ponerlo como máscara en algunas soluciones alcalinas.

Materiales como oro y níquel, entre otros, son usados para aplicar finas capas de metal en procesos como la deposición química por vapor, evaporación, sputtering, entre otras. Por ejemplo, el aluminio se utiliza para interconexiones entre eléctricas entre dispositivos por medio de deposición por sputtering, pero solo resiste temperaturas menores a los 300 °C. El oro es un excelente reflector para rayos infrarrojos, así como el aluminio lo es para la luz visible, titanio y tungsteno son excelentes sustitutos para temperaturas más elevadas, pero son más caros.

1.3.3 Polímeros y otros materiales.

Los polímeros en la forma de polímeros pueden ser depositados en pequeñas cantidades de unos pocos nanómetros o unos cientos de micrómetros. Éstos pueden ser de un espesor de entre 1 y 10 μm , aunque son limitados en su uso, no se utilizan en el proceso del spin-on, ya que solo puede trabajar en temperaturas debajo de los 200°C y algunos como los US-8 arriba de los 100 μm de espesor.

Otros materiales usados en MEMS

- *vidrio y sustrato de cuarzo*
- *romo, platino, indio, plata*
- *diamante*
- *arsénico de Galio y elementos semiconductores del grupo III y V, entre otros.*

Tabla 1.3 Propiedades de algunos materiales en comparación con el Silicio.

Propiedad	Si	SiO ₂	Si ₃ N ₄	Cuarzo	SiC	AlN	Al ₂ O ₃
Permeabilidad relativa (ϵ_0)	11.8	3.8	4	3.75	9.7	8.5	9
Fuerza dieléctrica (V/cm $\times 10^6$)	3	5-10	5-10	25-40	4	13	11.6
Movilidad del electrón (cm ² /V s)	1500	-	-	-	1000	-	-
Movilidad del hueco (cm ² /V s)	400	-	-	-	40	-	-
Young's Modulus (GPa)	160	73	323	107	450	340	275
Fuerza resistiva (GPa)	7	8.4	14	9	21	16	15.4
Densidad (g/cm ³)	2.4	2.3	3.1	2.65	3.2	3.26	3.62
Coefficiente de expansión térmica (10^{-6} /°C)	2.6	0.55	2.8	0.55	4.2	4.0	6.57
Conductividad térmica 300°K (W/cm K)	1.57	0.014	0.19	0.0138	5	1.60	0.30
Calor específico (J/g K)	0.7	1.0	0.7	0.787	0.8	0.71	0.8
Temperatura de fusión(°C)	1475	1700	1800	1610	2830	2470	1800

Fuente: Nadim Maluf, An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering. Artech House MEMS library. U.S.A., 2000.

1.4 Propiedades importantes de los materiales para su uso en MEMS

Existen propiedades importantes en los materiales para la fabricación de MEMS por medio de las cuales nos podemos apoyar para la creación de sensores y actuadores, como son:

- La capacidad de memoria de los materiales (volver a su estado inicial).
- Presión mecánica.
- Temperatura.
- Campos magnéticos.
- Propiedades de reacción a la luz, entre otras.

Entre las propiedades, se encuentran algunas muy interesantes para la fabricación de MEMS, como son la *piezoelectricidad*, *piezoresistividad* y *termoelectricidad*.

1.4.1 Piezoresistividad.

Piezo proviene de la palabra *piezein* que significa aplicar presión. Trata de que al aplicar una presión sobre el material éste cambia sus características eléctricas, deformando sus bandas de energía.

1.4.2 Piezoelectricidad

La piezoelectricidad se da cuando se aplica una fuerza externa en el material y este produce un campo eléctrico.

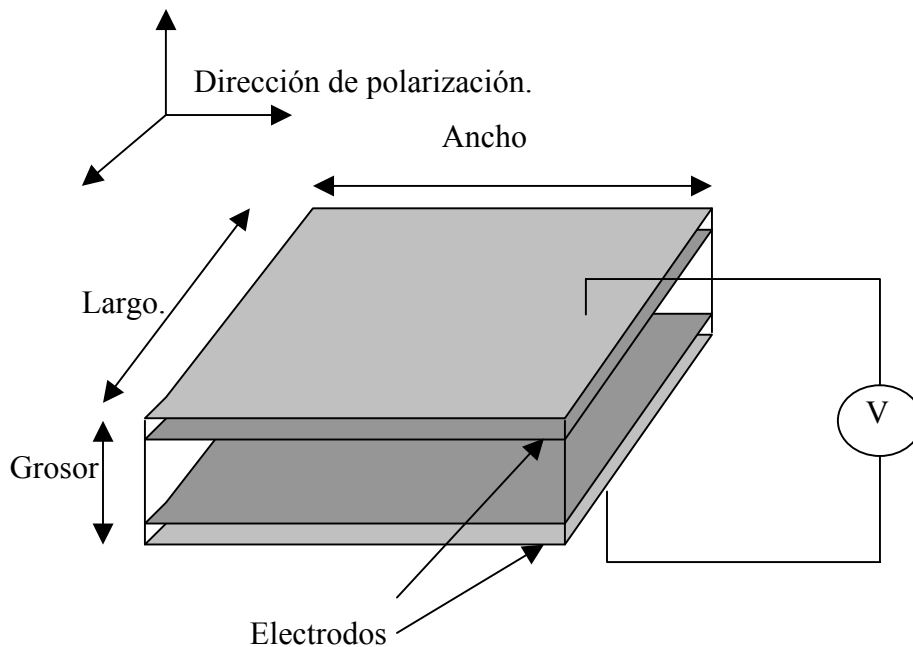


Figura 1.6 Campo eléctrico producido por la propiedad de piezoelectricidad en materiales.

1.4.3 Termoelectricidad.

Esto se da en la interacción entre la temperatura y la electricidad. Existen diferentes efectos:

1.4.3.1 El efecto Seebeck

Es la fuerza f.e.m. generada cuando dos lados de un módulo termoelectrico se mantienen a distinta temperatura.

En una aplicación de medida de temperatura el termopar A se utiliza como referencia, por lo que se mantiene a una temperatura T_c . El termopar B se usa para medir la temperatura de interés T_h que en este ejemplo será superior a T_c . Con la temperatura a la que se halla sometido el termopar B, aparece una diferencia de potencial entre los puntos T1 y T2 (Salida del termopar). Esta tensión V_o se conoce como f.e.m de Seebeck.

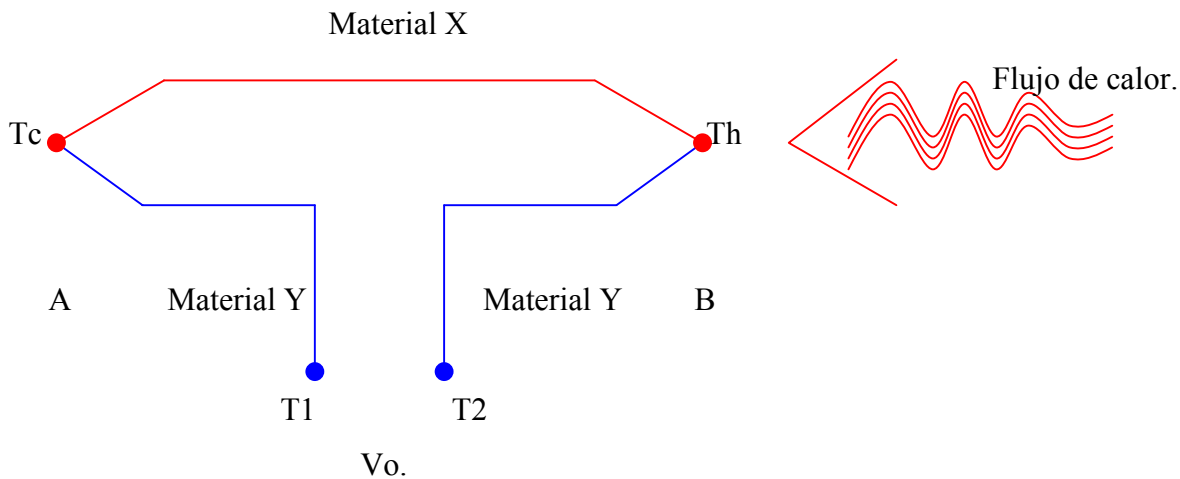


Figura 1.7 El termopar está construido con dos metales diferentes que en la figura se denominan material X y material Y.

1.4.3.2 El efecto Peltier

Puede considerarse como el inverso del efecto Seebeck y consiste en que al hacer pasar corriente eléctrica a través de la unión de dos conductores distintos en una determinada dirección produce enfriamiento y al hacerla pasar en dirección contraria produce calentamiento en la unión. La potencia calorífica generada o absorbida es proporcional a la corriente eléctrica y también depende de la temperatura de la unión, en si es el calentamiento o enfriamiento producido cuando una corriente eléctrica pasa a través de dos uniones distintas.

1.4.3.3 El efecto Thomson

Consiste en el calentamiento o enfriamiento producido cuando una corriente eléctrica pasa a través de un conductor homogéneo en la dirección del gradiente de temperatura.

1.5 Procesos de fabricación.

Los pasos básicos en la fabricación de componentes de Si y componentes en tecnología MEMS son:

- 1) Deposición (deposition).
- 2) Trazado de patrones (patterning).
- 3) Grabado (etching).

Esquema de los pasos a seguir

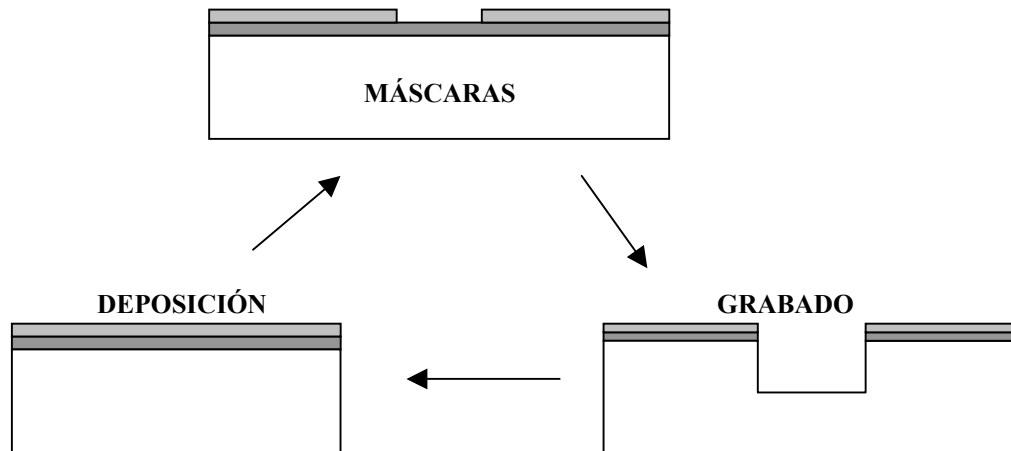


Figura 1.8 Pasos a seguir en la construcción de componentes de silicio y tecnología MEMS.

1.5.1 Deposición.

Deposición es un proceso en el cual una capa delgada de un material cristalino es depositada sobre otra capa de material cristalino (sustrato). Se le conoce como “bonding”, cuando la capa de material depositado ya está prefabricada, y sólo se procede a la unión de éste con el sustrato.

Tabla 1.4 Materiales depositados en la fabricación de IC (Integrated Circuits).

Bulk materiales.	Materiales para capas delgadas
Semiconductores:	SiO ₂ (dióxido de silicio)
Si (silicio)	Capas de dieléctricos
GaAs (arsénico de galio)	Silicio policristalino (poly-Si)
	Capas de metal (predominantemente Al)

Fuente: Nadim Maluf, An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering. Artech House MEMS library. U.S.A., 2000

Los métodos más comunes de deposición de materiales son:

- Deposición física de vapor (PVD).

- Oxidación.
- Epitaxia.
- Deposición mediante giro (spin-on)
- Bonding
- Además existen procesos avanzados como son Anodic Bonding, Silicon-fusion bonding, Grinding, polishing, and chemochemical polishing (CMP), Sol-gel deposition methods, Electroplating and holding, entre otros, así como la combinación de algunos de ellos.

1.5.1.1 PVD.

Deposición física de vapor ó PVD, por sus siglas en inglés, Physical Vapor Deposition. Consiste en la deposición de material que es transferido desde la fuente hacia el sustrato, por medios físicos; es decir, sin cambios en su composición química. Es un método común en la deposición de una capa delgada de metal (metalización). Los procesos PVD son la evaporación y el “sputtering”.

1.5.1.1.1 PVD. Vapor.

- Técnica utilizada para la deposición de una capa fina de material (en su mayoría metales). El material que será depositado es calentado en una cámara al vacío (10^{-6} Torr - 10^{-7} Torr), hasta que se funde y comienza a evaporarse, posteriormente el vapor del material es condensado al contacto con el sustrato frío.
- No es conveniente para materiales con un punto de fusión alto.

Nota 1 torr = 133.3 Pa

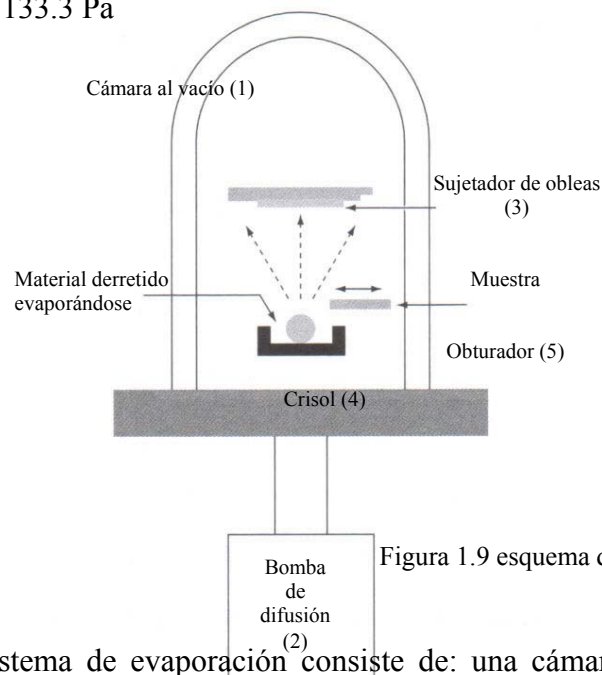


Figura 1.9 esquema del proceso de deposición por evaporación.

- a) Un sistema de evaporación consiste de: una cámara al vacío (1), una bomba (2), el contenedor de la oblea (3), el crisol (4) y el obturador (5).

- b) Una muestra del metal a ser depositado se coloca en un crisol y la cámara se pone a una presión de 10^{-6} a 10^{-7} torr. El crisol es calentado utilizando un filamento de tungsteno o por bombardeo de electrones (electron beam) hasta evaporar el metal, para luego condensarse al contacto con el sustrato (oblea) frío.

Características de la evaporación.

- El grosor de la capa que se obtiene está determinada por el tiempo en que se encuentre abierto el postigo y puede ser medido utilizando un medidor de grosor basado en microbalance de cuarzo (QMB, quartz microbalance-based).
- La tasa de evaporación está en función de la presión a la que se encuentre el metal en su forma de vapor. Así, metales que tienen un punto bajo de fusión, son evaporados fácilmente (660°C para Al), mientras que los metales refractarios requieren temperaturas mucho más grandes (3422°C para Tungsteno) causando daño a los sustratos de polímeros o plásticos.
- En general, las capas obtenidas por evaporación, tienen un alto desorden y gran tensión residual. Sólo se pueden obtener capas delgadas de metal.
- La tasa de deposición es relativamente lenta, de unos cuantos nanómetros cadasegundo (nm/s).

1.5.1.1.2 PVD. Deposición mediante chispa “sputtering”.

El PVD es un método comúnmente utilizado para la deposición de metales y óxidos, consiste en el bombardeo de un material sólido (target) por medio de iones inertes, causando la expulsión de átomos de material que posteriormente son redepositados en la superficie del sustrato que se encuentra ubicado en la vecindad del material.

Existen principalmente 3 técnicas de “sputtering” que se clasifican de acuerdo con el modo de excitación de los iones inertes:

- Mediante descarga luminiscente de DC (DC glow discharge)
- Mediante radiofrecuencias (planar RF)
- Mediante magnetron (planar & cilíndrico magnetron)

Principio básico.

Sputtering es un fenómeno físico que implica la aceleración de iones a través de un gradiente de potencial y el bombardeo de un flujo de iones por medio de un cátodo (tarjeta del material que se desea depositar, generalmente metal).

A través de la transferencia de momento, los átomos de la superficie del metal se vuelven volátiles y son transportados en forma de vapor hacia el sustrato. Así, una capa va creciendo en la superficie del sustrato.

La figura 1.10 muestra un sistema típico de sputtering que comprende una cámara de vacío, una tarjeta de material que se desea depositar, un contenedor de muestras, y una fuente de poder ya sea de alto voltaje (de corriente DC) o mediante radiofrecuencias (RF).

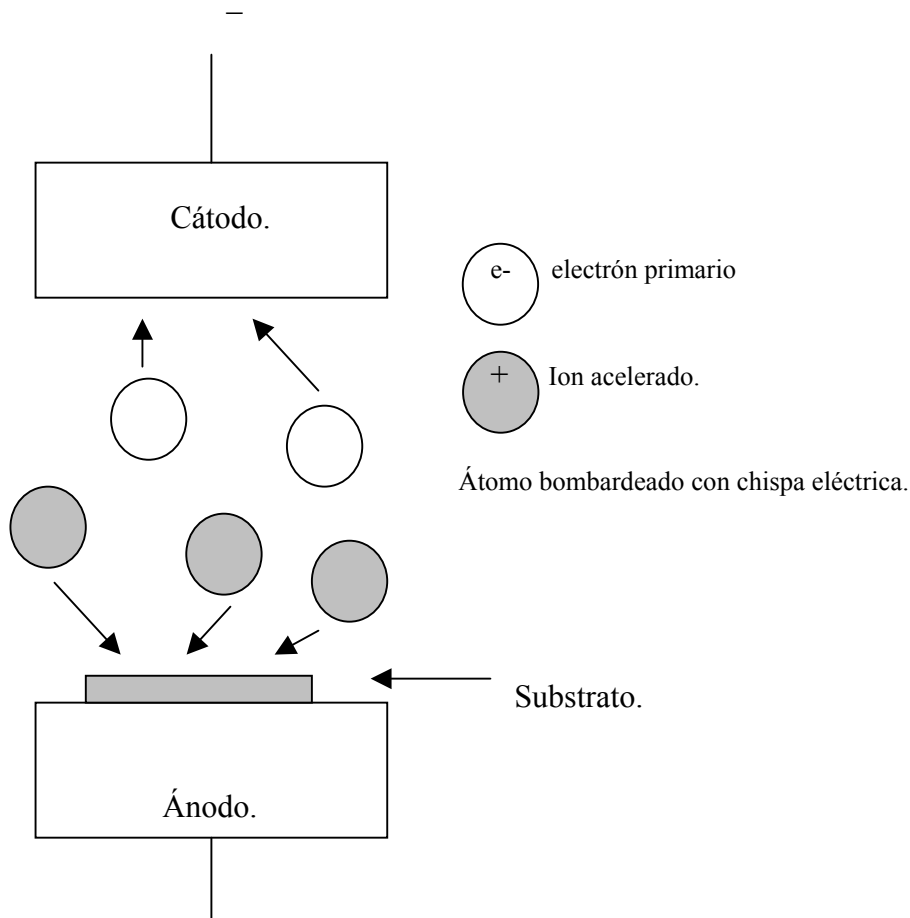


Figura 1.10 Sistema básico para Sputtering.

Después de bajar la presión en la cámara de 10^{-6} a 10^{-8} torr, se introduce a la cámara un gas inerte (como helio) a pocos millitorr de presión, El plasma del gas inerte hace ignición. Los iones energéticos del plasma bombardean la superficie de la tarjeta. La energía de los iones de plasma (\sim keV) es

suficiente como para hacer que algunos de los átomos escapen de la superficie de la tarjeta. Algunos de los átomos ‘atterrizan’ en la superficie del sustrato (muestra), formando una delgada capa de material.

Se tienen las siguientes características:

- Las capas obtenidas por el sputtering tienden a tener mayor uniformidad que las obtenidas por evaporación.
- El plasma de alta energía permite que se supere la limitación de temperatura de la evaporación.
- Se pueden utilizar muchos de los elementos de la tabla periódica como el aluminio, titanio, platino, entre otros, incluyendo compuestos orgánicos e inorgánicos.
- Materiales refractarios son fácilmente depositados, mientras que en la evaporación, es difícil depositar materiales con un punto de ebullición muy alto (preferentemente $\leq 150^{\circ}\text{C}$).
- Se pueden depositar materiales de varias tarjetas al mismo tiempo (cosputtering).
- La estructura de las capas o filmes obtenidos es principalmente amorfa.
- Las propiedades mecánicas y estructurales de las capas obtenidas, varían dependiendo de las condiciones en las que se realizó la deposición.

1.5.1.1.2.1 Mediante descarga de chispa de DC.

Es el que utiliza como medio de excitación de los iones inertes, una fuente de voltaje de corriente directa (DC), como se muestra en la siguiente figura.

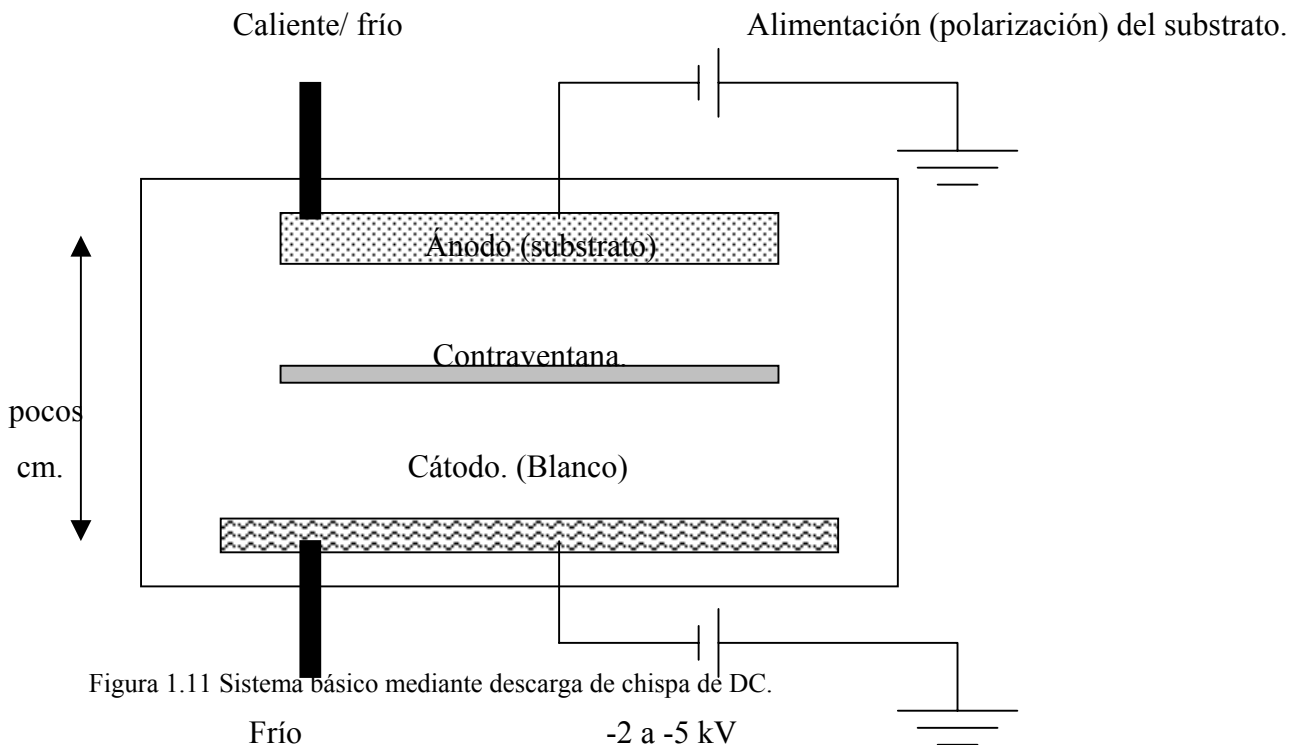


Figura 1.11 Sistema básico mediante descarga de chispa de DC.

1.5.1.1.2.2 Mediante radiofrecuencias (RF sputter deposition).

Es el que tiene como medio de excitación de los iones inertes, una fuente de radiofrecuencias (RF).

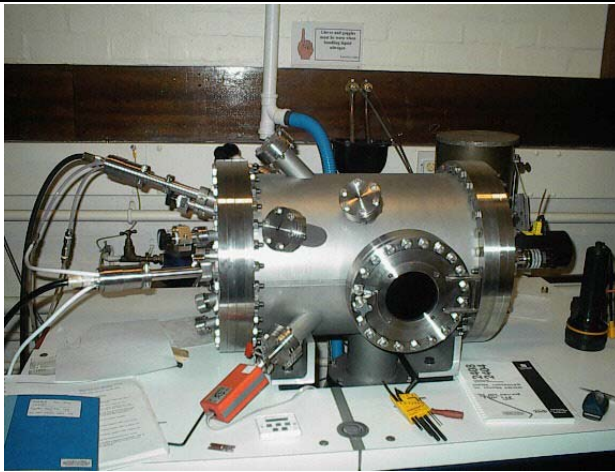


Figura 1.12 Equipo para DC glow discharge y magnetrón. Kurt J Lesker Ltd. dc magnetron system



Figura 1.13 Equipo para sputtering mediante radiofrecuencias y magnetrón. NORDIKO NM2000 RF.

Tabla 1.5 Comparación entre método de evaporación y Sputtering.

Evaporación	Sputtering(mediante chispa)
Átomos con baja energía	Átomos con alta energía
alto vacío pocas colisiones	bajo vacío muchas colisiones
tamaño mayor de grano (grain)	tamaño menor de grano
menor orientación	mayor orientación
poca adhesión	mejor adhesión

1.5.1.2 Oxidación de Silicio.

Existen distintos métodos para la oxidación del Si:

- Oxidación a temperatura ambiente, de la que se obtiene una capa cuyo grosor es de unos cuantos átomos, por lo que no se utiliza.
- Oxidación térmica (temperaturas superiores a los 800°C – 1150°C):
 - a) Húmeda.
 - b) Seca.

1.5.1.2.1 Oxidación Térmica.

La oxidación térmica es el método por el cual se hace crecer una delgada capa de SiO₂ sobre una oblea de Si. Es el método clave en tecnología IC (Integrated Circuits) moderna.

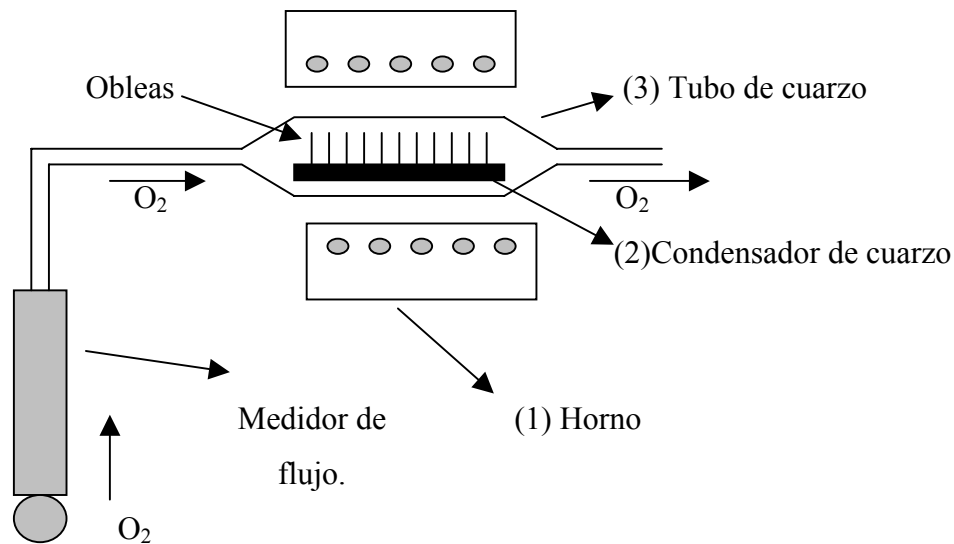
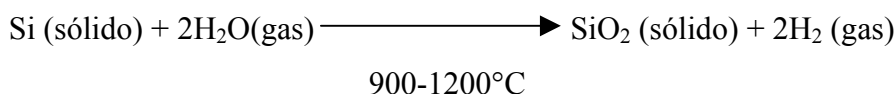
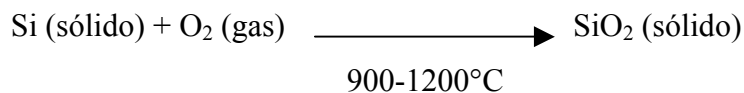


Figura 1.14 El esquema del aparato que realiza la oxidación térmica.

El aparato comprende: un horno calentado mediante resistencia eléctrica (1), un tubo cilíndrico de cuarzo fundido (2) que contiene a las obleas de Si posicionadas verticalmente en un contenedor de cuarzo ranurado (3) y una fuente de oxígeno puro seco (dry oxidation) de vapor puro de agua (wet oxidation). La oxidación térmica del Si con oxígeno seco (dry oxidation) con vapor de agua (wet oxidation) se pueden describir mediante las siguientes reacciones químicas:



La capa de dióxido de Si (SiO_2) que se obtiene traspasa la interfaz Si- SiO_2 , durante el proceso de oxidación. Utilizando las densidades y masas moleculares del Si y el SiO_2 se puede mostrar que por cada x grosor de óxido que se obtiene, se consume $0.44x$ grosor de la oblea de Si.

Entonces la estructura atómica del SiO_2 que se obtiene es de la siguiente manera:

- La estructura básica del dióxido de silicio, que se obtiene mediante oxidación térmica, es un átomo de silicio rodeado de cuatro átomos de oxígeno, formando un tetraedro (a).

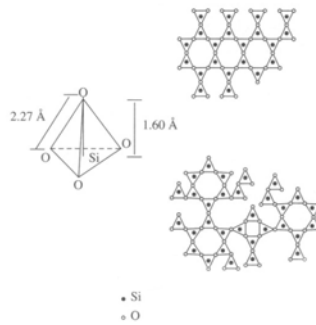


Figura 1.15 Átomos de silicio y oxígeno formando de tetraedros.

- La distancia interatómica entre el Si y el O es de 1.6 \AA . Mientras que la del O-O es de 2.27 \AA .
- El SiO_2 (cuarzo o sílice) tiene tanto una estructura cristalina (b), como amorfa (c).
- Típicamente el SiO_2 amorfo tiene una densidad de $\sim 2.2 \text{ g/cm}^3$, mientras que el cuarzo tiene una densidad de $\sim 2.7 \text{ g/cm}^3$.
- SiO_2 obtenido por oxidación térmica usualmente es amorfo.

La tasa de oxidación del Si se puede observar en la siguiente gráfica. Esta gráfica se da para dos temperaturas 1000 y 1200°C . Como se puede observar a mayor temperatura obtenemos mayor grosor en el óxido. La gráfica también nos muestra los dos tipos de oxidación (húmeda y seca). La oxidación húmeda presenta una oxidación mayor, mientras que la densidad del óxido es usualmente menor.

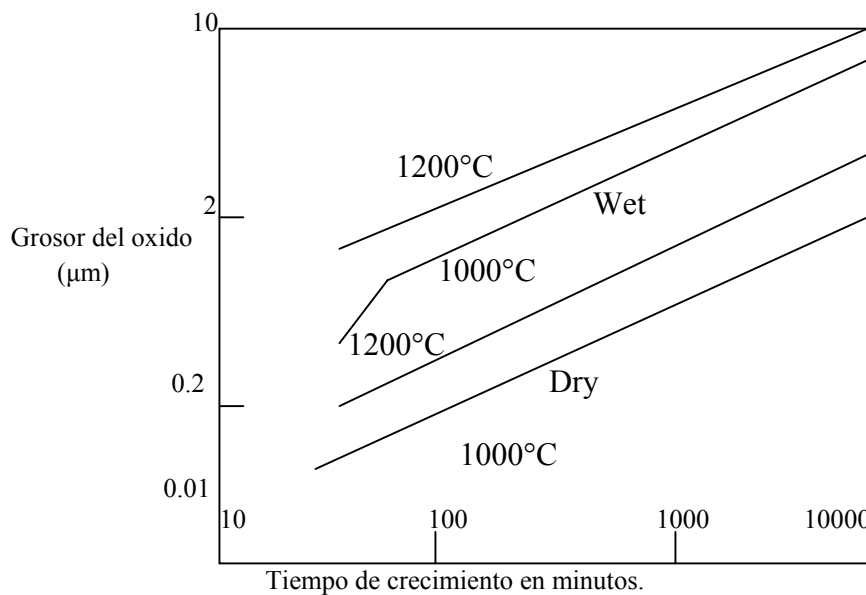


Figura 1.16 Oxidación húmeda y seca.

Entonces, podemos analizar los dos tipos de procesos de la siguiente manera:

1.5.1.2.1.1 Oxidación en seco.

- Proceso lento, tasa de crecimiento de ~ 2.6 nm/min a 1200°C y ~ 1.18 nm/min a 1000°C .
- Se obtiene una mayor densidad en la capa de SiO_2 .
- Se pueden obtener ~ 2.7 μm de óxido a 1200°C y un grosor de 1.2 μm a 1000°C (lo que tomaría 10,000 min. para ambos).
- Presenta mayor calidad en el SiO_2 , ya que tiene una tasa de crecimiento del óxido mucho menor.

1.5.1.2.1.2 Oxidación húmeda.

- Proceso relativamente rápido, tasa de crecimiento de ~ 9.5 nm a 1200°C , y ~ 6.7 nm a 1000°C
- Se obtiene una menor densidad de la capa de óxido
- Se puede obtener de 10 μm de óxido a 1200°C , y de 7 μm a 1000°C (10,000 min.)
- Usualmente se utiliza cuando se requiere una capa aislante de SiO_2 , o en la fabricación de máscaras.

1.5.1.3 Epitaxia.

Se le conoce como deposición epitaxial (epi=sobre, taxis=orden) al proceso en el cual se deposita una capa delgada de material cristalino (material epi) sobre otra superficie (sustrato, oblea) con diferente tipo de dopante o concentración regularmente. El crecimiento de la capa ocurre de tal manera que la estructura cristalográfica del sustrato es reproducida en el material depositado con un ancho de 1 a 20 μm , este método es utilizado principalmente en la fabricación de circuitos y tecnología CMOS. Existen dos tipos de epitaxia:

- Homoepitaxia, proceso en el cual, la composición química del material epi es la misma a la del sustrato.
- Heteroepitaxia, proceso en el que la composición química del material epi es diferente a la del sustrato. Es una importante técnica utilizada en microelectrónica (silicon-on-insulator SOI, silicon on glass SiO_2 , silicon on sapphire SOS, nitruro de galio GaN).

Los métodos más utilizados de epitaxia son:

- VPE (vapour-phase epitaxy).
- MBE (molecular beam epitaxy).
- CVD (Chemical Vapor Deposition).

Algunos tipos de reactores epitaxiales, tienen la siguiente estructura. Existen muchos diseños de reactores epitaxiales.

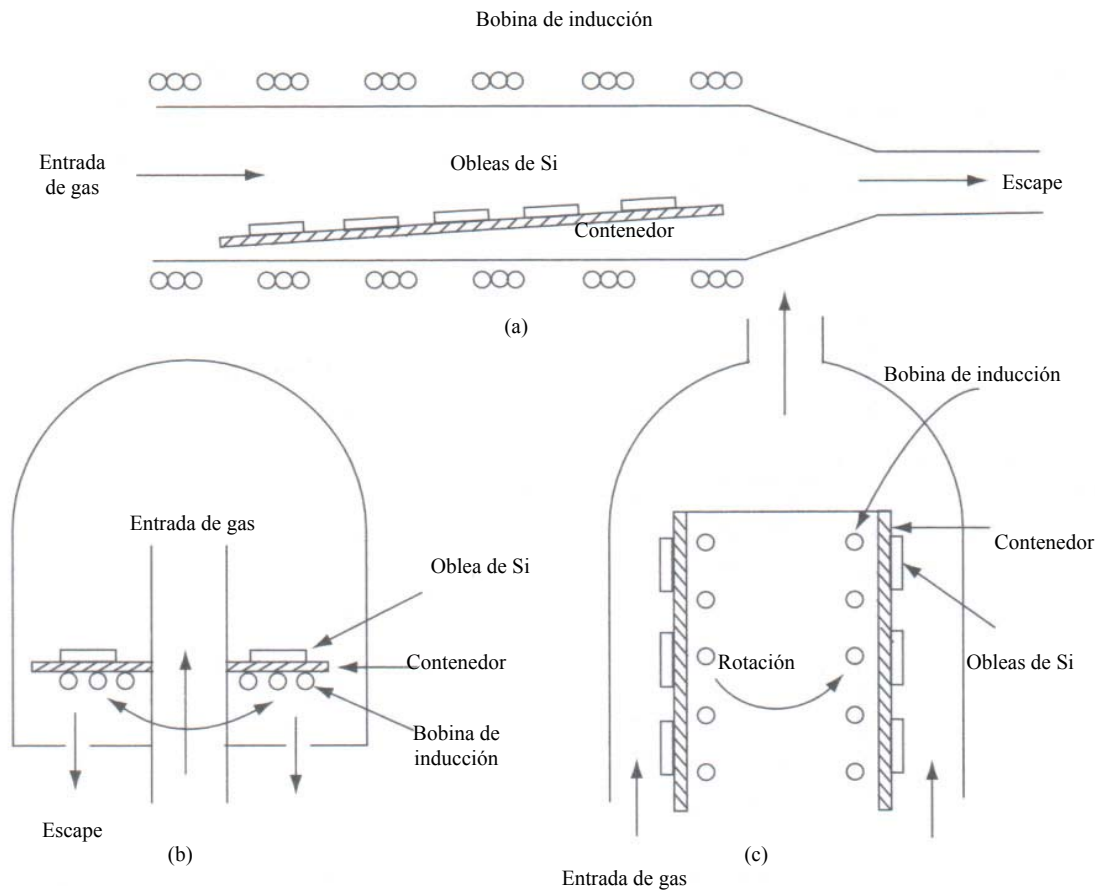


Figura 1.17 Tres procesos comunes para realizar proceso de epitaxia: (a) un reactor horizontal, (b) uno vertical, (c) y uno en forma de barril (barrel).

En todos los casos anteriores, existe una cámara donde las reacciones químicas se efectúan, una fuente de calor acelera la reacción de un gas (fuente del sustrato).

1.5.1.3.1 VPE (vapour-phase epitaxy) (Epitaxia en fase de vapor).

Es el proceso que se utiliza comúnmente para el crecimiento de capas de silicio sobre obleas del mismo silicio. Se muestra en la figura un aparato VPE, contenedor horizontal, hecho de bloques de grafito, que sirve para sostener las obleas y se le induce calor sirviendo como fuente de energía térmica durante la reacción.

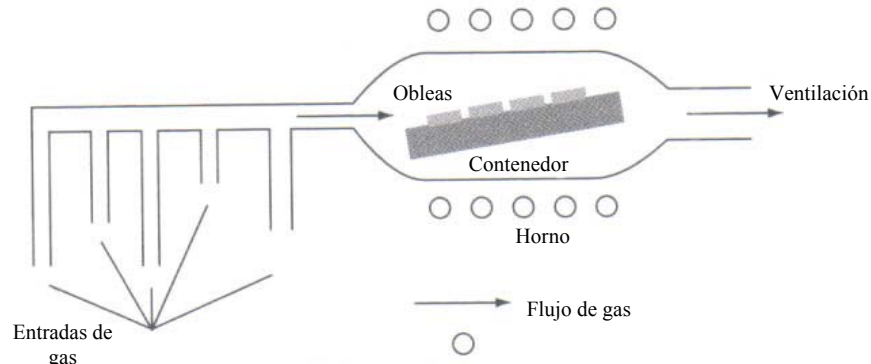
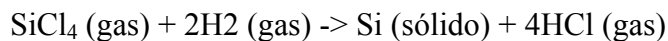


Figura 1.18 Aparato utilizado en VPE

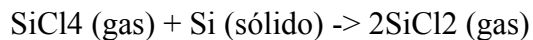
Entre las fuentes de silicio utilizadas para este proceso se encuentran el:

- Tetracloruro de silicio (SiCl_4)
- Diclorosilán (SiH_2Cl_2)
- Triclorosilán (SiHCl_3)
- Silán (SiH_4)

Por ejemplo, en el caso del Silán la temperatura de reacción es $\sim 1200^\circ\text{C}$, la reacción que se lleva a cabo es:



Otra reacción que ocurre es:



En la primera reacción, el Si es depositado en la oblea, mientras que en la segunda reacción es removido.

1.5.1.3.2 MBE (molecular beam epitaxy).

En el MBE, el sustrato de un material cristalino se mantiene a temperaturas de 400 a 800°C y a un alto vacío (10^{-11} torr). El proceso de deposición es mucho más lento que en la epitaxia CVD, 0.2 nm/s y, provee un alto control en la precisión del grosor y en la proporción de dopantes agregados (si se desean). Su velocidad de deposición (demasiada lenta) lo hace un proceso muy caro, comparado con CVD.

Éste es un método alternativo para el crecimiento de una capa de Si, es el MBE (molecular beam epitaxy) en el cual un haz de moléculas de Si, bombardean una oblea de Si, bajo condiciones de alto vacío ($\sim 10^{-8}$ a 10^{-10} torr). Con MBE se puede alcanzar un control preciso tanto en la composición química como en la adición de dopantes (si se desea). También se pueden fabricar estructuras multicapa con dimensiones atómicas, utilizando MBE.

1.5.1.3.3 CVD (Chemical Vapor Deposition)

Deposición química de vapor, o por sus siglas en inglés CVD, Chemical Vapor Deposition, consiste en el crecimiento epitaxial de un sustrato de material, mediante la reacción química de un gas fuente del material que se depositará, típicamente utiliza temperaturas mayores a los 1000°C, pero con una preparación apropiada del sustrato y la correcta selección de reactantes, la temperatura puede disminuirse hasta los 500-600°C. Existen básicamente tres tipos de procesos de deposición CVD utilizados comúnmente:

- APCVD, a presión atmosférica (Atmospheric-Pressure).
- LPCVD, a bajas presiones (Low-Pressure).
- PECVD, mediante plasma (Plasma-Enhanced)

La figura 1.19 muestra un reactor LPCVD de “paredes calientes” (hot-wall), en el cual, un tubo de cuarzo es calentado por un horno, mientras tanto, se introduce un gas que pasa a través del tubo y es sacado por el otro extremo. Las obleas se mantienen en una posición vertical dentro del tubo.

Sensor de presión.

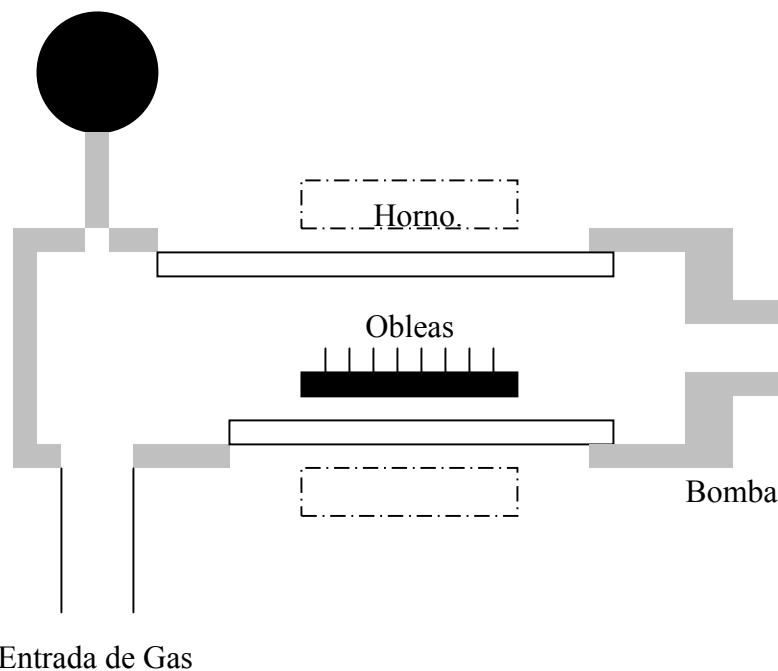


Figura 1.19 Reactor LPCVD de paredes calientes.

En la cámara de reacción, se busca mantener los siguientes parámetros dentro de los rangos:

- Presión entre 0.2 y 2 torr.
- Flujo de gas entre 1 y 10 cm³/s.
- Temperaturas entre los 300 y 900°C.

La siguiente figura muestra un reactor PECVD de flujo radial que comprime gas en una cámara sellada de forma cilíndrica. Se montan platos de aluminio paralelos, al de arriba se le aplica un voltaje RF, mientras que al de abajo se le monta a tierra. El voltaje RF causa una descarga de plasma entre los platos (electrodos). Las obleas se montan en el electrodo inferior, que es calentado a una temperatura entre 100 y 400°C. Mientras tanto se permite el flujo de un gas.

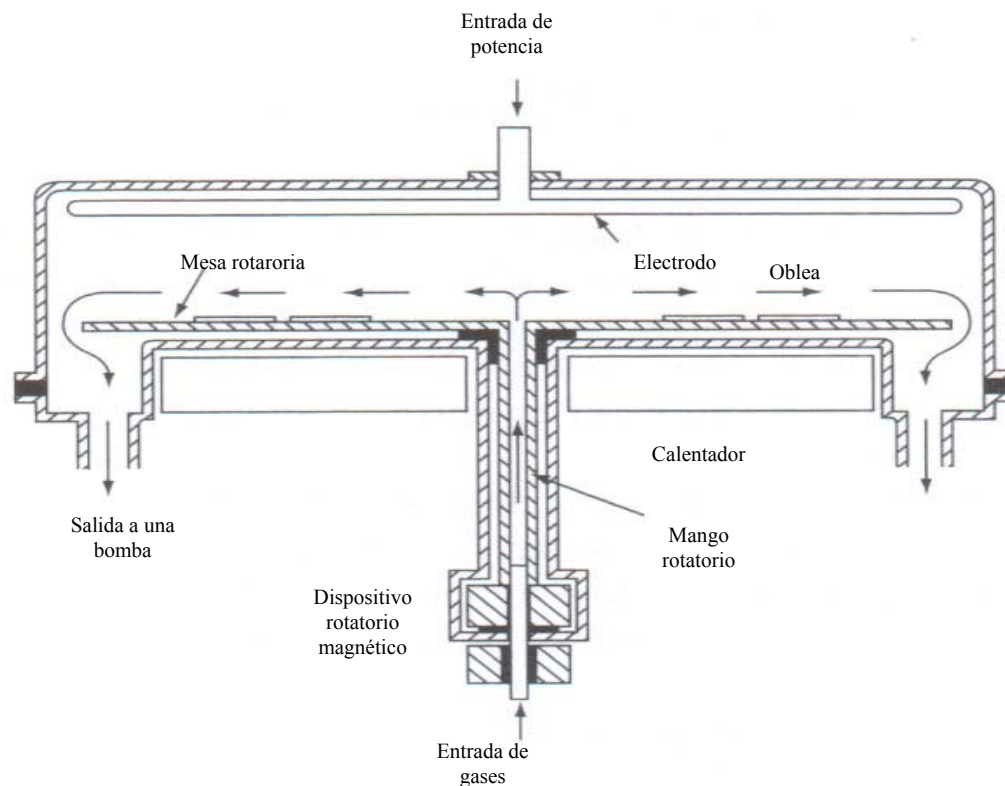


Figura 1.20 Otro tipo de reactor PECVD.

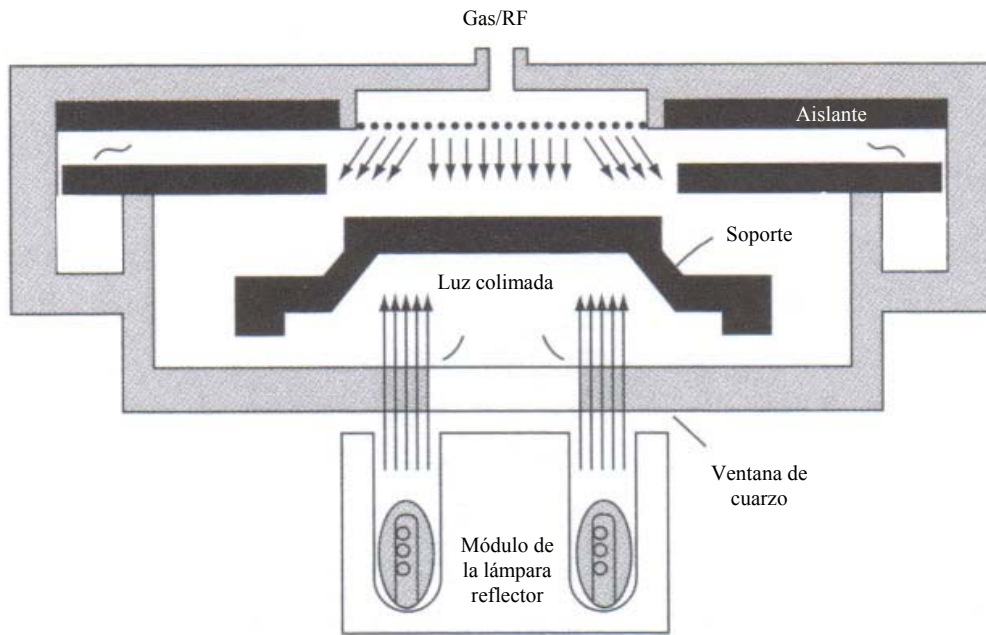


Figura 1.21 Otro tipo de reactor PECVD que funciona bajo las mismas premisas que el anteriormente expuesto.

Materiales depositados por CVD.

El proceso CVD es ampliamente utilizado en la deposición de SiO_2 (dióxido de silicio), Si_3N_4 (nitruro de silicio) y polisilicio. El SiO_2 obtenido por CVD no reemplaza al que se obtiene mediante el método de oxidación térmica, ya que este último tiene propiedades eléctricas y mecánicas superiores, sin embargo, los óxidos obtenidos por CVD, son utilizados en muchos casos, para fabricar capas mucho más delgadas y en tiempos relativamente más cortos, a las capas obtenidas por oxidación térmica.

APCVD, LPCVD, PECVD. ¿Cuál es el más apropiado?

La selección del método más apropiado de estos tres, está determinado por la temperatura del sustrato, la tasa de deposición (velocidad), la uniformidad de la capa de material (film), la morfología, las propiedades eléctricas y mecánicas de las capas de material dieléctrico.

1.5.1.4 Deposición mediante giro (spin-on).

Proceso utilizado para cubrir la oblea con algún material que originalmente se encuentra en fase líquida, el líquido se distribuye en la superficie de la oblea en una cantidad determinada y posteriormente la oblea se sujeta a una rápida rotación (mayor a 6000 rpm) durante la cual, el líquido se distribuye uniformemente en la superficie mediante fuerzas centrífugas. A continuación se somete a temperaturas menores a 100°C para la solidificación de la cubierta.

En la figura se muestra el esquema básico de un dispositivo para la deposición de fotoresist mediante giro, sobre una oblea de Silicio. A continuación se muestra el esquema básico de deposición mediante giro.

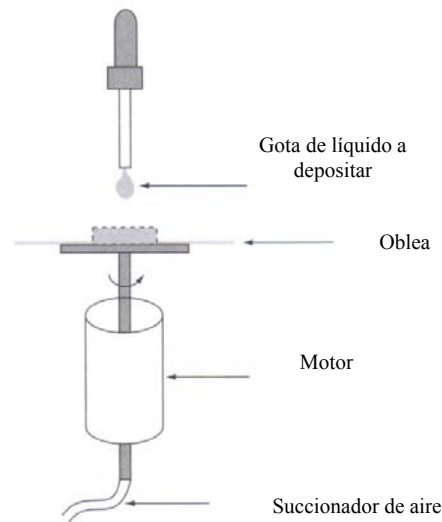


Figura 1.22 deposición de fotoresist.

Este proceso se utiliza mucho durante el trazado de patrones (patterning), al momento de necesitar obleas cubiertas de resist (para imprimirles un patrón mediante una máscara).

Entonces, una gota de líquido, generalmente resist, es depositado sobre la oblea que se encuentra “atada” a su contenedor, mediante agujeros conectados a una bomba al alto vacío, el contenedor está a su vez, unido a un motor que hará girar la oblea.

El grosor del material x se relaciona con la viscosidad η del líquido y el contenido sólido f de la solución, así como de su velocidad de giro ω :

$$x = \eta f / \omega^{1/2}$$

Las velocidades típicas de giro, se encuentran entre las 1000 – y las 10000 rpm. Para un grosor en el rango de 0.5 – 1 μm . Después de haber distribuido la solución sobre la oblea, se hornea a temperaturas en el rango de los 90 a los 450°C, dependiendo del tipo de resist.

Tabla 1.6 Algunos materiales depositados por spin-on.

Material	Grueso (μm)	Temperatura $^{\circ}\text{C}$	Solvente.
Photoresist	0.1-10	90-150	Base débil
Polímeros	0.3-100	350-450	Base débil
Dióxido de Silicio	0.1-0.5	500-900	HF

Fuente: Nadim Maluf, An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering. Artech House MEMS library. U.S.A., 2000.

Tabla 1.7 Tipos de Resist.

Resist	Litografía	Tipo
Kodak 747	Óptico	Negativo
AZ 1350J	Óptico	Positivo
PR102	Óptico	Positivo
PMMA	E-beam y rayos X	Positivo
COP	E-beam y rayos X	Negativo
DCOPA	Rayos X	Negativo

Fuente: Nadim Maluf, An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering. Artech House MEMS library. U.S.A., 2000.

Características de la deposición mediante giro:

- Este método desperdicia mucho líquido, ya que tan sólo un 1% de la solución distribuida permanece en la superficie.
- Se utiliza comúnmente para aplicar fotorresist.
- También utilizado en la deposición de otros materiales disponibles en su forma líquida

1.5.2 Trazado de patrones (patterning).

El trazado de patrones, en inglés patterning o pattern transfer, es el proceso posterior a la deposición de el (los) material (es) que se desea(n) forme(n) la microestructura. Para el trazado de los patrones deseados sobre la superficie de la oblea, se requiere una capa de resist que es un material fotosensible a la radiación. El patrón deseado se obtendrá mediante una máscara (que puede utilizarse varias veces) y radiación sobre ella que dejará impreso el patrón en el resist.

Patterning es el proceso de imprimir patrones geométricos de una máscara hacia una capa fina de material, llamado resist, el cual es un material sensible a la radiación. Se realiza mediante técnicas litográficas, la más conocida y utilizada es LIGA (Lithographie, Galvanoformung and Abformung). La figura nos muestra de manera esquemática el proceso litográfico.

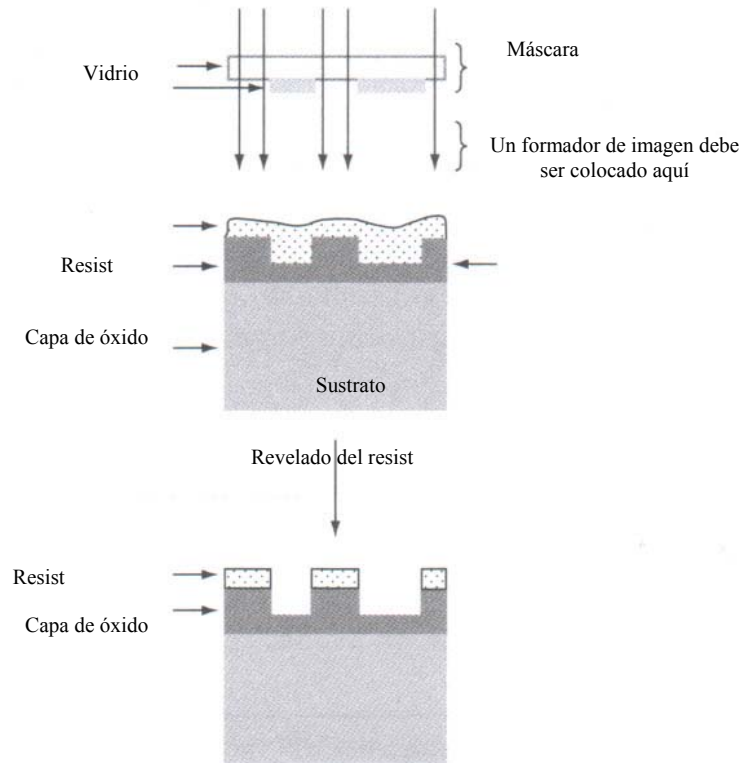


Figura 1.23 Proceso litográfico.

- Primero, el resist es depositado sobre la oblea, ya sea mediante giro (spin-on) o rociándolo a manera de atomizador, y luego la máscara se coloca sobre la oblea.
- Segundo, sobre la máscara se aplica la radiación seleccionada, por lo que quedan áreas sin exposición (protegidas por la máscara).
- La radiación se utiliza para cambiar la solubilidad del resist en un solvente conocido (etching).

Los métodos más utilizados (patterning).

La Litografía es un proceso utilizado para transferir un patrón mediante el uso de una máscara (o retículo) hacia la capa de resist depositada en la superficie del sustrato. El tipo de litografía utilizada, se clasifica dependiendo de la longitud de onda de la radiación a la que es expuesto el resist:

- Fotolitografía o Litografía Óptica.
- Litografía mediante flujo de electrones (EBL, electron beam lithography).
- Litografía mediante exposición de rayos X
- Litografía por ambos lados

1.5.2.1 Herramientas de exposición (Litografía).

Las herramientas de exposición litográficas, son las encargadas de emitir la radiación. El desempeño de las herramientas está determinado por tres propiedades:

- Resolución: se define como el tamaño mínimo que se puede transferir (con alta fidelidad) a la capa de resist.
- Alineación (registration): es la medida de la precisión con la que los patrones se colocan respecto a patrones previos.
- Rendimiento neto (throughput): es el número de obleas que pueden ser expuestas por hora para un nivel de máscara dada.

Dependiendo de la resolución, muchos tipos de radiación, incluyendo la electromagnética (ej. UV, rayos X) y por partículas (electrones, iones) pueden ser utilizadas en litografía.

Tabla 1.8 Tipos de litografía, propiedades de la herramienta de exposición

	Resolución alcanzada	Alineación de patrones sucesivos	Rendimiento neto
Litografía óptica (radiación UV, $\lambda \sim 0.2-0.4$ mm)	1 mm	0.5 mm	50 – 100 obleas por hora
Litografía mediante flujo de electrones (electron-beam)	0.5 mm	0.2 mm	Utiliza máscaras complicadas
Litografía mediante rayos X	0.5 mm	0.2 mm	Utiliza máscaras complicadas

Fuente: Nadim Maluf, An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering. Artech House MEMS library. U.S.A., 2000.

1.5.2.2 Litografía Óptica.

La inmensa mayoría del equipo litográfico utilizado para la fabricación de IC's (Integrated Circuits) es óptico. La litografía óptica utiliza dos métodos para imprimir los patrones deseados sobre el fotoresist.

Existen 2 tipos:

- Impresión de sombra
- Impresión de proyección

Como se muestra en la siguiente figura:

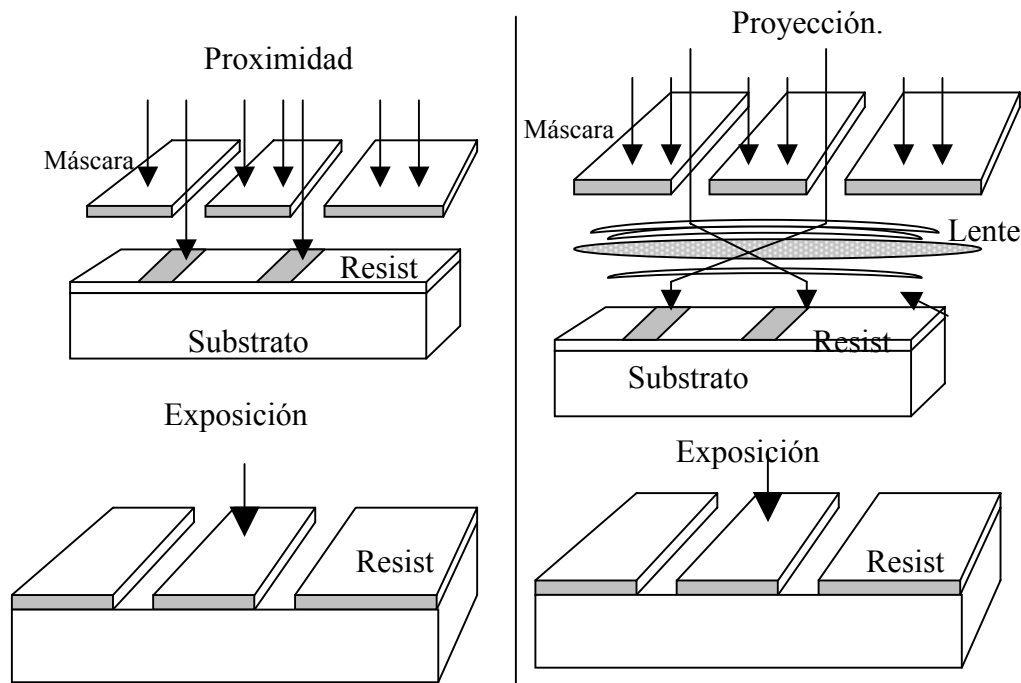


Figura 1.24 Impresión por sombra y por proyección.

1.5.2.2.1 Litografía óptica (Impresión de sombra).

En la impresión de sombra, la máscara y la oblea se encuentran en contacto directo durante la exposición óptica (*contact printing*), o se separan mediante un espacio muy pequeño (10-50 μm).

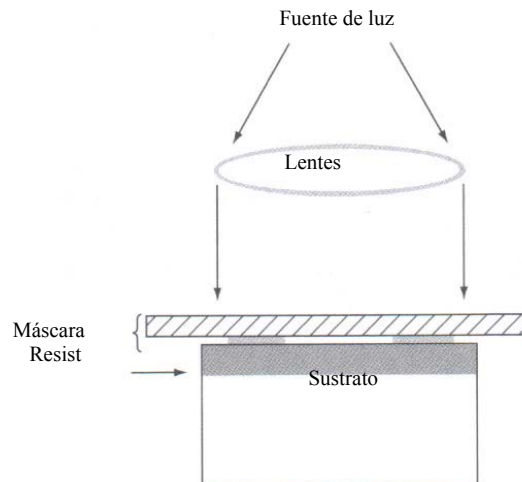


Figura 1.25 Impresión por sombra.

Ventaja: el contacto directo entre oblea y máscara, ofrece la posibilidad de una resolución muy alta, usualmente mejor que 1 μm .

Desventaja: el contacto directo provoca daños en la máscara.

1.5.2.2.2 Litografía óptica (Impresión por proyección).

La impresión por proyección es un método alternativo de exposición de rayos UV (litografía óptica). En el cual, el daño a la máscara es mínimo. La impresión por proyección se utiliza para proyectar las imágenes marcadas en las máscaras patrón, sobre una oblea cubierta de resist, a varios centímetros lejos de la máscara. La resolución típica es del orden de 1 μm .

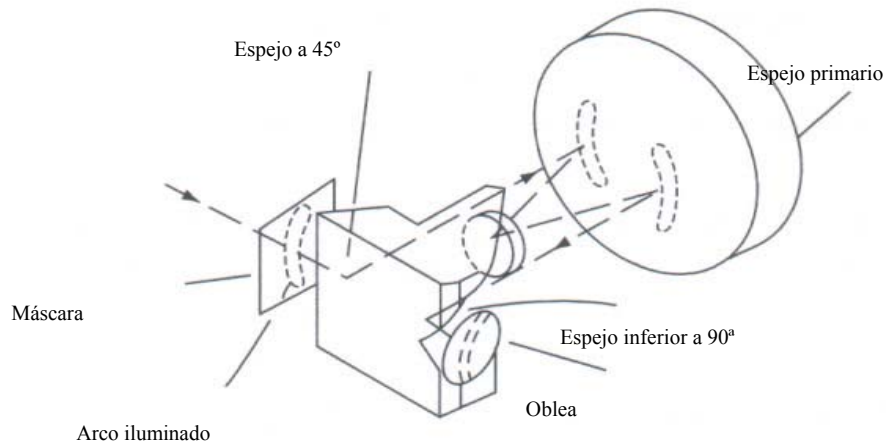


Figura 1.25 Impresión por proyección.

1.5.2.3 Formación de las máscaras.

Para dispositivos IC's de pequeña a mediana escala (arriba de 1000 componentes por chip) primero, el diseño de la máscara es dibujado, el tamaño original del diseño es de unos cientos a unos miles de veces, lo que será su tamaño final. Posteriormente, es dividido en niveles de máscara que corresponden al proceso IC, como p.ej. una región de aislamiento en un nivel, una de metalización en otro, etc.

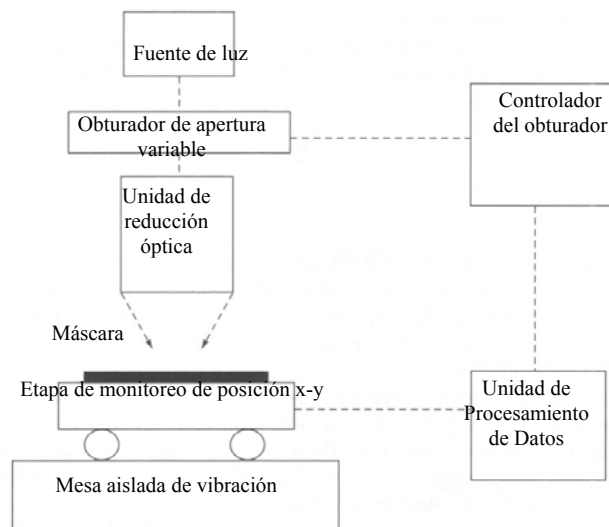


Figura 1.26 Formación de máscaras.

Se reduce el diseño por capas 10x veces a una retícula de vidrio, mediante una cámara de reducción. La máscara final se hace utilizando un sistema de proyección.

Proceso de formación de las máscaras (mask formation).

El arreglo esquemático de una máquina que fabrica máscaras se muestra en la figura 2.8 anterior. Consiste de: una fuente de luz UV, una mesa donde se encuentra una etapa motorizada x-y, y accesorios ópticos. La máquina es controlada por computadora. La información que contienen las figuras correspondientes a una máscara en particular, entra mediante software editor. Luego el diseño es dividido en regiones rectangulares de dimensiones fijas. Esta información es guardada en un dispositivo de memoria que se lleva a la máquina.

La máscara es fabricada con una placa de vidrio cubierta por un material bloqueador de la luz (p.ej. cromo) a su vez cubierto por fotoresist. La información del dispositivo de memoria es leída por el equipo y de acuerdo con ella, se especifican las dimensiones y el tiempo de exposición. La elección del material utilizado, así como el tipo de radiación depende de la resolución deseada. Para figuras de 5 μm o mayores, las máscaras se hacen de vidrio cubierto de un material suave, como una emulsión. Para dimensiones menores, las máscaras se fabrican de vidrio de baja expansión, cubierto de un material de superficie dura, como cromo o dióxido de hierro.

1.5.2.3.1 Resist

El método usado para la formación de la capa de resist es llamado “vaciado mediante giro” (spin-on deposition) que se ha mencionado con anterioridad.

El material resist puede ser de dos tipos: positivo o negativo, dependiendo de cómo responda a la radiación.

Así, después de la etapa de radiación, el resist positivo es fácilmente removido en el proceso de revelado (disolución del resist en un solvente apropiado, a veces llamado revelador). El efecto total es que los patrones formados en el resist positivo, son los mismos que los de la máscara. El resist negativo es menos soluble al exponerse a la radiación. Los patrones formados por el resist son los inversos que los marcados por las máscaras.

Resist positivo y negativo.

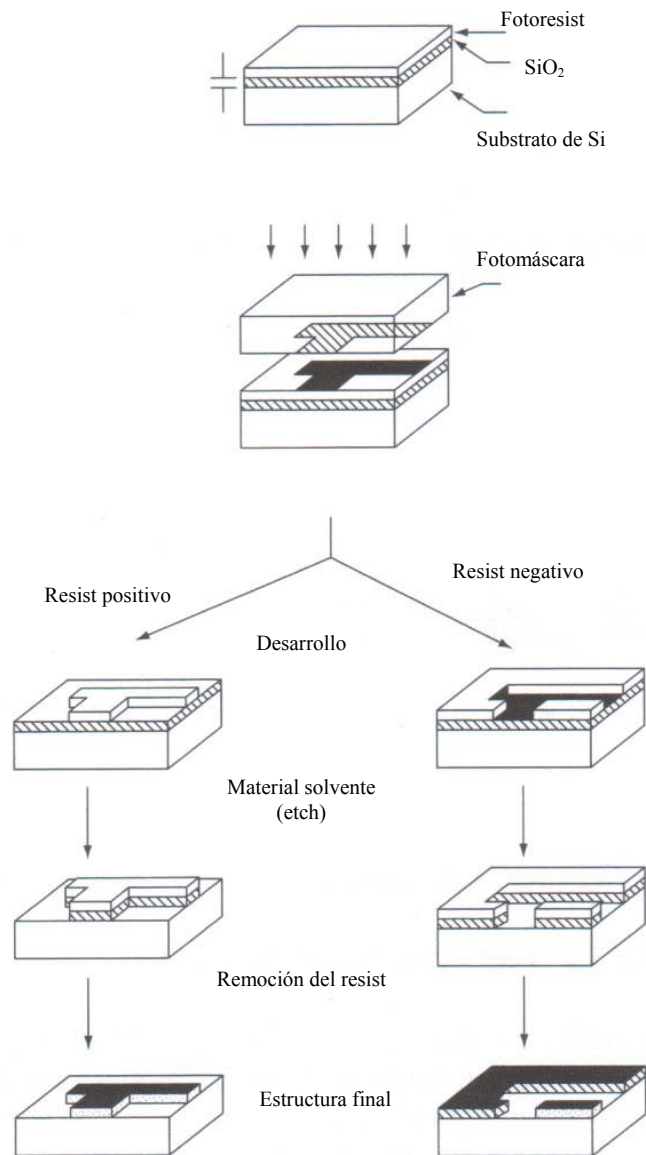


Figura 1.27 Diferencia entre resist negativo y positivo.

1.5.2.3.2 Técnica de despegue “*lift-off*”

La técnica de trazado de patrones conocida como de despegue, utiliza resist positivo, para formar un patrón de resist en el sustrato, los pasos se describen en la figura 1.28.

El resist se expone a radiación a través de una máscara 2.11(a), y se revelan las áreas expuestas del resist 2.11(b). Después, se deposita un película o capa delgada (film) sobre el resist y el sustrato, cuyo grueso debe ser menor al del resist, 2.11(c) y, utilizando un solvente apropiado, las partes que contienen resist son “despegadas”, 2.11(d), esta técnica tiene una alta resolución.

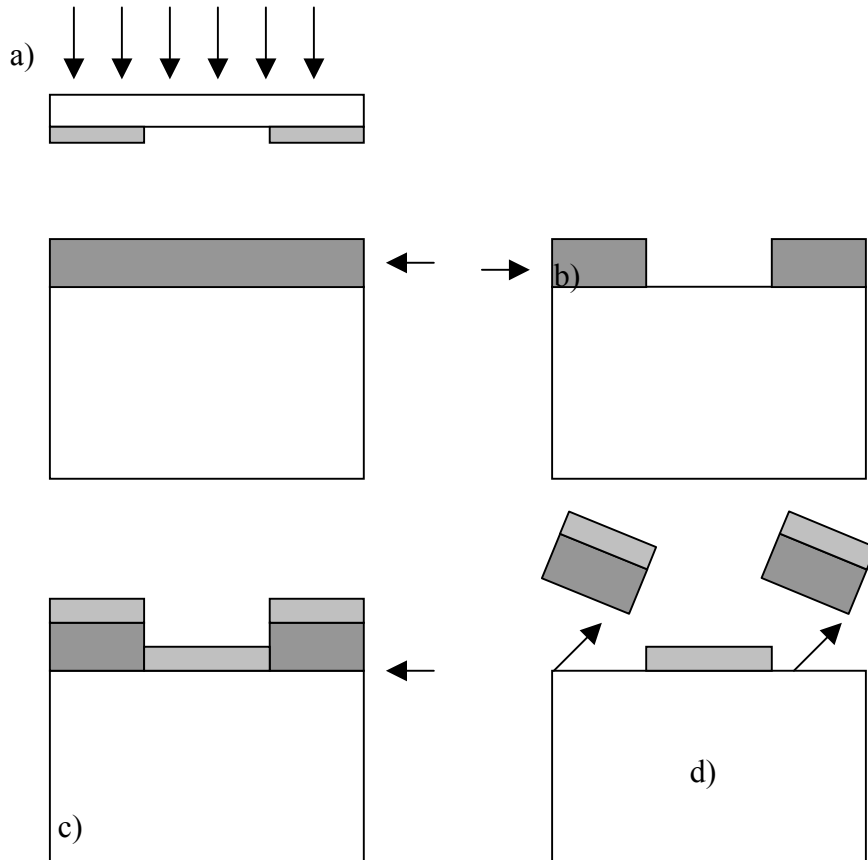


Figura 1.28 Técnica de despegue “*lift-off*”

1.5.3 Grabado (etching).

Proceso de remoción o extracción selectiva del material del sustrato. Los métodos básicos para el grabado de sustratos o de descomposición del material no deseado se dividen en:

- * Grabado húmedo, el material se disuelve mediante líquidos.
- * Grabado en seco, el material se convierte en un compuesto gaseoso.

Los cuales juegan un papel muy importante en el grabado, ya que son de costo muy bajo y se pueden llevar a cabo cerca de 20 a 25 extracciones de manera simultánea, ya sea de forma isotrópica o anisotrópica.

Por el tipo de grabado que se obtiene se dividen en:

- Grabado isotrópico, en el material removido es uniforme en todas direcciones.
- Grabado anisotrópico, con una dirección preferente sobre las demás, especiales para realizar cavidades y surcos bien delimitados y definidos, las cuales no pueden ser perpendiculares a la oblea de silicio.

Por el método empleado, se divide en:

- Grabado químico que se obtiene mediante la descomposición química del sustrato (grabado mediante plasma).
- Grabado físico (grabado mediante bombardeo de electrones).

1.5.3.1 Grabado químico húmedo.

Es utilizado para obtener superficies completamente planas y libres de daños y remover contaminación que resulta del manejo de la oblea. También se utiliza en la fabricación de estructuras tridimensionales. Es un proceso químico en el cual el material es removido por una reacción química entre los solventes (etchants) y el material que será disuelto (etched material).

Principales pasos del grabado químico húmedo:

- Los reactantes son transportados mediante difusión hacia la superficie que será disuelta.
- Las reacciones químicas toman lugar sobre la superficie.
- Los productos de las reacciones son transportados fuera de la superficie nuevamente mediante difusión.

Parámetros del grabado químico húmedo.

- Velocidad de grabado.
- Selectividad del material disuelto.
- Uniformidad del grabado.

1.5.3.2 Grabado Seco.

Una descarga es utilizada para generar especies químicas reactivas (átomos, radicales e iones) a partir de un gas molecularmente inerte. El gas se selecciona de manera que produzca especies que reaccionen químicamente con el material que será eliminado.

1.6 Principales tecnologías utilizadas para la fabricación de MEMS

Dentro de la tecnología de micromaquinado del silicio existen de manera general dos principales tipos de tecnologías utilizadas para la fabricación de los MEMS, el micromaquinado de superficie y el de volumen, mejor conocidos por sus nombres en inglés: *surface micromachining* y *bulk micromachining* 1*. Cada uno tiene diferentes características y aplicaciones, lo cual se discutirá brevemente a continuación.

1.6.1 Micromaquinado de volumen

El término micromaquinado de volumen se refiere al hecho de que este tipo de micromaquinado es utilizado para realizar estructuras micromecánicas a partir de un bloque de una oblea de silicio monocristalino (SCS) mediante la remoción selectiva de material de la oblea.

Las microestructuras fabricadas por esta técnica cubren un rango de espesor desde unos cuantos sub-micrones al espesor completo de la oblea (200 @ 500 μm) y un rango de anchura lateral desde los micrones hasta la longitud completa del diámetro de una oblea (75 @ 200 mm).

El grabado es el paso clave durante el micromaquinado de volumen. El grabado es el proceso mediante el cual se retira de manera selectiva parte del material, lo que permite dar forma a las microestructuras, esto se realiza mediante la utilización de sustancias solventes (*etchants*).

El proceso de grabado empleado en el micromaquinado de volumen comprende una o más de las siguientes técnicas:

1. Grabado húmedo isotrópico
2. Grabado húmedo anisotrópico
3. Grabado anisotrópico por plasma
4. Grabado mediante iones reactivos (*Reactive Ion Etching, RIE*)
5. Técnicas de detención de grabado (*stop-etching*)

La mayoría de estos procesos de grabado ya han sido utilizados en la industria de la microelectrónica como tecnologías estándar.

Adicionalmente a los procesos de grabado, el micromaquinado en volumen utiliza con frecuencia otros procesos como el “pegado” de obleas y tecnologías basadas en deposición de capas de óxido.

1.6.2 Micromaquinado de superficie

Las estructuras fabricadas por la técnica conocida como micromaquinado de superficie, están localizadas principalmente en la superficie de la oblea de silicio y existen a manera de películas delgadas. Las dimensiones de estas estructuras son hasta un orden de magnitud menor que las fabricadas por el micromaquinado de volumen. La principal ventaja de los MEMS fabricados por esta tecnología es que pueden ser fácilmente integrados con componentes de circuitos integrados. Sin embargo, ya que las estructuras son miniaturizadas, sus masas, generalmente son insuficientes para fabricar sensores y actuadores.

El problema es mayor para los microsensores mecánicos capacitivos y especialmente en microactuadores manejados capacitivamente, debido a las bajas capacitancias de acoplamiento que presentan. Las técnicas de grabado profundo (DRIE), como la litografía, el electroplating, y el LIGA, han sido desarrollados para evitar este problema, pero son difíciles de realizar en silicio.

Existen diversas aproximaciones para la fabricación de dispositivos MEMS utilizando micromaquinado de superficie. La primera es la tecnología de la capa de sacrificio, la segunda aproximación incorpora tecnología de ICs y grabado húmedo anisotrópico, finalmente la tercera utiliza grabado por plasma para fabricar microestructuras en la superficie de la oblea de silicio.

Tabla 1.9 Comparación entre micromaquinado de superficie y tecnología CMOS 2*

	CMOS	Micromaquinado de superficie
Puntos en común	Procesos basados en silicio Mismos materiales Mismos principios de grabado	
Flujo del proceso de fabricación	Estándar	Dependiendo de la aplicación específica
Dimensiones verticales de las estructuras	~1 μm	~1 a 5 μm
Dimensiones laterales	<1 μm	2 a 10 μm
Complejidad (Num. de máscaras)	>10	2 a 6

Tabla 1.10 Comparación entre micromaquinado de volumen y micromaquinado de superficie 2*

Micromaquinado de volumen	Micromaquinado de superficie
Obtención de largas estructuras con sustancial masa y grosor	Obtención de pequeñas estructuras con grosor y masa bajos
Utiliza ambas caras de la oblea	Se requieren múltiples deposiciones y grabados para construir las estructuras
Dimensiones verticales: un valor o más del grosor de la oblea	Las dimensiones verticales están limitadas por el grosor de las capas depositadas (~2 μm) permitiendo la construcción de estructuras suspendidas, sostenidas por un soporte fijo
Generalmente involucra el laminado de silicio o vidrio (<i>glass</i>) sobre la oblea de silicio	Los dispositivos tienen sus propios soportes que se obtienen durante la fabricación, lo que resulta de menor costo
Se utiliza para sensores piezoresistivos o capacitivos	Utilizados para mecanismos sensores capacitivos y resonantes
Las obleas podrían estar frágiles al finalizar la producción	Se requiere mantener una limpieza estricta cercano el final del proceso
El corte, el empaquetamiento y las pruebas son difíciles de realizar	El corte, el empaquetamiento y las pruebas son difíciles de realizar
Existen productos y productores ya maduros en el mercado	No existen productos ni productores maduros en el mercado
No es muy compatible con la tecnología IC	Es posible la integración, pero es complicado integrar la circuitería; la integración es requerida a menudo debido a las diminutas señales capacitivas
Dimensiones verticales: 200 – 500 μm	Dimensiones verticales: 1 – 5 μm
Dimensiones laterales: desde unos cuantos micrones al diámetro de una oblea (75 – 200 mm)	Dimensiones laterales: 2 – 10 μm

Conclusiones.

Como toda tecnología nueva, la utilización de la tecnología MEMS llega a ser cuestionable en diversos ámbitos, desde los científicos hasta los comerciales, lo cierto es que en nuestros días dicha tecnología crece a pasos agigantados debido a las diversas ventajas que ésta ofrece como de reducción de volumen en dispositivos y sistemas, peso, costo y consumo de energía. Aunque los costos siguen dependiendo del volumen de producción de los dispositivos, cada vez podemos encontrar más aplicaciones en nuestras vidas cotidianas en los cuales podemos ver la utilización de tecnología MEMS, lo cual hace que éstos tengan mayor aceptación en el mercado y sean económicamente más rentables y asequibles.

La principal diferencia entre los MEMS y otras tecnologías, como lo son los ICs, es que los MEMS nos brindan nuevas posibilidades y características de aplicación, como lo son la mecánica (movilidad de sus partes mecánicas y diversas propiedades de materiales entre otras), óptica, térmica, etc., además de las propiedades eléctricas que tienen los ICs. Así pues a diferencia de la tecnología de ICs los MEMS pueden aprovechar sus características tanto ópticas como mecánicas para trabajar en sistemas vía fibra óptica o sistemas que permiten desplazamientos que antes no eran posibles con los ICs. En nuestro caso, el estudio de la fabricación de los MEMS es muy importante, ya que de él depende la correcta toma de decisión para el diseño y aplicación de diversos dispositivos a utilizar en la interfaz inalámbrica, así como la correcta utilización del software especializado para la simulación dichos dispositivos.

Técnicas de fabricación de MEMS como la de micromaquinado de superficie, nos permiten compatibilidad con tecnologías como la CMOS lo cual implica simplicidad, versatilidad y economía en la manufactura de los dispositivos así como abrirse a un mercado amplio de aplicación. Mediante micromaquinado de superficie se obtienen dispositivos de un orden de magnitud menor que los obtenidos por micromaquinado de volumen, además que el micromaquinado de volumen no es compatible con tecnología CMOS, lo que en ocasiones puede ser tomado por desventaja, sobre todo con los actuadores y sensores, entonces, la utilización de una u otra tecnología, dependerá exclusivamente de la aplicación a realizar.

En el caso de nuestra interfaz, los tamaños de los dispositivos nos ayudan a la implementación de una unidad lejana de dimensiones suficientemente considerables para aplicaciones específicas en donde se requiera ahorrar espacio, por otro lado, el funcionamiento de las partes mecánicas nos proveen de un amplio campo de aplicaciones para actuadores en el dispositivo lejano que sería imposible con cualquier otra tecnología. Así pues, por condiciones de tamaño, posibilidades de poder usar actuadores y sensores con partes móviles en la unidad lejana de la interfaz, así como un prometedor campo de mercado en un futuro no muy lejano, la tecnología MEMS es tomada en cuenta por nosotros para su implementación en la interfaz inalámbrica.

2. IntelliSuite y Coventor.

2. Estudio de los programas IntelliSuite y Coventor.

Existen diversos programas para la simulación de MEMS, en el laboratorio UNAMEMS de la facultad de ingeniería de la UNAM se cuenta con el Intellisuite y el Coventor, que se escogieron por que sus procesos de fabricación son más generales, permitiendo la construcción de una gran variedad de dispositivos, además las licencias de estos programas son más accesibles.

Tanto Intellisuite, como Coventor son programas que se utilizan para la simulación y análisis de los posibles diseños de dispositivos MEMS que tengamos en mente. De aquí que se utilicen como una poderosa herramienta para simular la respuesta física de nuestro dispositivo, de esta manera nos dicen con cierta certeza si el camino recorrido en el diseño ha sido el adecuado o no. Por ello, es importante conocer sus principales características y limitaciones para poder desarrollar con éxito nuestro dispositivo. A continuación, se hace una breve descripción de cada uno de los programas, las herramientas con las que cuentan, algunos beneficios, tipos de análisis que realizan y aplicaciones.

2.1 IntelliSuite.

IntelliSuite ofrece la oportunidad de desarrollar dispositivos MEMS para poder reducir el tiempo y los recursos necesarios para su desarrollo. El software se encarga desde un principio por medio de tutoriales de introducir a los pasos básicos del diseño y simulación de MEMS, poniendo para ello diversos ejemplos que pueden ser realizados para la mejor adquisición del manejo del software.

El software cuenta con la oportunidad de realizar prácticamente todos los pasos a seguir de la elaboración de dispositivos en tecnología MEMS, desde una basta y gran base de datos de materiales para la comodidad de utilización, hasta la simulación de diversos tipos de procesos físicos.

Realización de interruptores, sensores, micro espejos, así como simulación de propiedades físicas, análisis eléctricos y de flujo de fluidos son realizables con el software. Especial mente para la parte de dispositivos MEMS requeridos para sistemas inalámbricos es extensa la capacidad de diseño y simulación, no así para la parte de sistemas ópticos.

Una interfaz que es fácil y amigable, hacen que el software sea digerible para todo tipo de usuario con los conocimientos básicos de el proceso de construcción de tecnología MEMS.






2.1.1 Contenido General de Software Intellisuite.

- a) Introduction.
- b) Comb-drive performance simulation.
- c) Accelerometer mechanical simulation.
- d) Generation of complex masks using cell hierarchy.
- e) Capacitive pressure sensor.
- f) Natural frequency shift of an accelerometer.
- g) Switch actuated by joule heating.
- h) RF switch device.
- i) Electrostatically actuated micro-mirror.
- j) Crash sensor dynamic simulation.
- k) Piezoelectric beam simulation.
- l) Piezoresistive pressure sensor simulation.
- m) Squeezed film simulation.
- n) Two-stream mixer.
- ñ) Electrokinetic fluid flow.
- o) Electromagnetic analysis of an RF switch.
- p) Anisotropic etch simulation.

2.1.2 Herramientas de Intellisuite

Intellisuite cuenta con una serie de herramientas útiles en el diseño de MEMS, como se muestra a continuación.

Tabla 2.1 Tres herramientas principales a usar en IntelliSuite.

Principales herramientas para el acoplamiento	Herramientas especializadas para análisis a altas frecuencias	Herramientas complementarias del proceso de simulación
<p>Análisis mecánico Resuelve problemas lineales o no lineales, estáticos, de frecuencia, transitorios o de estado estable. Optimiza diseños utilizando análisis modal y de “buckling”, respuesta en frecuencia, y resultados de tensión y deformación.</p>  <p>Análisis térmico Modela un amplio rango de fenómenos de transferencia de calor, incluyendo calentamiento resistivo, por flujo, por convección, y tensiones térmicas. Prueba el desempeño del dispositivo, modelando la respuesta térmica.</p>  <p>Análisis electrostático</p>	<p>Análisis Microfluídico y de BioMEMS Diseñado específicamente para microfluídicos y BioMEMS. Resuelve problemas 3D involucrando flujo de fluido, transferencia de calor, transferencia de masa, estequiometría, electrocinética, e interacción 2D de la estructura del fluido.</p>  <p>RF MEMS y Modelado en Microondas Direcciona las necesidades de los desarrolladores de MEMS de RF, de microondas, ópticos. Provee rapidez, precisión, y soluciones costo-efectivas relacionadas con fenómenos de RF y electromagnéticos.</p>	<p>IntelliFAB IntelliFAB combina procesos actuales de fabricación (con máscaras) para la creación virtual de prototipos. Optimiza los procesos de fabricación y elaboración de máscaras, sin el costo de la fabricación actual.</p>  <p>AnisE: Simulador de grabado (etching) anisotrópico AnisE lleva a cabo simulaciones de grabado basado en tipo de solvente (etchant), temperatura, concentración, tiempo de exposición al solvente. Optimiza los parámetros de grabado así como el diseño de máscaras utilizadas en un proceso.</p> 

<p>Resuelve problemas complejos del mundo real con su algoritmo de mallas de caras expuestas (EFM). Modela problemas multi-dieléctricos, discontinuidades dieléctricas, y capacitancias parásitas.</p> <p>Análisis piezo Modelos aproximados de problemas de piezoresistividad y piezoelectricidad. Simula piezo actuación debido a una carga de voltaje o calcula la frecuencia natural y el modo de onda como función de carga</p>	  	<p>MEMaterial MEMaterial cuenta con una base de datos de capas delgadas de distintos materiales, predice las propiedades del material que se requiere. Más de 70 materiales están disponibles. Optimiza el proceso.</p> <p>IntelliMask: Herramienta de trazado de máscaras IntelliMask está diseñada específicamente para la creación y edición de máscaras. Genera trazados con geometría curva y máscaras multi-nivel, además lleva a cabo operaciones booleanas para la fabricación de máscaras.</p>	 
---	---	---	---

2.2 Coventor

Para la fabricación de los MEMS y microsistemas se requiere pasar por una serie de pasos ordenados, sistemáticos y cíclicos; es decir, en ocasiones se necesita regresarse pasos anteriores, pero esto implica inversión de tiempo y costos, a continuación se muestra un análisis de las capacidades, limitaciones y aplicaciones de CoventorWare 2003.1, una herramienta de gran proyección y aplicación en el proceso de diseño de MEMS.

CoventorWare 2003.1, así como sus versiones anteriores, es un software utilizado en el diseño de MEMS y microsistemas. CoventorWare 2003.1 maneja cuatro módulos: Arquitectura, Diseño, Análisis e Integración. Dichos módulos son herramientas que se relacionan cíclicamente y conforman de esta manera un software útil y robusto, que permite simular los procesos de microfabricación con diversos materiales y compuestos, las condiciones normales para el análisis del funcionamiento del microsistema, el establecimiento de parámetros iniciales de manera controlada, el sometimiento a procesos físicos: eléctricos, mecánicos, ópticos, magnéticos, etc.

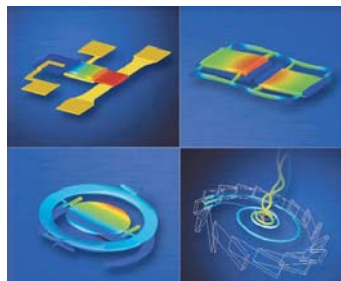
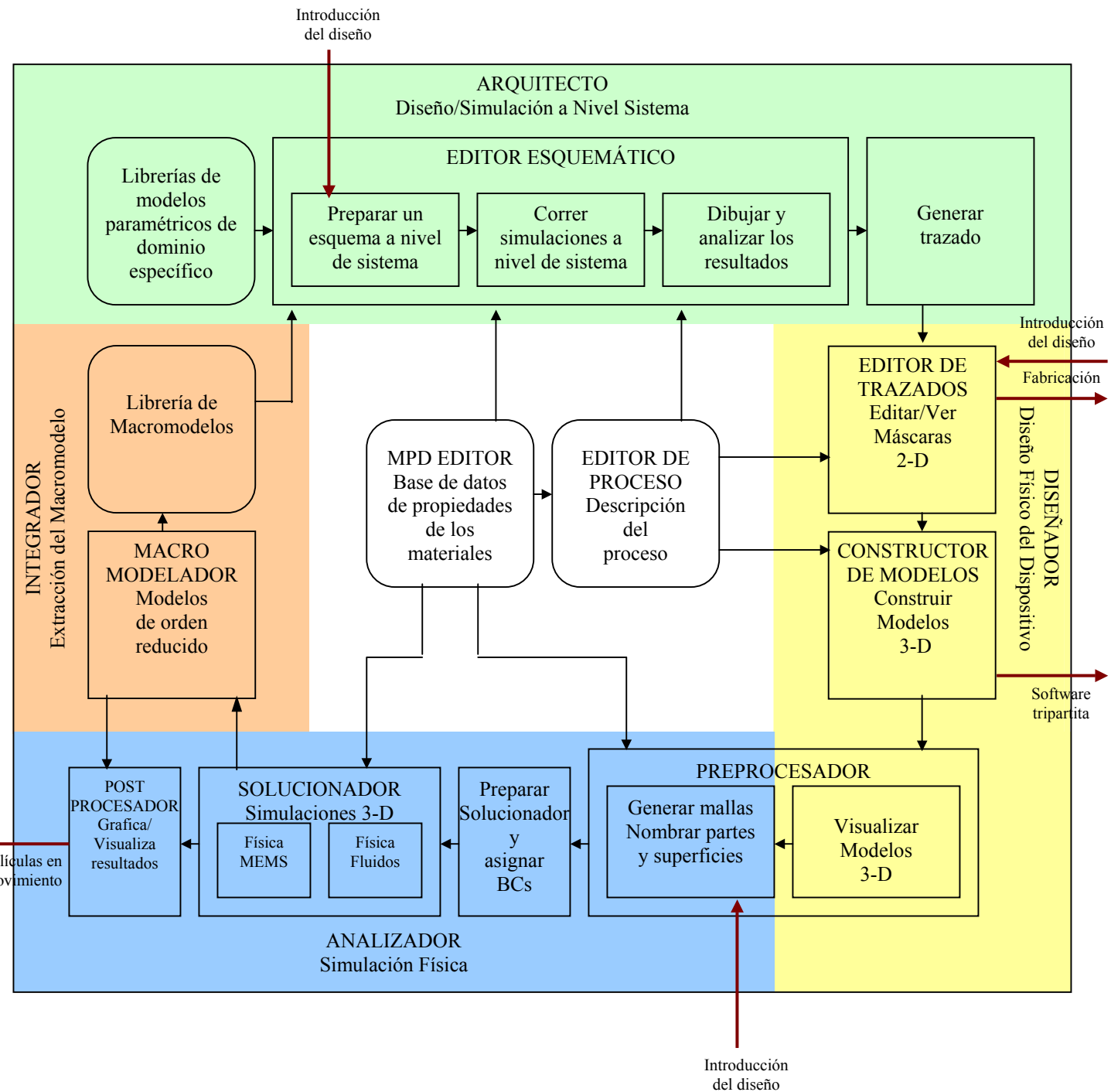


Figura 2.1 Simulación de dispositivos MEMS en Coventor.

2.2.1 Pasos a seguir en un diseño utilizando Coventor

CoventorWare puede ser descrito como una serie de módulos conectados circularmente. Los diseños pueden comenzarse en diferentes sitios mostrados en el siguiente mapa de flujos del software, dependiendo si el usuario desea diseñar a nivel sistema o a nivel físico.



2.3 Beneficios y manejo.

IntelliSuite.

Una de las principales ventajas de el uso de IntelliSuite sobre todo comparado con el software Coventor, es su facilidad de uso y su sencillez en su manejo, tiene una interfaz de trabajo con el usuario muy amena, de muy fácil acceso y similar a la de Space, programa utilizado muy comúnmente para la simulación de circuitos electrónicos.

Al tener una pantalla de trabajo muy dinámica, con botones que representan las funciones o procesos que se van a realizar, no se necesita de muchos pasos para realizar un proceso, lo que sí es que se debe saber muy bien el orden de los procesos y los parámetros a crear o modificar en cada uno de ellos.

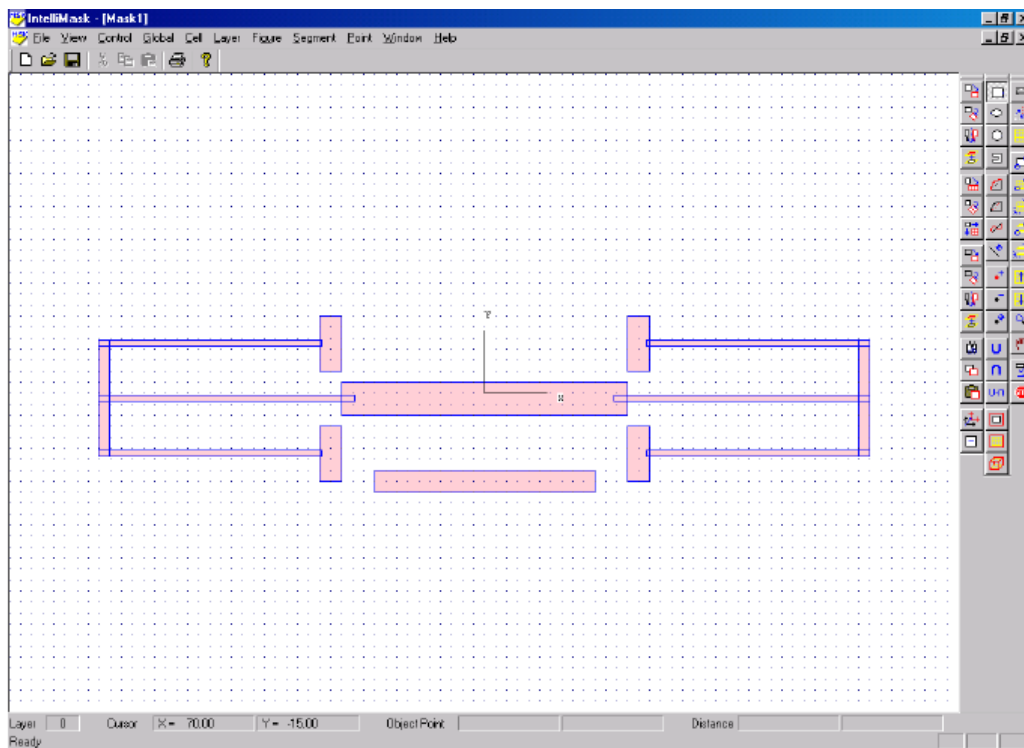


Figura 2.2 Construcción de una estructura resonante en tecnología MEMS.

Existe también una aplicación o programa específico en particular para cada proceso que se lleve a cabo, lo que hace que no necesariamente se necesite utilizar todo el programa, cabeceras y potencial del programa para un uso determinado. Por lo que trae como beneficios el mejor entendimiento de la utilización del programa.

Coventor

CoventorWare 2003.1 es un software que integra herramientas accesibles para la elaboración de diseño, optimización y análisis de dispositivos a micro escala, incluyendo herramientas para MEMS, componentes para sistemas de fluidos, subsistemas ópticos, mecánicos, RF, biotecnológicos y sensores.

Tiene muchas ventajas en cuanto al alcance que tienen sus simulaciones, es una herramienta poderosa para el diseño, sin embargo su uso es mucho más complejo y pesado de manejar, tiene una ventana principal desde la cual se pueden manejar todas las aplicaciones disponibles del sistema.

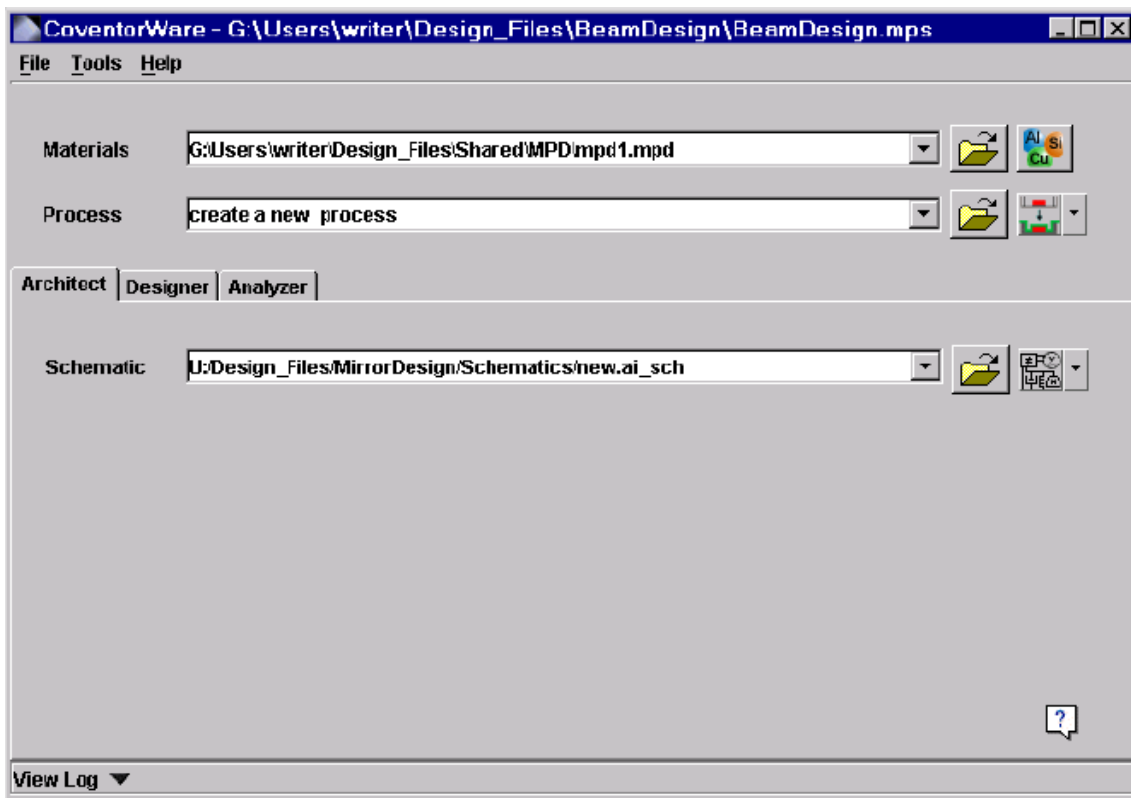


Figura 2.3 Interfaz de trabajo de Coventor con el usuario.

Tiene las ventajas de:

- Optimización de diseño y análisis superior aseguran la mejor elección para el diseño y procesos de fabricación.
- El desempeño comprobado del módulo diseñador reduce notablemente los costos.
- Menos pasos para el desarrollo de prototipos implican menor tiempo de diseño y salida al mercado.

CoventorWare maneja cuatro módulos principales para el proceso de diseño:

- Arquitectura -Un ambiente de modelado basado en un esquema a nivel sistema permite utilizar de manera más rápida alternativas de diseño y optimización de parámetros.
- Diseño - Una herramienta de diseño físico que contiene un editor bidimensional de máscaras, editor de materiales y base de datos, así como un generador de modelos tridimensionales.
- Análisis -Un analizador hecho a la medida para soportar los requerimientos físicos para diseñar cualquier dispositivo y usarlo posteriormente con el módulo Diseñador para verificar los resultados.
- Integrador - Crea modelos de orden reducido a partir de modelos detallados creados en el analizador. Analiza y/o transforma estos modelos hacia simuladores compatibles con la industria de Circuitos integrados (Synopsis y Cadente).

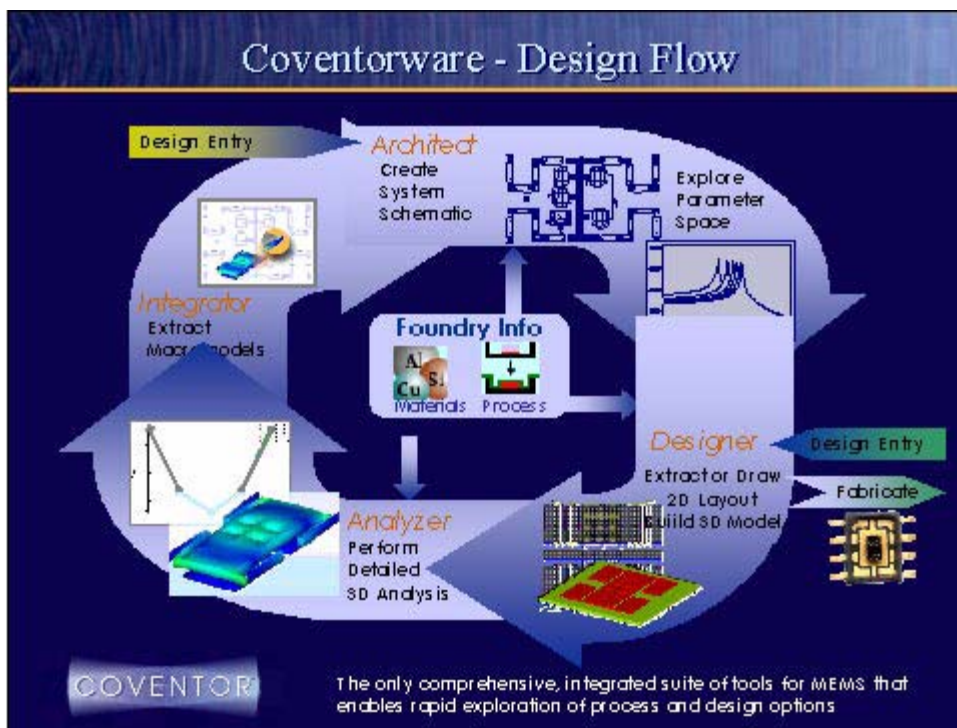


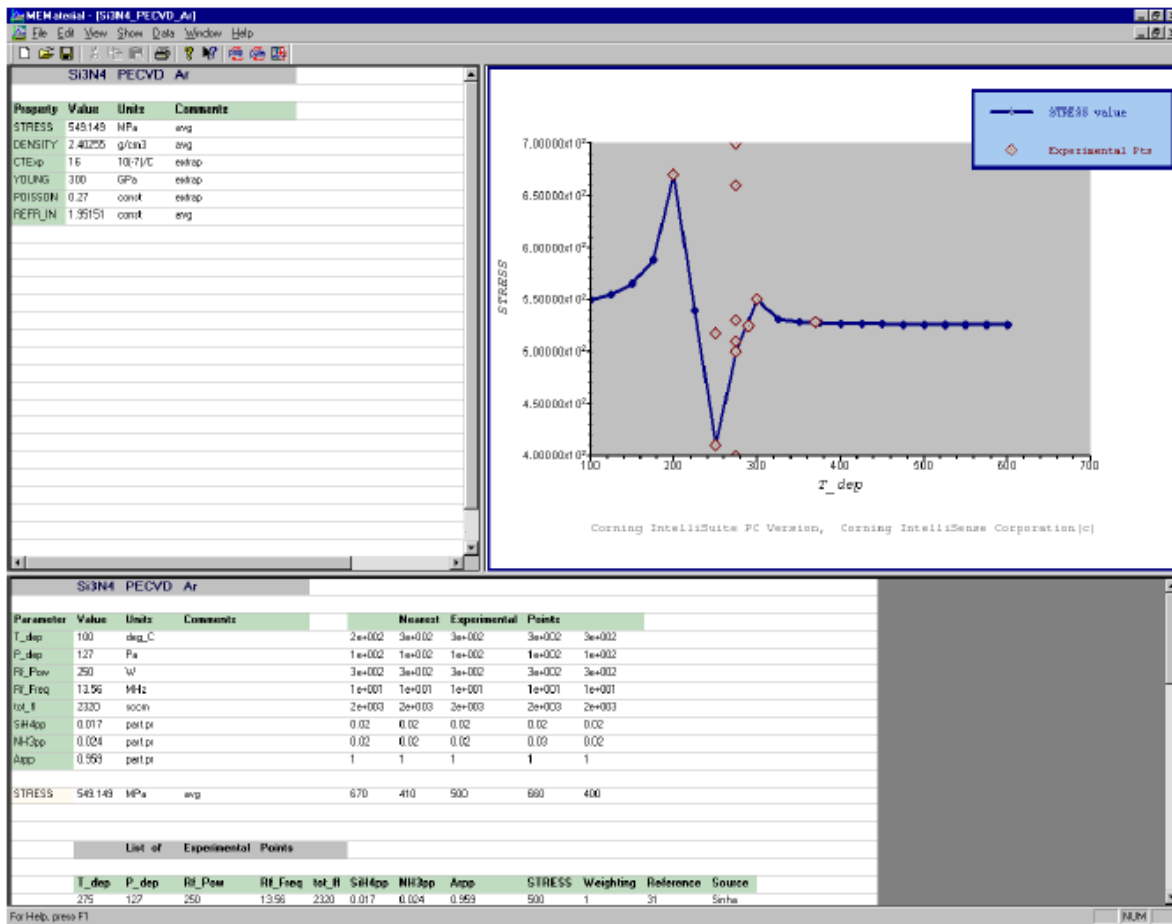
Figura 2.4 Módulos a utilizar en el diseño en Coventor.

2.4 Tipos de análisis y aplicaciones.

2.4.1 Tipos de análisis en IntelliSuite.

Como se mencionó anteriormente, Intellisuite, tiene la facilidad de de crear dispositivos MEMS con base en procesos de fabricación utilizados comercialmente. Diseñar y simular los dispositivos, para ver sus respuestas y sus parámetros desde antes de su implementación ahorran mucho esfuerzo, tiempo y dinero.

Hacer dispositivos con base en procesos, determinar las propiedades de los materiales que se van a utilizar, realizar análisis eléctricos, mecánicos (por ejemplo un acelerómetro) y electromecánicos son posibles en el software. Diseño de complejas máscaras para los procesos de etching, construcción de interruptores, sensores, micro espejos, ente otros pueden ser simulados y analizados para su mejor funcionamiento. En sí los procesos básicos de la elaboración de dispositivos en tecnología MEMS están disponibles en el software IntelliSuite.



Resultados de prueba de presión de un material.

2.4.2 Aplicaciones diseñadas en IntelliSuite.

<p>Diseño de mecanismos</p> <p>Dispositivos de peine (combdrives) radiales y lineales</p> <p>Series de engranes</p> <p>Elementos biestables y multiestables</p> <p>Estructuras resonantes</p> <p>Motores</p> <p>Membranas</p> <p>Vigas móviles (cantilevers)</p> <p>Estructuras “popup”</p> <p>Micromontajes (assembly)</p>	<p>MEMS convencionales</p> <p>Acelerómetros</p> <p>Sensores de presión</p> <p>Giroscopios</p> <p>Micrófonos</p> <p>MOEMS</p> <p>Bolómetros (bolometers)</p> <p>Escáneres biométricos</p> <p>Interruptores electrosotáticos</p> <p>Interruptores térmicos</p> <p>Interruptores de micromotor y ópticos (electrostático, piezo y magnético)</p> <p>Detectores de radiación</p> <p>Microcalentadores (heaters)</p> <p>Intercambiadores de calor criogénicos</p> <p>Sets de herramientas AFM/SPM</p> <p>Microgrippers</p> 	<p>BioMEMS y Análisis Total de Sistemas (μTAS)</p> <p>Electroseparación capilar</p> <p>Electroforesis de zona μ-capilar (μCZE)</p> <p>Dielectroforesis</p> <p>Ciclometría de fluido</p> <p>Convergencia iso-eléctrica μ-capilar (μCIE)</p> <p>Isotacofóresis m-capilar (μCI)</p> <p>Micro-mezcladores</p> <p>Sensores T</p> <p>Cámaras de reacción</p> <p>Suministro de drogas medicinales</p> <p>Mezcladores en cámaras serpentina</p> <p>Modelado galvanostático y potencioestático</p> <p>Arreglo de dispositivos como:</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Chips de hibridación ADN ▪ Sistemas de difusión ▪ Proteómicos en un chip
<p>Microondas</p> <p>Circuitos de microcinta</p> <p>Circuitos stripline</p> <p>Circuitos slotline</p> <p>Guías de onda coplanares</p> <p>Modulación electro-óptica</p> <p>Discontinuidades dieléctricas</p> <p>Componentes bi-puerto</p> <p>Microondas monolíticas</p> <p>Circuitos Integrados (MMICs)</p> 	<p>MEMS electromagnéticos y RF</p> <p>Interruptores electrostáticos (en paralelo, serie y capacitivos)</p> <p>Interruptores resistivos</p> <p>Capacitores MEMS ajustables</p> <p>Interruptores Pacheco</p> <p>Desplazadores de fase</p> <p>Inductores</p> <p>Antenas planares</p> 	<p>Microfluídicos</p> <p>Microválvulas</p> <p>Toberas</p> <p>Mezcladores</p> <p>Interacción membrana-fluido</p> <p>Bombas</p> 

2.4.3 Tipos de análisis en Coventor

Así pues, Coventor trae consigo ventajas y desventajas, a continuación se muestran parte de ellas.

Tabla 2.2 Críticas analizadas para CoventorWare.

MEMS RF	Sensores MEMS	MEMS Ópticos
<p>Desempeño RF Desempeño de partes móviles</p> <p>Especificaciones del sistema para un diseño de alta frecuencia</p> <p>Desempeño Dinámico Efectos transitorios</p> <p>Efectos de amortiguamiento en simulaciones transitorias y factor de calidad</p> <p>Efectos de la aplicación de un voltaje de polarización en la velocidad de conmutación y en la respuesta en frecuencia</p> <p>Calentamiento por efecto de Joule Efecto de las distribuciones de voltaje o corriente sobre el desempeño térmico/mecánico</p> <p>Optimización en actuadores Ventajas/Desventajas en distintos métodos utilizados en la actuación</p> <p>Diseño electro-mecánico Influencia de la geometría del dispositivo sobre la fuerza de contacto y el voltaje de control del interruptor</p> <p>Velocidad de conmutación.</p> <p>Impacto de la tensión residual inducida por la manufactura sobre el desempeño del interruptor</p> <p>Manufacturabilidad Influencia por variaciones en el proceso sobre el desempeño del interruptor.</p> <p>Parámetros claves del diseño que manejan la confiabilidad y el desempeño del sistema</p>	<p>Alta sensibilidad Diseño óptimo de algunos dispositivos (comb fingers)</p> <p>Diseño de curva óptimo</p> <p>Reducción del efecto de amortiguamiento mientras se mantiene la sensibilidad</p> <p>Sensibilidad de cruce Efectos de la frecuencia operacional sobre la sensibilidad de cruce y la dinámica del sensor</p> <p>Nivel de frecuencia máximo al cual el plato se mantiene rígido</p> <p>Señales cuadráticas Diseño de variaciones que reducen la sensibilidad del sistema a la cuadratura</p> <p>Variaciones del procesos de desarrollo que minimizan la cuadratura</p> <p>Sensibilidad de temperatura Desempeño sobre el rango de temperatura de operación</p> <p>Efectos ambientales Efectos por embalaje (packaging) en el desempeño</p> <p>Manufacturabilidad Mejores procesos y límites para el desarrollo de procesos</p> <p>Producción esperada con tolerancia de fabricación realista</p>	<p>Diseño electro-mecánico Rompimiento del espejo</p> <p>Influencia de la geometría del espejo sobre su capacidad de control</p> <p>Nivel de tensión sobre los soportes del espejo</p> <p>Velocidad ideal de conmutación.</p> <p>Influencia de la tensión residual sobre la curvatura del espejo</p> <p>Desempeño óptico Grosor de la capa de oro necesaria para optimar el desempeño óptico del sistema</p> <p>Efectos por la interacción entre las capas ópticas y las de empaque</p> <p>Calidad óptica del espejo durante la operación</p> <p>Manufacturabilidad Mejores procesos y límites para el desarrollo de procesos</p> <p>Producción esperada con tolerancia de fabricación realista</p>

Prácticamente el coventor puede ser utilizado en casi todas las aplicaciones para diseño de dispositivos en tecnología MEMS, siempre y cuando se tengan las licencias para poder utilizar los diversos módulos con los que este software dispone.

2.4.4 Aplicaciones en Coventor.

- RF MEMS
 - Interruptores*
 - Transmit/Receive Duplexers (TDD)
 - Band/Mode Selection
 - Time-Delay for Phased-Arrays
 - Antenna Diversity
 - Reconfigurable Antennas
 - Varactores*
 - VCO Tuning
 - Variable Matching
 - Variable Delay Lines
 - Inductores con bajas pérdidas*
 - Filtros*
 - Transmit/Receive Duplexers (FDD)
 - Band-Select Filters
 - IF Channel Filters
 - RF Filter Bank
 - VCO Stabilization
 - Image Rejection
- Sensores

Tabla 2.3 Variedad en dispositivos realizables en Coventor.

Acelerómetros.	Giroscopios	Aplicaciones militares	Tipos de giroscopios	Vibrating Gyroscopes
Balance de fuerza	Sensores de vibración de Coriolis	Seguridad, armamento .	Grado promedio.	Osciladores simples.
Sensor angular	Laser de anillo	Sensores de munición.	Grado táctico.	Osciladores balanceados.
Mediante vibración.	Fibra óptica		Grado inercial	Resonadores.
Piezoeléctricos				

Tabla 2.2 Aplicaciones de dispositivos MEMS realizados en Coventor.

Automotriz.	Milicia.	Aeronáutica.	Industrial.	Comercial.
Sensores de coche	Municiones	Navegación	Sensores sísmicos	Estabilización de imagen
Control dinámico	Vehículos	Aplicaciones satelitales	Sensores de vibración	vídeo juegos
Detección de giro	GPS	Sistemas de guía (displays)		
Navegación		Medición		
Freno de mano				
alarmas				

- MEMS ópticos (MOEMS)

Dispositivos ópticos.

- Láseres y filtros sintonizables.
- Atenuadores ópticos variables.
- Multiplexores ópticos programables.
- Interruptores ópticos y conectores.
- Multiplexores de división de longitud de onda.
- Componentes ópticos integrados.
- Compensadores de dispersión.

Aplicaciones de los dispositivos ópticos

- Multiplexores
- Monitores ópticos.
- Interruptores centrales ópticos
- Ecuilibradores dinámicos de ganancia.

- Microfluidics

2.5 Tabla comparativa entre Coventor e IntelliSuite.

Software	Complejidad.	Base de datos.	Procesos de fabricación incluidos.	Módulo óptico	Compatible con software de tecnología de CI.
IntelliSuite	Media	Alta	Sí	Si	Sí
Coventor	Alta	Excelente	Sí	Sí (Licencia no disponible)	Sí

Conclusiones.

Para el diseño del dispositivo basado en tecnología MEMS, se tuvo la oportunidad de estudiar y trabajar con dos Software que se tienen disponibles en la Facultad de Ingeniería de la UNAM en el centro de diseño UNAMmems. Dichos Software son Intellisuite y Coventor.

Con respecto al software Intellisuite, éste es de fácil manejo, debido a la clara explicación en sus tutoriales y semejanza al Software Spice utilizado a lo largo de varios años en el transcurso de la licenciatura. Sus deficiencias en cuanto al manejo se comienzan a ver cuando varios subprogramas se abren en forma de ventanas separadas, lo que complica quizá un poco el diseño para los usuarios principiantes. Otro punto es que se requiere de un conocimiento muy profundo en el momento de la fabricación (herramienta IntelliFAB) ya que Intellisuite solicita datos muy precisos de procesos de deposición y grabado, por lo que el usuario necesita saber lo que se va a hacer, procesos a realizar y parámetros a seguir, dando así la opción de realizar procesos fuera de limitaciones específicas de procesos predeterminados, por que IntelliSuite es una excelente opción para el usuario que tiene ya preparado el proceso que desea seguir. Fuera de ello, el programa de diseño (herramienta Intelli MASK) tiene un ambiente amigable para la edición de máscaras, las bases de datos de materiales con las que cuenta IntelliSuite son muy completas, ya que toma en consideración el proceso de fabricación y sus parámetros (temperatura y presión) para predecir características generales de los materiales depositados. En conclusión, el software Intellisuite puede ser utilizado para varias aplicaciones de dispositivos realizados en tecnologías MEMS aunque solo se tenga noción o conocimientos medios a avanzados de los procesos de fabricación. El peor punto en su contra en estos momentos es que no se cuenta con la licencia de Intellisuite por lo que, para nuestro caso y evitar problemas de licencia, se descarta para el diseño de los dispositivos MEMS que requiera la interfaz.

Por su parte, CoventorWare2003, integra al usuario desde un inicio a la elaboración virtual y simulación de parámetros de MEMS, además está muy bien documentado, tiene varios tutoriales, por lo que al inicio es un poco difícil saber por cual empezar, por lo que se recomienda empezar por MasterHelp.pfd, que ofrece un panorama general de las posibilidades del software, posteriormente realizar los ocho ejemplos de dispositivos MEMS del Analyzer Tutorial (mems_analy.pdf) y el Analyzer Referente Guide (referente.pdf) que es una rápida referencia de muchas herramientas para la simulación, para posteriormente revisar más a fondo los otros tutoriales.

El nivel de conocimientos de la fabricación de MEMS que demanda Coventor no es tan elevado como el que requiere Intellisuite, por lo que lo pone a un mayor alcance de los usuarios, ya que Coventor da la oportunidad de seguir procesos determinados para la fabricación de dispositivos MEMS; por ejemplo en tecnología Metal MEMS, o MUMPs. Aun así, Coventor tiene una interfaz de trabajo dividida en módulos la cual al principio puede llegar a confundir al usuario y darle dolores de cabeza al usuario al ser muy rígido en la utilización de éstos. Coventor también te permite de manera muy sencilla editar diferentes parámetros de los materiales para poder llevar a cabo simulaciones fuera de los materiales comúnmente especificados.

La herramienta de edición de máscaras de Coventor es un poco más complicada de entender que la de Intellisuite, pero con la práctica se va haciendo más fácil de utilizar e incluso con el tiempo, mas fácil de utilizar para máscaras complejas. En conclusión, Coventor resulta práctico tanto para usuarios principiantes como para usuarios expertos, ya que el software permite simular muchas cosas (dimensiones, gradientes de presión, etc.), gracias a los módulos que éste presenta. Al igual que IntelliSuite, Coventor no cuenta con todas las licencias de sus módulos (como el de Architect) lo que limita muchas veces el diseño.

3. Análisis de la interfaz completa inalámbrica basada en tecnología MEMS.

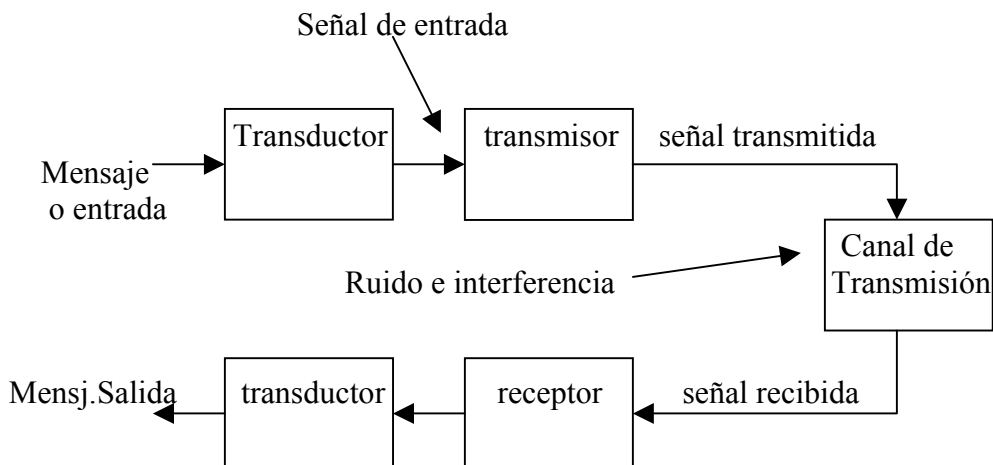
3.1 Análisis de los tipos de transmisión.

3.1.1 Transmisión de datos por medio de radio frecuencia.

Un sistema de comunicación inalámbrico utiliza la energía de las ondas electromagnéticas para que pueda haber comunicación entre los diferentes dispositivos. Para poder llevar a cabo esta comunicación entre sistemas, necesitamos que la información que exista entre ellos sea modulada, codificada y que se tenga la suficiente energía o potencia para poder ser transmitida en el medio. Para ello se necesitan modelos desde nivel de sistema, subsistema y a nivel de dispositivo para su óptimo manejo de energía en la comunicación. Existen diferentes protocolos y algoritmos utilizados para este propósito, donde se tienen que cuidar parámetros importantes como los de calidad y eficiencia de la energía. En cuanto a calidad, nos referimos al funcionamiento adecuado del sistema, donde por medio de un punto óptimo de referencia obtenido por modelos matemáticos, el sistema es evaluado ya en su funcionamiento con los resultados obtenidos físicamente. La eficiencia de la energía debe de ser optimada para cada subsistema del sistema y dispositivo y así, ahorrar energía y no desperdiciarla y utilizar el mínimo de energía para el para el funcionamiento del sistema y máximo aprovechamiento de esta energía obteniendo un tiempo de vida mayor [2]. Así pues, para la transferencia efectiva de información entre dos puntos, deben existir cuatro componentes esenciales:

- 1) Un dispositivo de transmisión.
- 2) Un medio de transporte.
- 3) Un dispositivo de recepción.
- 4) Que el transmisor envíe solo información que sea compatible para el receptor.

Los cuatro componentes anteriores juntos forman un sistema básico de telecomunicaciones [3]. Como se muestra a continuación.



Para nuestro caso, el receptor o dispositivo lejano o móvil tenderá a ser de dimensiones pequeñas, utilizando en ello la microtecnología para ahorrar espacio y poderlo aplicar en diferentes campos donde se requiera autonomía, movimiento y limitado espacio en su implementación. En el caso del transmisor, éste podrá ser de dimensiones mayores dependiendo del uso en el que se vaya a aplicar, por ejemplo, en un microdispositivo sensorial o de actuación localizado por debajo de la piel, en donde el dispositivo externo tiene comunicación entre las unidades por medio de energía electromagnética y control suministrada inductivamente a bajas frecuencias, como lo muestra en la siguiente figura.

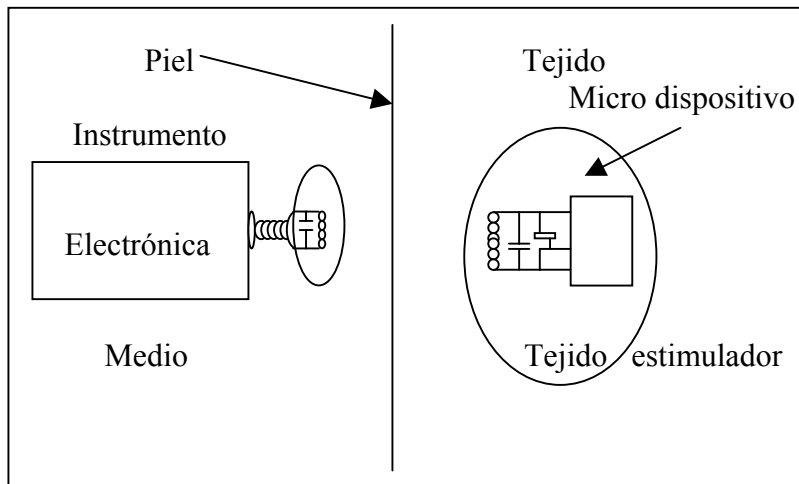


Figura 3.1 Aplicación de interfaz en dispositivos médicos.

La información entre el transmisor y receptor debe ser compatible entre ambos. La codificación y el método de transferencia de información sobre el mecanismo de transporte se conoce como protocolo. En el caso de dos dispositivos de comunicación, la telemetría de un sistema de comunicaciones es la que nos ayuda a realizar la implementación del establecimiento de la comunicación bidireccional entre el dispositivo base y el remoto.

Tanto los módulos de el transmisor como el receptor para nuestro caso en particular serán vistos más a delante, a continuación se verá lo relacionado con el canal de transmisión, la forma de transmisión de la señal, diferentes formas de modulación, codificación y tipos de señal para la interfaz inalámbrica.

3.1.2 Canal de transmisión.

Las ondas electromagnéticas se organizan de común acuerdo con sus longitudes de onda, dicha clasificación no tiene límites precisos.

Tabla 3.1 Clasificación de las ondas electromagnéticas dependiendo de su frecuencia [4].

Región del espectro	Intervalo de frecuencias (Hz)
Radio-microondas	$0-3 \times 10^{12}$
Infrarrojo	$3 \times 10^{12}-4.6 \times 10^{14}$
Luz visible	$4.6 \times 10^{14}-7.5 \times 10^{14}$
Ultravioleta	$7.5 \times 10^{14}-6.0 \times 10^{16}$
Rayos X	$6.0 \times 10^{16}-1.0 \times 10^{20}$
Radiación gamma	$1.0 \times 10^{20}-\dots$

Tabla 3.2 Espectro electromagnético para frecuencias de radio [5].

Espectro electromagnético			
Banda	Significado	Rango de Frecuencias	Servicios
VLF	Very Low Frequency	3 kHz - 30 kHz	Conducción de electricidad
LF	Low Frequency	30 kHz - 300 kHz	Conducción de electricidad, navegación marítima, control de tráfico aéreo
MF	Medium Frequency	300 kHz - 3 MHz	Radio AM
HF	High Frequency	3 MHz - 30 MHz	Radio SW
VHF	Very High Frequency	30 MHz - 300 MHz	Radio FM, TV, radio dos vías
UHF	Ultra High Frequency	300 MHz - 3 GHz	TV UHF, telefonía celular, WLL, comunicaciones móviles
SHF	Super High Frequency	3 GHz - 30 GHz	Servicios por Satélite y microondas, MMDS, LMDS
EHF	Extremely High Frequency	30 GHz en adelante	LMDS
Infrarrojo		$3 \times 10^{12} - 4.3 \times 10^{14}$ Hz	WPANs
Luz visible		$4.3 \times 10^{14} - 7.5 \times 10^{14}$ Hz	Fibras ópticas
Ultravioleta		$7.5 \times 10^{14} - 3 \times 10^{17}$ Hz	

1 kHz = 1×10^3 Hz, 1 MHz = 1×10^6 Hz, 1 GHz = 1×10^9 Hz, WLL = Wireless Local Loop, MMDS = Multichannel Multipoint Distribution Service, LMDS= Local Multipoint Distribution Service

¿Pero, como afecta el canal a la señal transmitida? Esto depende del medio o canal, ya que hay unos mejores que otros, aunque también depende del tipo de modulación y aplicación.

Los principales efectos que sufre la señal al propagarse son:

- Atenuación
- Desvanecimiento
- Ruido blanco aditivo
- Interferencia externa
- Ruido de fase
- Reflexión de señales
- Refracción
- Difracción
- Dispersión

¿Pero por qué escoger un medio de transmisión por medio de radio frecuencias? El medio de transmisión de datos por medio de radio frecuencia nos trae consigo las siguientes ventajas y desventajas.

3.1.2.1 Ventajas y desventajas de las ondas electromagnéticas.

Tienen las ventajas de:

- a) Ser fáciles de generar.
- b) Pueden viajar grandes distancias.
- c) Atraviesan (dependiendo de la frecuencia) paredes de edificios, materiales, etc.
- d) Velocidad igual a la de la luz (dependiendo del medio).

También tienen desventajas como:

- a) A mayor frecuencia, mayores pérdidas.
- b) Son absorbidas por la lluvia.
- c) Están sujetas a interferencias por motores y otros equipos eléctricos.
- d) A frecuencias bajas tienden a cruzar bien los obstáculos, pero la potencia baja dramáticamente con la distancia.
- e) A frecuencias altas tienden a viajar en línea recta, pero rebotan en obstáculos.
- f) Dependiendo de la frecuencia tienen diferentes formas de propagarse superficial, troposférica, ionosférica, línea de visión, y espacial.
- g) Su potencia alcance depende de la potencia del emisor, sensibilidad del receptor, condiciones atmosféricas y el relieve.
- h) Su implementación es limitada tanto por la frecuencia y potencia para diferentes aplicaciones regidas éstas por las normas que se especifican en cada país y en la comunidad internacional.

Para la mejor utilización de la energía vía RF, se necesitan por lo tanto:

- a) Mayor tecnología a utilizar, más compleja.
- b) Materiales con mejores propiedades.
- c) Mayores costos.

3.1.2.2 Bandas de frecuencias utilizadas en diferentes aplicaciones.

La interfaz, pueden adoptar varias frecuencias de radio y utilizar varias técnicas y esquemas de modulación. En cuanto a la tecnología, ésta está limitada a frecuencias muy altas y regularmente para telemetría se utilizan frecuencias bajas, así que esto dependerá de la aplicación y de la tecnología que se va a usar. A mayor frecuencia, mucho mejor ancho de banda, pero no todas las frecuencias están disponibles para determinadas aplicaciones, se necesita saber en que frecuencias es permitido trabajar en nuestro país e internacionalmente para determinadas aplicaciones, por lo que esto limita su aplicación, pero desde el punto de vista físico y legal. En nuestro País así como en diferentes partes del mundo tenemos una legislación respecto a las bandas que se pueden utilizar en los diversos campos.

En la tecnología MEMS no es recomendable trabajar más allá de unos cuantos giga hertz. Regularmente se utiliza el rango de los mega hertz. A continuación un ejemplo del amplio rango de utilidad que se le da a las bandas de radio y su implementación legal en las aplicaciones tanto comerciales, científicas, médicas y militares [6].

Tabla 3.3 Ejemplo de bandas de frecuencias que pueden ser utilizadas en nuestro país para diferentes aplicaciones.

Bandas de frecuencias(Hz)	Servicios disponibles.
2 173.5 - 2 190.5 kHz; BW= 17 kHz	MÓVIL (socorro y llamada)
2 850 - 3 025 kHz; BW=175 kHz	MÓVIL AERONÁUTICO
3 155 - 3 200 kHz; BW=45 kHz	FIJO y MÓVIL
3 230 - 3 400 kHz ;BW=170 kHz	Servicio de radiolocalización aplicaciones industriales, científicas y médicas
6 765 - 7 000 kHz ;BW=235 kHz	aplicaciones industriales, científicas y médicas
7 000 - 7 100 kHz ;BW=100 kHz	AFICIONADOS POR SATÉLITE
2 300 - 2 450 MHz; BW=150 MHz	FIJO, MÓVIL y RADIOLOCALIZACIÓN
2 500 - 2 520 MHz BW=20 MHz	FIJO , FIJO POR SATÉLITE ,MÓVIL, MÓVIL POR SATÉLITE (espacio - Tierra)
10.7 - 11.7 GHz ;BW=1GHz	FIJO, FIJO POR SATÉLITE
25.5 - 27 GHz BW=1500 MHz	ENTRE SATÉLITES, EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE

Secretaría de Comunicaciones y Transportes. México.

3.1.3 Bandas y distancias posibles en tecnología MEMS.

Por lo que en sí para una aplicación específica de una interfaz inalámbrica se tienen ya bandas asignadas para su uso y muchas veces la tecnología es la limitante de su utilización. En nuestro caso, al ser basada en tecnología MEMS la construcción, y limitantes sobre todo de suministro de energía y tamaños, las distancias se vuelven sumamente cortas, de unos cuantos cm y a lo mucho metros de distancia, por lo que muchas veces no afectan a otros sistemas que trabajan en bandas asignadas otras aplicaciones.

Así pues no siempre la señal enviada y recibida en estos pequeños microsistemas cubre largas distancias, por las pérdidas en el medio, la reflexión y la potencia de dichos sistemas, incluso son utilizados software especializados para la optimización de los sistemas, aun así los resultados no serán siempre los mismos que en la práctica por los parámetros variables del medio donde se encuentren.

Tabla 3.4 Verificación de telemetría de un microsistema inalámbrico basado en tecnología MEMS[7].

	Ancho del inductor (cm).	Frecuencia(Hz)	Voltaje para la telemetría(mV y cm)		
			0.635cm	3.8cm	6.3cm
Laboratorio	0.38±0.005	65,536	400	220	60

En si, dependiendo de la aplicación a la interfaz inalámbrica se asignará la frecuencia con la que se trabajara, en aplicaciones y tecnologías MEMS se utilizan de preferencia bajas frecuencias para evitar pérdidas y complejidad, bajo de unos cuantos mega hertz

En MEMS, el canal de 4MHz es bueno para aplicaciones biomédicas y alto coeficiente de calidad ($Q \approx 5000$) en dispositivos. Canal de los 8.75Mhz también cumple con requerimientos de transmisión de datos. Para menores pérdidas por absorción se tienen los canales como los de 300kHz, 65.5 kHz, 100kHz e incluso se llegan a utilizar algunos cuantos cientos de Hertz para telemetría.

3.1.4 Señal analógica y señal digital.

Existen dos formas básicas para trabajar con nuestra señal, en forma digital y en forma analógica. Técnicamente el término analógico, en la industria de las telecomunicaciones y el cómputo significa todo aquel proceso entrada/salida cuyos valores son continuos. Algo continuo es todo aquello que puede tomar una infinidad de valores dentro de un cierto límite, superior e inferior. El término digital, involucra valores de entrada/salida discretos. Algo discreto es algo que puede tomar valores fijos. En el caso de las comunicaciones digitales y el cómputo, esos valores son el CERO (0) o el UNO (1) o Bits.

En nuestro sistema, tenemos que ver las ventajas y desventajas que traen consigo los dos tipos de formas de comunicación. Prácticamente las desventajas que trae consigo trabajar en forma analógica, son las ventajas de la forma digital, aunque ésta también traiga sus problemas consigo

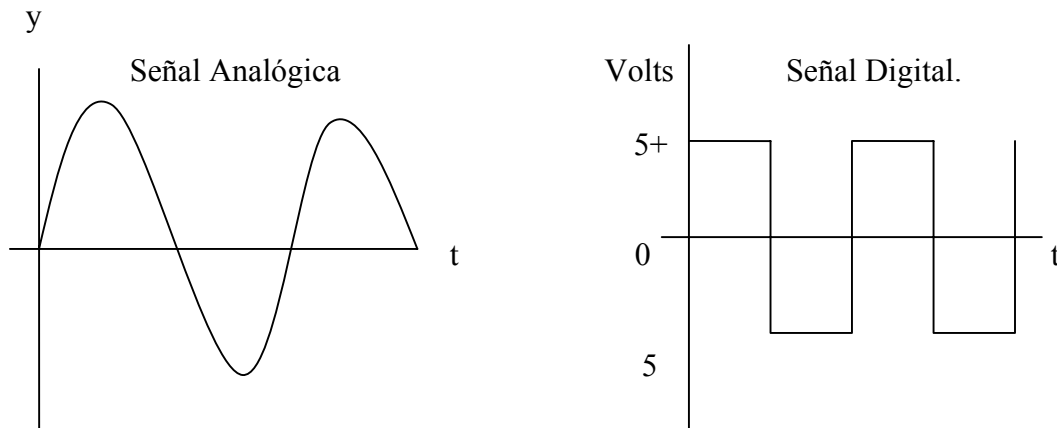


Figura 3.2 Señal analógica y digital.

La transmisión digital es la transmisión de pulsos digitales entre dos puntos, en un sistema de comunicación. La información de la fuente original puede estar ya sea en forma digital o en señales analógicas, en el caso de los sensores, éstos nos dan su información en forma analógica, la cual la tenemos que convertir en pulsos digitales, antes de su transmisión y convertidas nuevamente a la forma analógica en el lado del receptor.

3.1.4.1 Ventajas y desventajas de las señales analógicas y digitales.

Algunas de las ventajas de la transmisión digital, con respecto a la analógica, son:

- Facilidad para generar señales digitales.
- Una de las principales ventajas es la inmunidad al ruido.
- Costo menor de circuitos digitales.
- Mejoras en el almacenamiento y procesamiento.
- Fácil manejo de la información.
- Mejor funcionamiento de los sistemas.
- Los equipos que procesan digitalmente consumen menos energía y son más pequeños, y muchas veces son más económicos.

Algunas de las desventajas de la transmisión digital son las siguientes:

- La transmisión de las señales analógicas codificadas de manera digital requieren de más ancho de banda para transmitir que la señal analógica.
- Las señales analógicas deben convertirse en códigos digitales, antes que su transmisión y convertirse nuevamente a analógicas en el receptor.
- La transmisión digital requiere de circuitos adicionales de sincronización y de codificación.
- Los sistemas de transmisión digital son incompatibles con las instalaciones analógicas existentes.

Por lo tanto, la forma en que se trabajará en la interfaz, dependerá de los requerimientos de la aplicación, limitantes de espacio, energía y complejidad que se pueda tener en el sistema.

3.1.5 Modulación, muestreo, cuantización, codificación y multiplexación en un sistema de telecomunicaciones.

Para enviar y recibir la señal de forma adecuada para la obtención de información, ésta tiene que pasar varios procesos de tratamiento, como lo son el muestreo de la señal, modulación, la cuantización, codificación y multiplexaje (si está en forma digital). A continuación se muestran diferentes opciones de muestro, cuantización, codificación y multiplexaje.

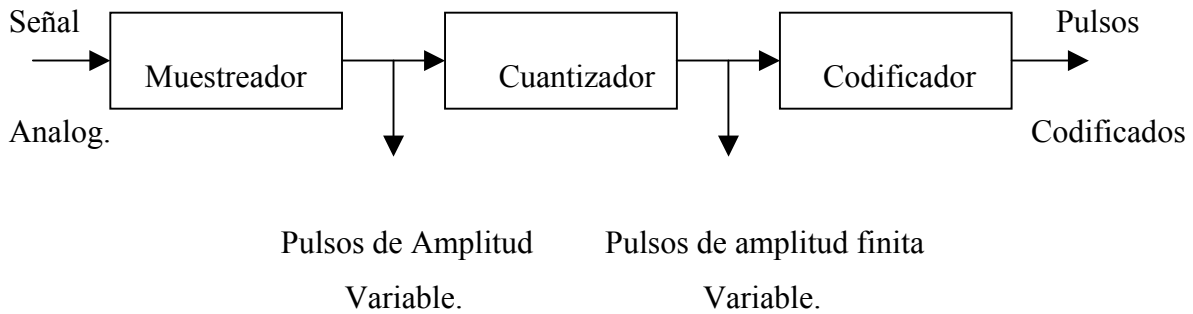
- **Modulación.**

Para modulación analógica tenemos AM (amplitud modulada), FM (frecuencia modulada), PM (fase modulada). Para la modulación digital tenemos varias clasificaciones como coherentes y no coherentes. De acuerdo con el tipo de modulador, ya sean de amplitud, frecuencia o fase se clasifican en:

Tabla 3.5 Tipos de modulación digital [8].

Digitales binarios.	Digitales M-arios.
ASK	QAM
FSK	MFSK
PSK	MPSK

- **Muestreo** (Definido por el teorema de Nyquist $f_s \geq 2f_{\text{máx}}$).
- **Cuantización.**
 - a) Por pulsos codificados (Midread, Midriser), no uniforme (ley μ y A).
 - b) Diferencial por pulsos codificados (DM, ADM, DPCM, ADPCM).
 - c) Cuantización vectorial, por subbandas, LPC, etc.
- **Codificación**
 - a) Sin retorno a cero: NRZ-L, NRZ-M, NRZ-S.
 - b) Con retorno a cero: RZ, PPM, PWM.
 - c) Codificación de fase: Manchester, Millar, Bifase, Bifase Space, CMI y Manchester diferencial.
 - d) De multinivel: AMI, BNRZ, NRZ.
- **Multiplexión.** TDM, TDMA, CDM, CDMA, FDMA, ALOHA.



Entonces, para decidir que tipo de modulación y señal se utilizará, debemos primero ponernos de acuerdo en como será la interfaz con la que se trabajará.

3.1.6 Interfaz con uno, dos o tres canales.

Existen diferentes formas de trabajar con la interfaz, podemos utilizar tres canales, uno para envío de información de control, otro para recepción de información y el tercero para energía suministrada al dispositivo lejano.

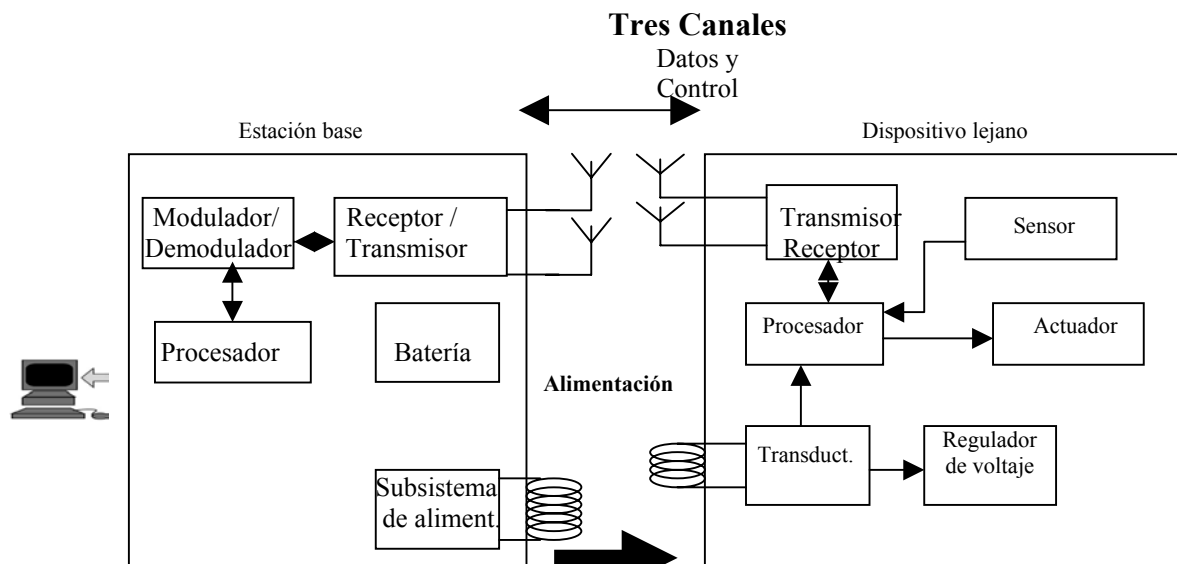
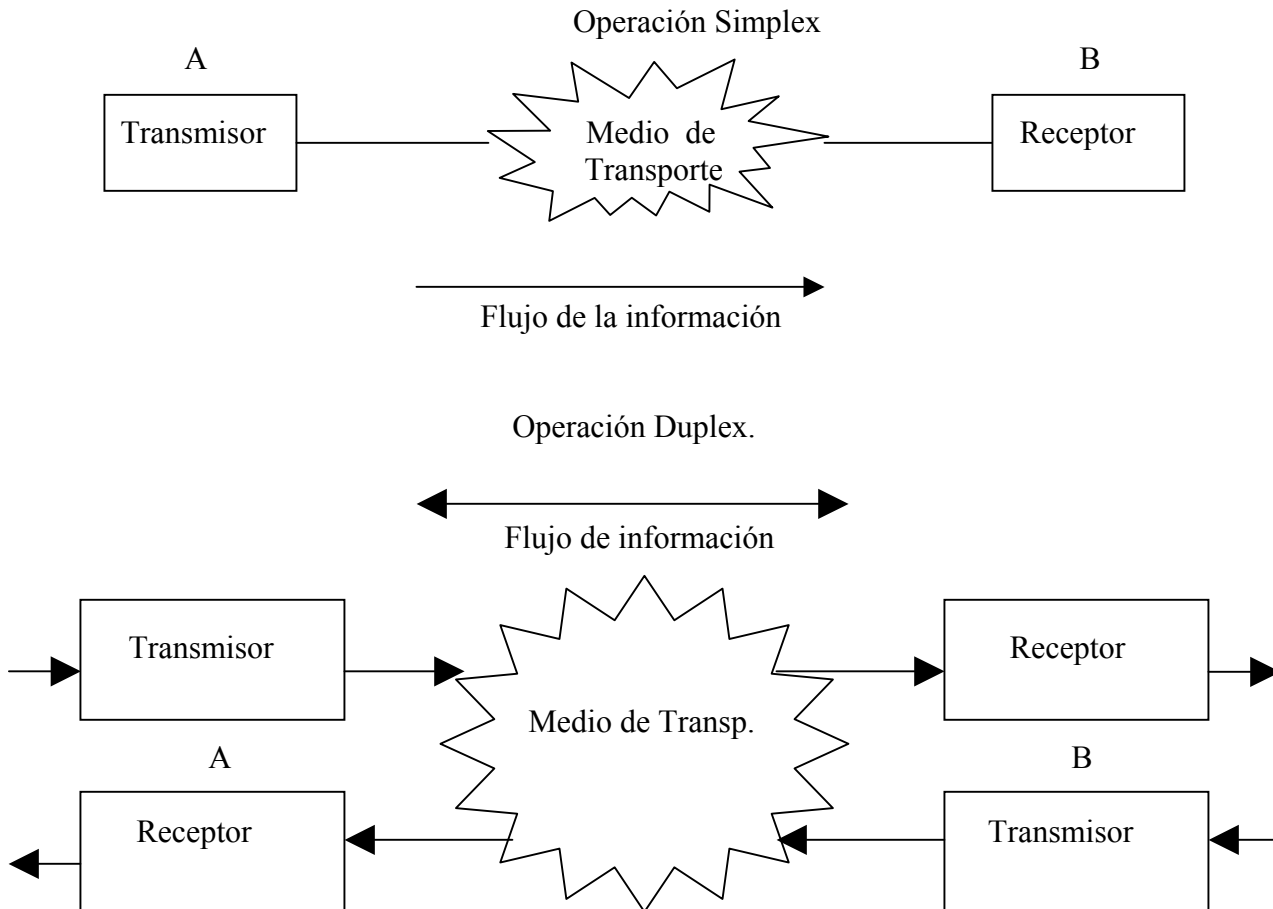


Figura 3.3 Transmisión de datos por medio de tres canales.

Las desventajas se tienen al tener una frecuencia asignada para transmisión y recepción de energía e información, más antenas o micro inductores para una sola aplicación y mayor tamaño de dispositivo lejano, una ventaja es que el sistema puede ser bidireccional (también llamado sistema básico duplex en las telecomunicaciones), en otras palabras la información viaja de un sentido al otro al mismo tiempo, a comparación con el unidireccional (operación simplex) en la cual solo se tiene comunicación de un punto a otro del sistema en una sola dirección.

En un mismo sistema se puede tener una comunicación en la que en un intervalo de tiempo el transmisor mande información al receptor y en otro el receptor se convierta en transmisor para mandar información al ahora nuevo receptor (antes transmisor), por un mismo canal, a dicho proceso se le suele llamar half-duplex [3].



Podemos también, mandar la información de control y la energía por un mismo medio, recibir la información suministrada por el dispositivo lejano por otro, esto sería:

Dos canales

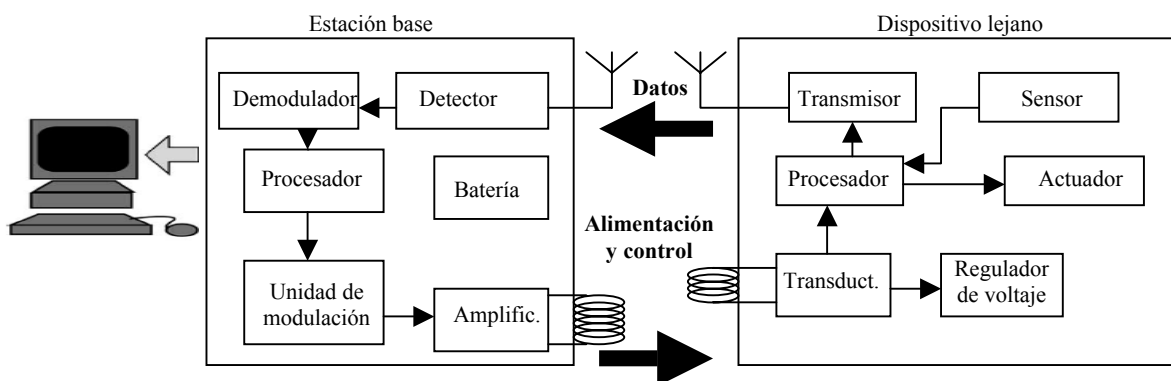


Figura 3.4 Transmisión de datos por medio de dos canales.

En donde por medio de inducción se suministra energía al sistema y por ese mismo medio se le da el control al mismo, la información (si es el caso) regresaría por otro canal gracias a un sistema de comunicación de operación simplex. Pero ¿por qué no dar y recibir dicha información y suministro por un mismo medio? esto es posible para ciertas aplicaciones y sería dependiendo de la aplicación, algo parecido a lo siguiente:

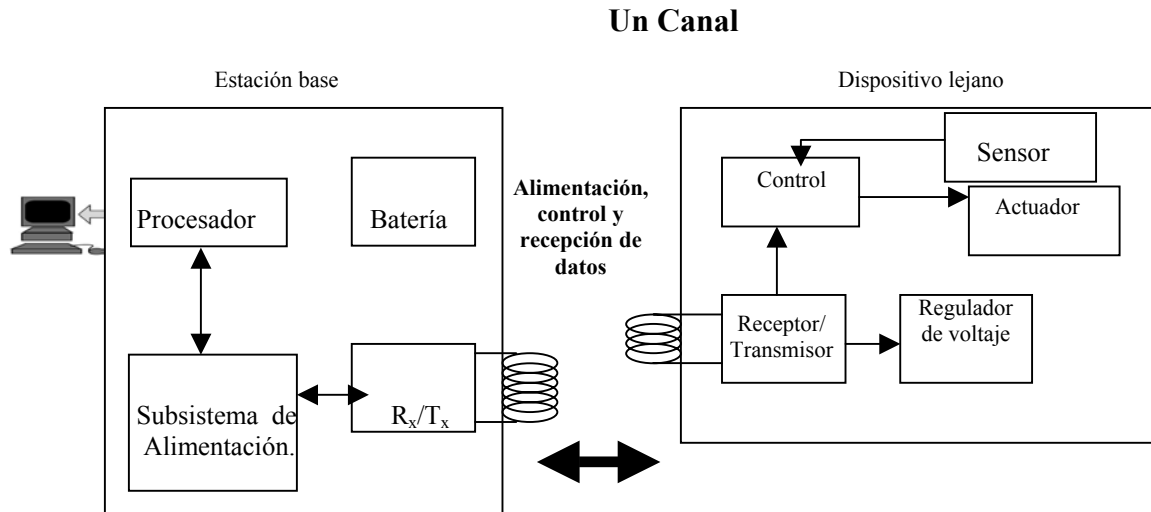


Figura 3.5 Transmisión de datos y energía por medio de un solo canal.

En donde por un mismo medio se tiene el control, envío y recepción de información. En nuestro caso, esta última es una opción muy factible ya que como la mayoría de las interfaces implementadas para usos tanto médicos como tecnológicos se requiere de espacio limitado y manejo simple de la información por medio de una sola banda de frecuencia.

Así pues, al escoger el sistema de un canal por medio del cual se mande información tanto de control, alimentación y datos del sistema, se analizará a continuación los posibles subsistemas a utilizar en el dispositivo lejano (el que más nos interesa), para tener una idea de cómo y dónde se tienen beneficios al construirlo con tecnología MEMS, analizando las diversas formas de alimentar el dispositivo lejano, posibles elementos para el bloque de control, sensores, actuadores, la energía necesitada por cada uno de los subsistemas para a partir de ello tomar decisión de la forma que mas conviene en nuestro caso para el análisis de un sistema mas en particular basado en tecnología MEMS y alimentado externamente desde la estación o dispositivo base sin necesidad que el dispositivo lejano sea funcional con pilas o cualquier otra conexión física a lo cual llamaremos como "interfaz inalámbrica completa". Para poder llevar a cabo este cometido, se analizará a continuación las diferentes formas en las que se puede alimentar un sistema, sin la necesidad de tener que remplazar sus sistema de energía, y tratando de hacerlo dependiente solo de la energía externa proporcionada por medio de algún transductor.

Entonces, el análisis que se muestra a continuación nos dará una idea de lo que se puede utilizar para poderle dar a la interfaz el nombre de completa. Se verán también los módulos de control, sensores y actuadores así como la parte relacionada con el suministro de energía y sus posibles implementaciones en tecnología MEMS.

3.2 Subsistema de energía.

La mayoría de las veces, al ser miniaturizadas las fuentes de energía para diferentes aplicaciones, por ejemplo en el caso de los actuadores, los resultados no siempre son los esperados. En las nuevas tecnologías, lo más necesitado en estos momentos son fuentes de energía pequeñas, duraderas y con un tiempo de vida largo y duradero, en sí el sueño de cualquier sistema. Este tipo de fuentes son indispensables en los microsistemas, pero las condiciones de éstas parecen diferir con el de nuestra experiencia diaria, por lo que son aún, más difíciles de implementar y desarrollar para su aplicación en estos microsistemas. Se puede alimentar a un sistema desde fuera de su estructura, pero trae consecuencias de limitantes en cuanto a su rango de funcionamiento por la dificultad de transmitirle la energía necesaria y limitante en cuanto a espacio de acción, el tener la fuente dentro de el mismo sistema trae consigo limitantes en cuanto al tiempo de vida del suministro de energía, así que se tiene que escoger el mejor sistema de suministro de energía dependiendo de la aplicación.

Existen diferentes tipos de formas de dar energía a los MEMS como son baterías, pila de combustión, por medio de maquinas de combustión interna, capacitores, radioactividad, etc. También los dispositivos MEMS pueden ser alimentados de por medio de láser (fotodiodos), luz (microceldas solares en tecnología MEMS), calor (termopar en tecnología MEMS), campo electromagnético (por medio de una micro inductor de tecnología MEMS), entre otras.

Por ejemplo, procesos como la combustión, que generan energía eléctrica, tiene ventajas sobre las baterías como energía almacenada por unidad de masa, y generación de energía por unidad de volumen, incluso cuando la eficiencia de conversión es baja en el proceso de combustión de energía eléctrica a térmica. Los hidrocarburos por ejemplo, proveen de gran cantidad de almacenaje alrededor de 40 a 50 MJ/kg cuando las baterías de níquel proveen solo unos 0.4MJ/kg , causando así que las fuentes con hidrocarburos, tengan un tiempo de almacenaje 5 veces mayor que las baterías modernas de níquel.

3.2.1 Fuentes de almacenamiento y alimentación de energía para sistemas MEMS.

La siguiente tabla de comparación nos muestra, fuentes de almacenamiento de energía para MEMS.

Tabla 3.6 Ejemplos de fuentes de alimentación [9].

Nombre	Energía almacenada en 1 mm ³	Potencia
Capacitor de potencia	4μJ/mm ³	1μW por 4s
Batería de capa gruesa	1J/mm ³	270μW por 1 h
Batería de capa delgada	2.5J/mm ³	0.7μW for 1 h
Elemento Solar (1x1x0.1mm ³)	-----	0.1mW
Gasolina	300J/mm ³	3mW por un día
180 Ta (Tiempo medio=8h)	≈1MJ/mm ³	34W
178 Hf(Tiempo medio=31 años)	>10MJ/mm ³	160mW

La energía específica (energía por unidad de volumen), de una fuente de energía, especifican el volumen para determinada aplicación. El volumen del empaquetado de la batería es tomado en cuenta en la mayoría de las ocasiones, y que puede ocupar un volumen muy grande para ciertas aplicaciones, por ejemplo, la densidad de energía sobre volumen de las baterías de Litio están entre 240 y 360 Wh/L, así el ánodo de la batería de Litio puede ser combinado con diferentes materiales aplicados al cátodo para obtener voltajes que van desde los 1.5 a los 3.9V. (L= litro).

Las celdas de Litio son ahora las fuentes más utilizadas para microsistemas. Materiales de elementos de combustible y baterías son depositadas ahora en tecnología de Circuitos Integrados, frecuentemente se depositan capas de materiales como Li, TiS₂, V₂ O₅, para la construcción de baterías, las cuales son incompatibles con los procesos de CI. Para esto, existe una solución llamada comúnmente "Papel Energético" que es una capa sólida ultra delgada de Litio. En 1993 fue introducido por Kanebo una batería basada en polímetros PAS (poly-arsenic semiconductor) con un espesor de solo 200μm de espesor y un área activa de 2200 m²/g, la cual tiene también un ánodo y un cátodo, que nos permiten tener hasta 3.3V, lo que equivale a 3 baterías de Níquel Cadmio en serie, desafortunadamente la densidad de energía es de solamente 5.5Wh/L. Micromódulos de 9 celdas conectadas en serie con dimensiones de 1.5 cm² con espesor de 0.8 cm. muestran resultados con rango de 4 a 5 V, y de 3 a 5.5mW [10].

Los supercapacitores por tener ausencia de polaridad, reciprocidad y largo tiempo de vida son considerados como buenos elementos para ser utilizados como fuentes para MEMS, por ejemplo los supercapacitores con densidad de energía de 1.9Wh/L.

Los súper capacitores y las baterías incorporan materiales muy corrosivos y reactivos, haciendo que la tecnología para creación de fuentes este avanzando a grandes pasos, implementaciones híbridas, podrán hacer posible la aplicación de baterías delgadas y supercapacitores en la tecnología de CI.

Existen implementaciones de celdas solares integradas a la tecnología MEMS para la obtención de altos voltajes, pero su eficiencia de conversión de energía es de apenas del 0.2% (Lee), se tienen casos como el de Sakakibara donde se llegan a generar hasta 200V con una celda solar, y con una eficiencia de conversión de 4.65%, en ambos casos el silicio amorfo ha sido utilizado en una estructura fotovoltaica en (*triple-stacked*) generando mas de 2.3V por celda, estas conectadas en serie nos dan un mayor potencial.[11] y [12]. En un futuro no muy lejano se pretende tener eficiencias de conversión de energía mayores de un 30%. Esta tecnología de celdas solares es muy recomendable para la implementación en tecnología MEMS. Por la misma razón de que o se puede tener siempre la fuente de energía de la luz, se tienen que mejorar los rendimientos de este tipo de dispositivos para su mejor aprovechamiento en el tiempo de funcionamiento.

3.2.2 Formas de conversión de energía.

Kimura fabrico un micro transformador optoelectrónico que consiste en una fotocelda (unión p-n) y un transformador helicoidal multicapas, este convierte la energía solar y la de un mismo láser en microondas que pueden ser usadas para alimentar a los MEMS [13]. A continuación se muestran diferentes formas por medio de las cuales se puede obtener energía para el sistema.

3.2.2.1 Térmica.

Una de las formas de alimentar a nuestros dispositivos MEMS son mediante alternancia de calentamiento y enfriamiento de un sólido o líquido integrados en un chip, el cual se trata de aprovechar el calor del medio para hacer que los fluidos, por medio de micro tubos y por medio de micro turbinas se genere nuestra fuente eléctrica. Por ejemplo una micro turbina de $5 \times 5 \times 5 \text{ mm}^3$ nos llega a generar de 10 a 100W/Kg. Con arreglos basados en (*shape memory*) se pueden obtener resultados de 1 kW/Kg. con eficiencias aun 5 veces más bajas, y hasta 600,000 rpm en dichas micro turbinas. Aun así los MEMS llegan a presentar problemas con las diferencias de temperaturas, construcción de estaos dispositivos y el manejo de dichos micro fluidos [14] y [15].

3.2.2.2 Cinética.

Por medio de la energía cinética también se puede obtener resultados favorables, muchos de los relojes de manos usados en la actualidad trabajan con este método, el cual consiste en aprovechar la energía cinética o movimiento de una masa conectada a un resorte el cual a la ora de extenderse, o rotar sobre un eje, y gracias a las propiedades físicas de los materiales como la piezoelectricidad, os provee de energía eléctrica a nuestros sistemas, otros utilizan este movimiento para que por medio de un micro generador con un tamaño bastante considerable entre $5 \times 5 \times 1 \text{ mm}$ aproximadamente [16], tengamos la energía necesaria para poder alimentar dispositivos, (un reloj análogo necesita por ejemplo aproximadamente $0.5 \mu\text{W}$ para funcionar correctamente), también algunos dispositivos llegan a utilizar capacitores para ayudar a reservar energía en el momento de no poder adquirirla por medio de energía cinética.

En la siguiente figura se muestra el funcionamiento de un generador basado en energía cinética, este consiste en una masa m , atado a un resorte con constante k . Cuando el generador se mueve $y(t)$, la masa obtiene un desplazamiento $z(t)$ el cual hace que el transductor d nos genere la energía eléctrica. Este transductor puede ser basado en tres formas de transformación de energía como son: la *piezoelectricidad*, *electromagnéticamente* por medio de la inducción por el movimiento de partes mecánicas por medio de la masa, o *electrostáticamente* por la inducción de u voltaje en un capacitor.

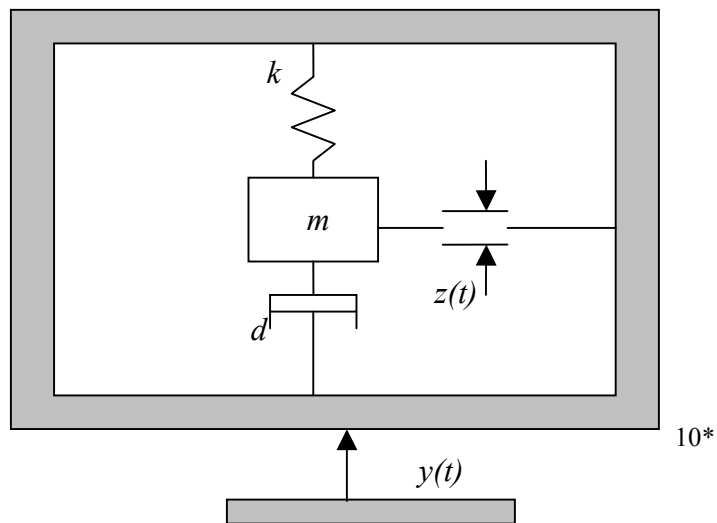


Figura 3.6 Generador basado en energía cinética

De esta forma la energía cinética puede ser utilizada a nuestro favor para aplicaciones en muchísimos campos donde no podemos utilizar baterías para el funcionamiento de nuestros sistemas, por ejemplo implantes biomédicos, sistemas de monitoreo de presión, entre otras [17].

3.2.2.3 Vibración.

Conversión de energía por medio de vibraciones, también es posible por medio de capacitores variables, transductores MEMS, obteniendo así variaciones de voltaje y carga así como con esto, que esta variación sea tomada en cuenta dentro de un sistema de alimentación que esta retroalimentado, que al cambiar los parámetros de funcionamiento, nos provee de mayor energía.

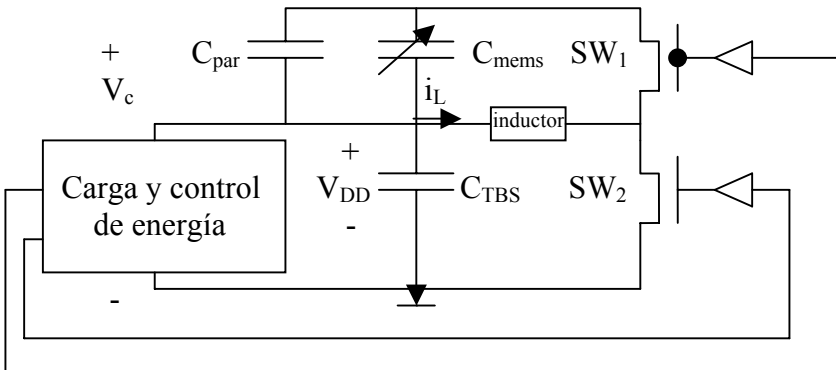


Figura 3.7 Sistema que proporciona energía por medio de la vibración.

3.2.2.4 Combustión.

Una buena alternativa, son las máquinas de combustión en MEMS, por ejemplo las micromáquinas de combustión interna, las turbinas de gas, etc. Aunque en estos casos también se presentan varias dificultades, por ejemplo, en caso de que la cámara donde se lleva a cabo la combustión es demasiado pequeña, las flamas que mueven estas micromáquinas pueden desaparecer y no llevar a cabo su función, además, en si, los tamaños de dichas micro maquinarias son muy importantes para el funcionamiento de estas, lo que nos trae por lo tanto, una limitante para su aplicación y su complejidad en la optimización para su funcionamiento.

Podemos utilizar desde pequeños generadores de turbinas que nos proveen hasta 30 veces más tiempo de energía que las baterías comunes, (por ejemplo en aplicaciones de micro aviones). Incluso son pensados para alimentación de proyectos espaciales donde se necesita gran tiempo de vida de los sistemas. Los materiales utilizados para la construcción y funcionamiento de estas aplicaciones son el Carburo de Silicio, hidrocarburos, metanol, cuarzo, etc.

3.2.2.5 Electromagnética.

En nuestro caso la mejor forma de alimentar nuestros sistemas en tecnología MEMS son de la forma electromagnética, por medio de inducción y transformadores especiales basados en tecnología MEMS. La idea en si es poder transmitir desde un dispositivo base, por medio de la inducción electromagnética la energía al sistema, los datos, y obtener los resultados de regreso. Esto se puede hacer por medio de transductores electromagnéticos que en si serían micro antenas o inductores.

3.2.3 Fuente de alimentación.

Para poder llevar a cabo el diseño de dicho subsistema debemos tomar en cuenta nuestro objetivo principal que es el de resolver el problema de nuestras fuentes de poder o de alimentación; aunque muchas de las aplicaciones basadas actualmente en tecnología MEMS en mayor parte ya se estén construyendo a micro escala, las fuentes mas utilizadas actualmente son pilas, las cuales ocupan un gran tamaño en comparación a nuestra tecnología MEMS, lo que limita en uso las aplicaciones de nuestros sistemas, cabe señalar que no para todos los sistemas existe una solución única, esto dependerá de la aplicación.

Para esto, podemos dividir el problema en tres partes esenciales como son:

- 1) Adquisición de energía
- 2) Almacenamiento de energía
- 3) Aplicación de esta energía

Regularmente, la aplicación de energía a nuestros componentes sensoriales y de actuadores es un problema, ya que al ser generalmente microscópicos, las fuentes de poder llevan a tener una gran cantidad de pérdidas debidas a las interconexiones entre el dispositivo de gran escala y los arreglos de sensores y actuadores a menor escala, llevando a una serie de problemas que van desde interferencia, ruido e ineficiencia de nuestros materiales. Una solución es aplicar la energía por medio de dispositivos basados también en micro escala, lo cual nos permite optimizar el funcionamiento de estas fuentes con sus sensores, reduciendo ruido, aumentando eficiencia, velocidad y la comunicación entre estos dispositivos [18].

Para poder llevar a cabo este propósito es recomendable que nuestra nueva fuente este compuesta de por lo menos cuatro subsistemas o componentes para llevar a cabo su tarea, como lo son como ya se había mencionado:

- a) Una fuente de energía, de preferencia del medio ambiente.
- b) Un dispositivo que se encargue de adquirir la energía del medio y sea capaz de transformarla de tal forma que pueda ser almacenada.
- c) Un dispositivo encargado de guardar esta energía, y tal vez de procesarla para nuestras aplicaciones ya que no siempre podrá estar presente nuestra fuente energética. Un parámetro importante para este dispositivo es la densidad de energía que podrá acumular (preferentemente alta para mayor tiempo de almacenamiento) y la capacidad de carga y descarga (para poder comunicarse efectivamente con el dispositivo de adquisición de energía y entregárselo rápidamente al encargado de suministrarla).
- d) Un dispositivo encargado de suministrar de manera eficiente dicha energía (Parámetros importantes: Potencia, respuesta en tiempo y los requerimientos de voltaje y corriente que nuestro sistema necesite.)

Bloques del sistema.

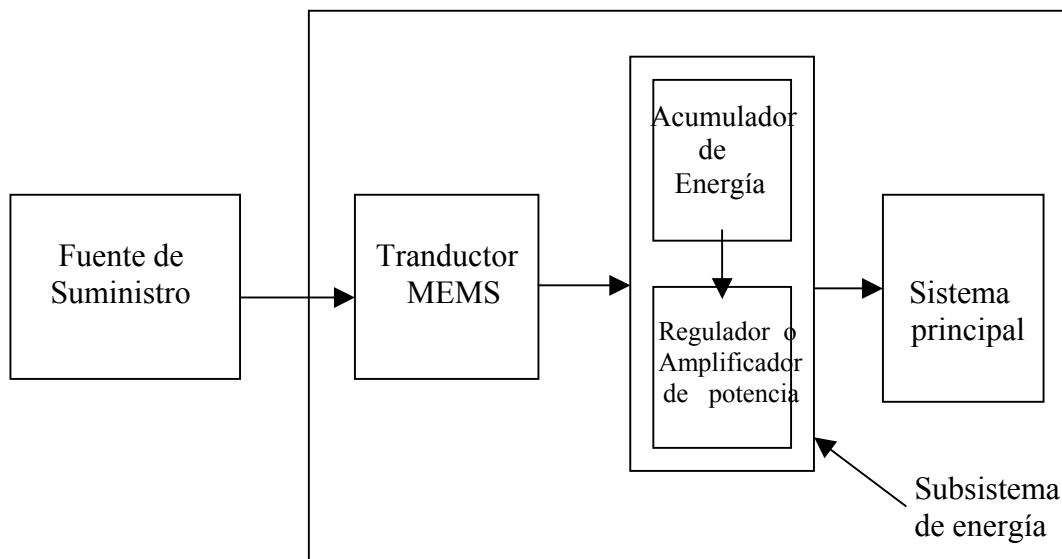


Figura 3.8 Bloques del sistema para la fuente de alimentación [18].

3.2.4 Tabla comparativa de métodos de generación de energía.

Existen diferentes parámetros a considerar y métodos en la construcción de fuentes para los sistemas, a continuación se presenta una tabla que nos muestra dichos métodos, y sus densidades de energía para con ello tener mejores opciones para nuestras aplicaciones.

Tabla 3.7 Métodos de generación de energía [19].

Método de generación de energía	Densidad de energía (Joule/Litro)	Parámetros
Por fisión.	1.5×10^{12}	U235
Reactivos de combustión.	3.5×10^7	Gasolina
Elementos electromecánicos.	2.1×10^6	Li- α V ₂ O ₂
Capacidad calorífica.	8.4×10^5	Agua, $\Delta T=20K$
Calor latente.	1.0×10^5	Refrigerante 11
Elemento de combustible.	6.5×10^3	H ₂ -O ₂ , un átomo
Estiramiento elástico.	6.4×10^3	Resorte de acero
Mov. Cinético traslacional.	3.3×10^3	Guía, $v=24m/s$
Campo Magnético.	9.0×10^2	B=1.5T
Campo eléctrico.	4.0×10^2	E= $3 \times 10^8 V/m$
Diferencia d presión.	7.0×10^1	1 atmósfera, $V_0/V_f=2$
Mov. Cinético (rotacional)	2.0×10^0	3600 rpm. d= 4500 μ m
Potencial gravitacional	5.0×10^{-1}	Guía, h=4500 μ m

Nota: Microbateriaconstruida por Oak Ridge National tiene de densidad de energía 2.1×10^6 J/L.

No solo la densidad de energía es considerada en la construcción de fuentes, también el almacenaje de energía es importante para usarse en los microsistemas. Para ello el volumen juega un papel primordial ya que va relacionado con el almacén de energía, por lo que muchas veces esto trae consigo problemas limitantes de tamaños. A diferencia de dispositivos a macro escala, en tecnología MEMS también se traen consigo problemas de conducción de calor, ya que al ser las dimensiones tan pequeñas cualquier punto afectado en temperatura, proporciona la misma en todo el dispositivo, sin tener la facilidad para la disipación o control del calor como se resolvería en macro. La fricción también es punto a considerar en el desempeño de tecnologías basadas en pequeñas escalas es el problema de la fricción, que trae consigo considerables perdidas, esto se da principalmente en métodos de generación de energía como lo son las basadas en energías cinéticas, tanto traslacional como rotacional. Esto es un punto en contra para llegar a utilizar este tipo de métodos para la creación de micro fuentes, siendo por lo tanto superadas por métodos como los químicos, magnéticos y eléctricos.

3.2.5 Requerimientos de energía de los subsistemas de la interfaz.

3.2.5.1 Sensores y actuadores

Para poder comenzar a escoger el tipo de método para la construcción de una fuente para determinada aplicación, es importante saber que es lo que se va a alimentar, en nuestro caso tenemos que contar con que tenemos que hacer la alimentación del subsistema de procesamiento, transmisión, sensores y actuadores. Por ejemplo, en el caso de actuadores, se tiene que escoger en un primer punto de vista el tipo de actuador con el que se va a manejar, dependiendo esto de sus parámetros como su tiempo de respuesta, fuerza de actuación, y la alimentación que se le da a estos para que funcionen, entre otras. A continuación se muestra una tabla de diferentes tipos de actuadores y sensores.

Tabla 3.8 Actuadores [19].

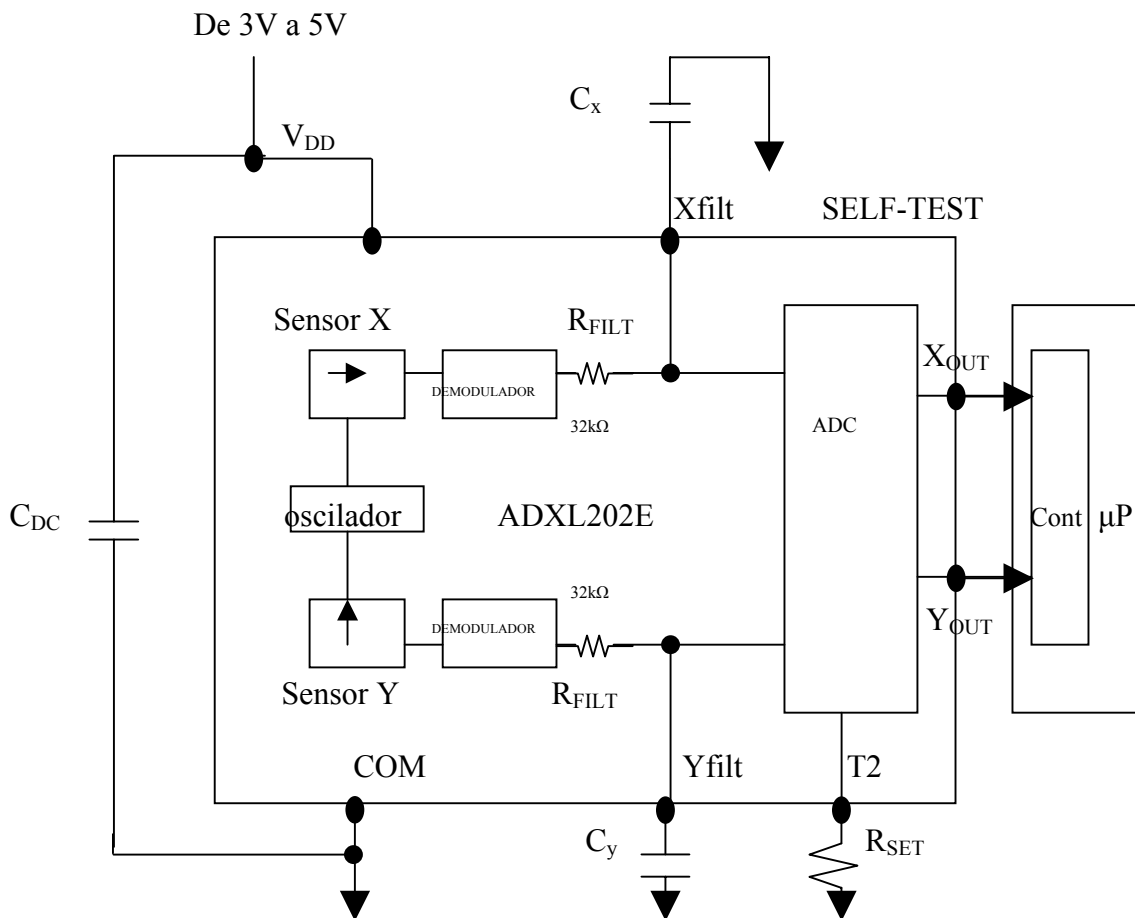
Concepto.	Fuerza de actuación.	Tiempo de actuación (s).	Energía requerida.
Termo-pneumatic.	34kPa	0.03	2.5W
Polímero termo responsivo.	437kPa	0.05	30mW
Arreglo de fase.	100kPa	0.04	1.9mW
Memoria de forma.	150kPa	0.2	0.12A
Tira bimetálica.	50kPa	1.0	0.5A
Calentamiento dieléctrico.	1Pa	0.02	10V@4MHz
Capacitivo.	50kPa	m.d.	2700V
Piezoeléctrico.	25kPa	m.d.	1000V
Electro hidromecánico.	2.5kPa	0.0004	700V
Tensión interfacial.	10kPa	0.002	1V
Magnetos.	50kPa	m.d.	72A
Dos inductores.	50kPa	m.d.	18A
Placa ferromagnética.	50kPa	m.d.	1.4A
Imán permanente	300kPa	m.d.	0.3A

En el caso de los sensores, estos casi no consumen energía, dicha energía es consumida por la electrónica que esta a su alrededor, que se encarga del tratamiento de la señal para su posterior procesamiento. A continuación se muestra una tabla comparativa de diversos sensores de diversas compañías y funcionamiento para darnos una idea de los requerimientos que se pueden utilizar.

Tabla 3.9 Sensores [a*]

Compañía	Tipo	Consumo de potencia	Voltaje requerido	Costo Pieza (dolares)	Formato de salida	Tamaño (mm)	Sensibilidad
Honeywell	Magnético HMC1052	1mA (1.8mW...)	1.8V-20V	\$100	Analógico	3x3x1	1mV/V/Gauss
Philips	Magnético KMZ51	15mA	5-9V	\$10	Analógico	5x4x2	-----
Analog Devices	Acelerómetro ADXL202	0.6-1mA	3-5.25V	\$20 (+100)	Analog or DCO	---	+/- 2g
Colibrys	Acelerómetro MS 7000	170uA a 3V	2.4-5.5V	---	Analog and Digital	---	+/-2g to +/-50g
Texas Instruments	Sensores de luz. TSL250	9-16mA	3-9V	\$6	Analógico	---	---
Siemens	Sens. de luz. BPW33	---	7V	\$11.70	Analógico	---	350nm-1100nm
Shure	Micro condensador. WL93	40μA	2-10V	\$100	-----	-----	-----
Panasonic	Micro Microfono.	0.16mA	2V	---	---	5.7X2.7	---
Analog Devices	Sensor de Temperatura. AD7418	0.5mA	2.7-5.5V	\$1 (+100)	Analógico	---	+/-2°C
Dallas Semiconductor	Sensor de Temperatura. DS1621	<1mA	2.7-5.5V	\$10	Digital	---	+/-1/2°C
Atmel	Sensores de huella digital. FDC4B14	20mW	3.3V	---	Digital	---	8x280
Infineon	Sensores de huella digital.	<60mW	3.3-5.5V	\$50	---	---	224x288
Fujikura	Sensores de presión. XFPM series	1mA	5V	---	Analógico	---	---
Sensirion	Humedad y Temperatura AH31	5μW a 5microW	3.2-5.5V	---	Digital output (SPI)	---	2-100%RH -20/+80 C 0.1C
Honeywell	Humedad HIH-3605	2mA	4-5.8V	---	Analógico	---	0-100%RH

Sensores como acelerómetros o temperatura vienen empaquetados en chips, donde la tecnología integrada incluye ya desde micro relojes, hasta micro moduladores para el tratamiento de la señal, como se muestra a continuación en los siguientes diagramas de bloque:



Donde: Cont es el contador y ADC es analog to duty cycle.

Figura 3.9 Acelerómetro ADXL202E

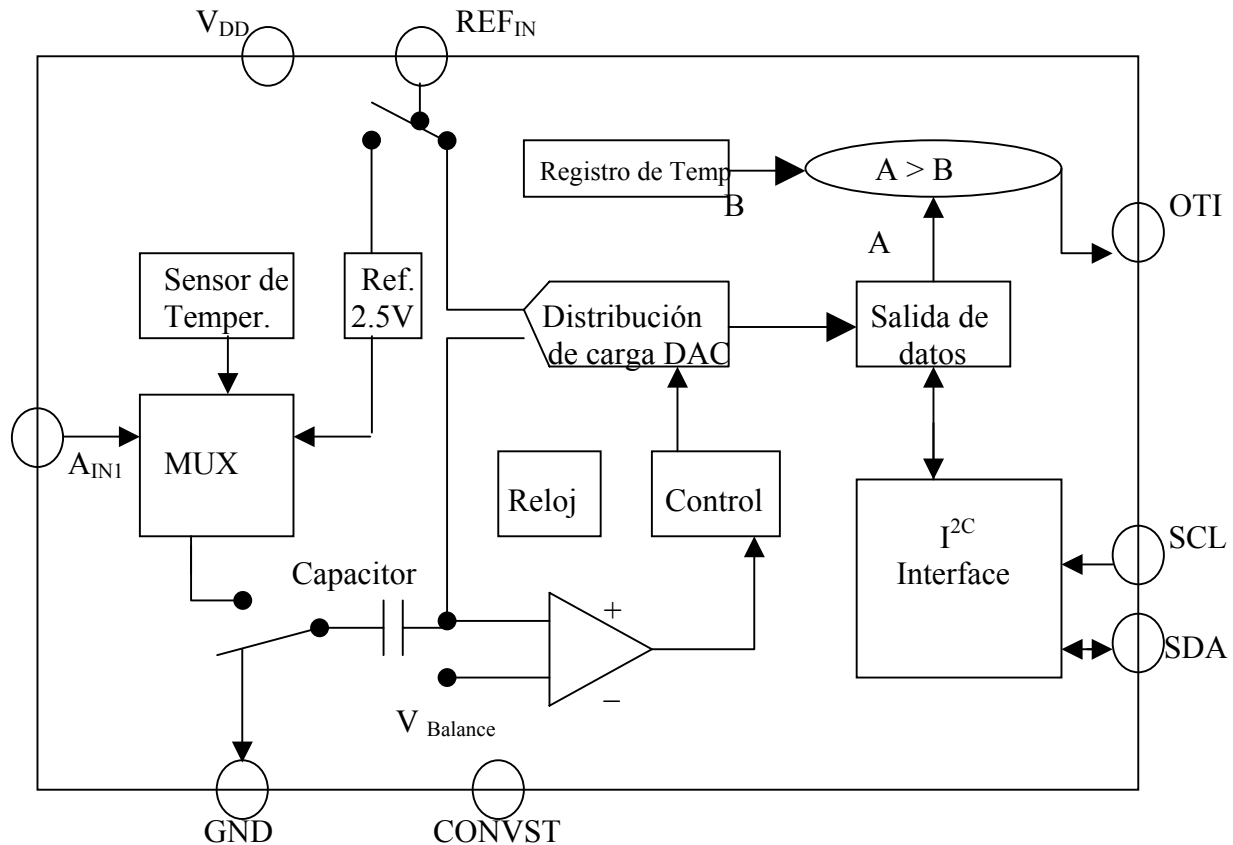


Figura 3.10 Sensor de Temperatura AD7418

3.2.5.2 Subsistema de procesamiento o control.

Dentro del sistema de control o procesamiento de la información recibida por los sensores se tienen diferentes opciones, entre ellas:

- 1) Utilizar un DSP como principal elemento para el procesamiento de las señales.
- 2) Utilizando microcontroladores.
- 3) Utilizar dispositivos básicos para la transmisión y recepción de la señal incluyendo convertidores analógicos y digitales.
- 4) Solamente transmitir la señal censada o actuada sin ningún tipo de procesamiento de la señal.

Para la decisión de con qué dispositivos trabajar, debemos tomar en cuenta parámetros de funcionamiento como potencias y voltajes requeridos, dimensiones de estos para nuestra interfaz, así como compatibilidad con los demás subsistemas adyacentes. A continuación se muestra un análisis comparativo entre diferentes dispositivos a utilizar para este subsistema tomando en cuenta nuestras necesidades de bajo consumo de energía y dimensiones.

La diferencia entre un DSP y un microcontrolador se nota en la complejidad de procesamiento del primero y su utilización para aplicaciones específicas en tiempo real como son video, sonido, y señales que requieren un tratamiento especial en cuanto a modificaciones generales a la señal se refiere, en cuanto a el microcontrolador, este solamente se encarga del aplicaciones menos complejas y específicas para el buen control de la señal. A continuación se muestra una tabla comparativa entre los requerimientos de un DSP y os de un Microcontrolador

Tabla 3.10 Tabla comparativa entre DSP y Microcontrolador [b*].

Familia	DSP				Microcontrolador		
	C54x	C55x	C62x	C67x	MSP4030x		
Modelo	TMS320VC5401	TMS320VC5501	TMS320C6204	TMS320C6712D	F1101A	C1101	F1132
Potencia	100mW	128mW	330mW	250mW	352 μ W	352 μ W	440 μ W
Voltaje	1.8-3.3 V	1.26-3.3 V	1.5-3.3 V	1.8-3.3 V	1.8-3.6 V	1.8-3.6 V	1.8-3.6 V
Corriente	22-30 mA	39mA	100mA	75 mA	Activo:160 μ A Standby:0.7 μ A *RAM:0.1 μ A	Activo:160 μ A Standby:0.7 μ A *RAM:0.1 μ A	Activo: 200 μ A Standby:0.7 μ A *RAM:0.1 μ A
Dimensiones	12X12X1.4mm	15X15X1.4mm	16X16X1.4mm	27X27X2.32mm	6.6X3.10X1.2mm	6.6X3.10X1.2mm	5X5X1mm
Memoria (Bytes)	8K(RAM), 4K(ROM)	32K(RAM) 32K(ROM)	64K (RAM)	64K(RAM) y memoria externa	128(RAM) + flash	128(RAM) + flash	256(RAM) + flash
Frecuencia	50MHz	300MHz	200MHz	150MHz	32KHz Cristal	1KHz Cristal	1Mhz
Compatible	CMOS	CMOS	CMOS	CMOS	-----	-----	-----
Componentes para procesamiento de la señal	DSP+A/D+amplificador+sensores.				Microcontrolador+A/D+amplificador+sensores.		
Consumo mínimo aproximado.	102mW \pm 15%				2.12mW \pm 15%		
Modulación probable.	Digital: ASK,FSK,PSK.				Digital -analógica.		

Ambos DSP y microcontrolador, contienen unidades de CPU, memoria RAM y EPROM/PROM/ROM así como entradas y salidas generales (I/O) en puertos seriales y paralelos, timers, interruptores y controladores. Como podemos observar, el DSP consume mucha mas potencia que un microcontrolador, lo cual nos limita de entrada a trabajar con ellos desde un principio, no obstante, pueden ser implementados en aplicaciones mas complejas donde sea necesario un mayor manejo de la señal.

También tenemos la opción de trabajar sin la necesidad de tener dispositivos de control, y solamente tratar la señal para su transmisión y recepción, para ello podemos hacer un calculo aproximado de parámetros importantes en nuestro sistema, tomando en cuenta algunos de los dispositivos mas significativos para su funcionamiento, como son circuitos con componentes de transformación A/D para la transmisión digital de la señal , solamente circuitos y dispositivos para su transmisión directa en forma análoga, o solo como un dispositivo sensorial que cambia parámetros de nuestro sistema de transmisión para que estos sean detectados en la parte remota. Elementos del sistemas de transmisión como conmutadores o interruptores, filtros, capacitores, micro antenas y perdidas en dispositivos electrónicos o micro conexiones no las tomamos en cuenta hasta el momento pero posteriormente supondremos un calculo aproximado de este para un acercamiento cercano al consumo total del sistema. A continuación se muestran las comparaciones:

Tabla 3.11 Tabla comparativa entre Microcontrolador y Circuitos con componentes A/D[b*].

Familia	Microcontrolador			Circuitos con componentes A/D	
	MSP4030x			Reloj	A/D
Modelo	F1101A	C1101	F1132	ALD1502	ADS1100
Potencia de consumo	352 μ W	352 μ W	440 μ W	100 μ W	750 μ W
Voltaje	1.8-3.6 V	1.8-3.6 V	1.8-3.6 V	2V	2.7-5.5V
Corriente	Activo:160 μ A Standby:0.7 μ A *RAM:0.1 μ A	Activo:160 μ A Standby:0.7 μ A *RAM:0.1 μ A	Activo: 200 μ A Standby:0.7 μ A *RAM:0.1 μ A	50 μ A	90-150 μ A
Dimensiones	6.6X3.10X1.2mm	6.6X3.10X1.2mm	5X5X1mm	6.2X5X1.75mm	3X3X1.45
Memoria (Bytes)	128(RAM) flash	128(RAM) flash	256(RAM) + flash	-----	-----
Frecuencia	32KHz Cristal	1KHz Cristal	1Mhz	2.5 MHz	-----
Compatible	-----	-----	-----	TTL/CMOS	TTL/CMOS
Componentes para subsistema procesamiento de la señal	Microcontrolador+A/D+amplificador+sensores.			Componentes analógico/digital + Amplificadores+sensores.	
Consumo máximo aproximado.	2.12mW \pm 15%			1.8mW \pm 15%	
Modulación probable.	Digital -analógica.			Por pulso.	

Tabla 3.12 Únicamente Circuitos analógicos sin A/D[b*].

Circuitos analógicos sin A/D						
Familia	Amplificadores INA			Comparadores		Reloj ALD
Modelo	118	121	122	LMV 7271	MCP 6541	1502
Potencia de consumo	472 μ W	2.2mW	300 μ W	22 μ W	0.5 μ W	100 μ W
Voltaje	1.35 V	5 V	6 V	1.8V	1.6V	2V
Corriente	350 μ A	450 μ A	50 μ A	12 μ A	0.3 μ A	50 μ A
Dimensiones	0.45X0.45 in	0.45X0.45 in	0.45X0.45 in	3X3X1 mm	2.4X2.1X1.1 mm	6.2X5X1.75mm
Memoria	-----	-----	-----	-----	-----	-----
Frecuencia	800KHz	600Khz	120KHz	-----	-----	2.5 MHz
Compatible	-----	-----	-----	TTL,MOS y CMOS	TTL,MOS y CMOS	TTL/CMOS
Componentes para subsistema procesamiento de la señal	Amplificadores+comparadores+reloj+ sensores					
Consumo máximo aproximado.	1mW \pm 15%					
Modulación probable.	Analógica.					

Tabla 3.13 Sensores [20].

Solo sensores.			
Clase	Acelerómetro	Humedad y Temperatura	MEMS.
Modelo	MS 7000	AH31	SCMC ^{a*}
Consumo de potencia	510 μ W	5 μ W	μ W
Consumo de voltaje	3V	3.2V	3.3V
Formato de salida	Analógico y digital.	Digital.	Analógico.
Tamaño	mm ²	mm ²	100X20X0.6 μ m
Modulación probable	Analógica o digital.	ASK,FSK.	AM
Consumo promedio sensores			

Recordemos que los sensores en sí, no consumen energía, la mayor parte es por la electrónica que se tiene a su alrededor, así pues, como podemos ver en la siguiente tabla, la forma más económica en cuanto consumo de energía se refiere es el de solo trabajar con sensores y el más alto con los DSP, en nuestro caso trataremos de tomar el camino un camino en el cual tengamos el mínimo consumo de energía y tratemos la señal de la mejor forma posible para su transmisión y recepción, tomando en cuenta los parámetros mas importante anteriormente mencionados.

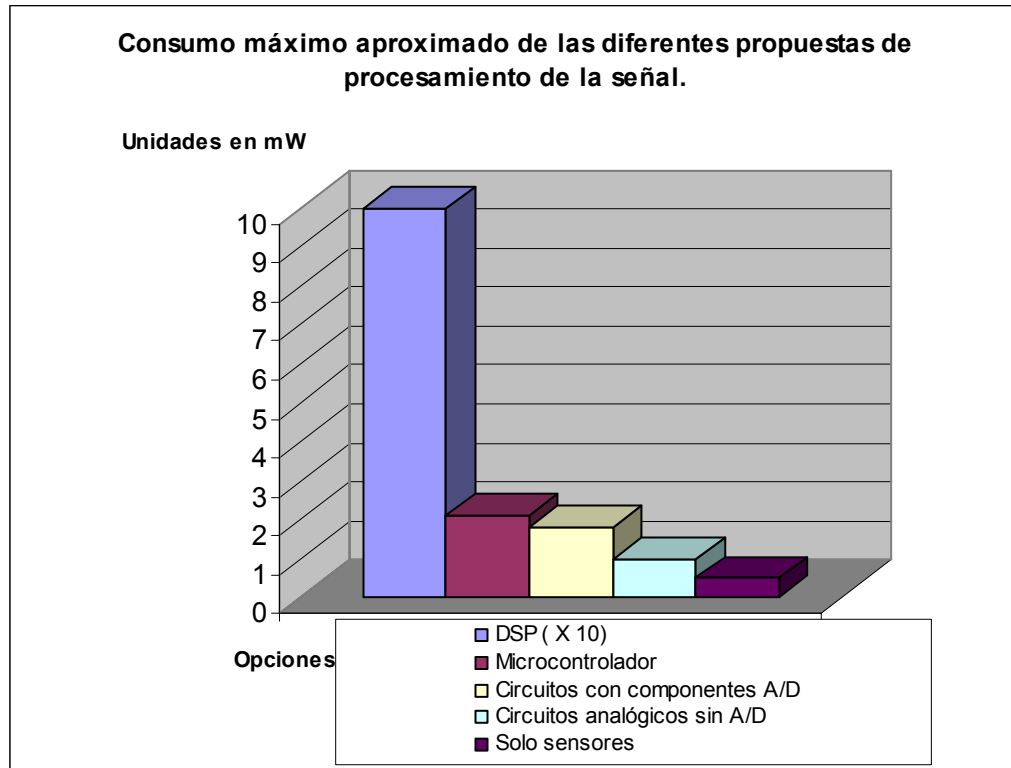


Figura 3.11 Consumos de potencia de las diferentes propuestas.

Ahora, considerando que no necesitaremos la utilización de DSP's ni microcontroladores en nuestro sistema, teniendo una vista general de lo que se puede necesitar en cuanto a consumo con las demás opciones y tomando en cuenta que en el subsistema de transmisión se gaste un porcentaje similar, podemos comenzar a poner parámetros para el diseño de nuestro subsistema de alimentación proponiendo datos como 5V de suministro de voltaje y potencia requerida de mínimo 2mW a 5 mW dependiendo de opción de procesamiento de señal escogida.

3.2.6 Dispositivos en tecnología MEMS para RF.

Recientemente dentro de las comunicaciones modernas, se han introducido micro dispositivos pasivos con altos valores de Q (500-8000) en su funcionamiento capaces de ser integrados en un chip para el mejor aprovechamiento de espacio. Dentro de los dispositivos construidos en tecnología MEMS se encuentran resonadores, capacitores, inductores, interruptor, estructuras mecánicas, entre otras con características como se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 3.14 Dispositivos RF MEMS para comunicaciones.

Dispositivo	Rendimiento	Aplicación
Resonador[21] CC - Beam	Q ~ 8000 a 10MHz Q ~ 300 a 10MHz Rx 50-5000Ω	Osciladores Filtros HF-VHF Mezcladores
Resonador[22] FF - Beam	Q ~ 8000 a de 10 a 1GHz Rx 50-5000Ω	Osciladores Filtros HF-VHF Mezcladores
Capacitor Variable[23]	Q ~ 300 a 1GHz Rx 50-5000Ω Capacitancia 1-4pF	VCO's para frecuencias mayores a UHF Filtros.
Micro inductor[24]	Q ~ 30 a 1GHz Rx 50-5000Ω Inductancia 1-4nH	VCO's para frecuencias mayores a UHF Filtros.
Micro interruptor [25]	20V tiempo de conmutación 5μs	Antenas de arreglos de fase Sintonizadores, etc.

Todos ellos, son diseñados para diferentes aplicaciones en radio frecuencia, en donde, dependiendo de la aplicación, tendrán diferentes requerimientos y parámetros. Cabe mencionar que en esta tecnología se obtienen coeficientes de calidad muy altos, dimensiones pequeñas y costos bajos en producciones a gran escala.

3.2.6.1 Fabricación de micro fuentes en tecnología MEMS.

En si la fuente debe ser capaz de producir el voltaje con el que nuestros sensores y actuadores puedan funcionar, aunque sea difícil de tener estas micro fuentes construidas en tecnología MEMS con los parámetros óptimos para administrar a los sistemas. Por ejemplo a continuación se muestra una comparación de fuentes de energía disponibles de dimensión de 2.5cm de diámetro y 60Hz.

Tabla 3.15 Potencia suministrada por algunas fuentes [19].

Fuente de poder.	Potencia.
Inducción cinética.	1280W
Térmica.	120W
Por vibración.	0.3W
Fluidos.	$1 \times 10^{-3} \text{W}$

Dentro de la tecnología MEMS, la fabricación de la fuente dentro de esta misma tecnología para mejor interconexión y reducción de pérdidas entre dispositivos del mismo sistema es muy importante, esto ya es posible llevar a cabo por los métodos tradicionales de contracción de la tecnología micro, como por ejemplo LPCVD.

En un sistema se puede utilizar el concepto de inductor para capturar energía electromagnética y reenergizar una batería o alimentar a un capacitor que funcione como suministro del sistema. En este caso, el sistema se podría alimentar de forma lejana, tratando de recargar la batería interna que este pueda llegar a tener, por medio de inducción electromagnética, tomando en cuenta que la batería usada en este sistema debería de ser comparable en dimensiones a la tecnología MEMS que es la que se aplicara e la interfaz, con el propósito de no desperdiciar el espacio ganado en tecnología MEMS en la implementación de una batera de gran tamaño.

En el caso de la interfaz inalámbrica completa basada en tecnología MEMS uno de los principales objetivos, es no tener que usar baterías, ni tener conexiones físicas directas y poder aplicar energía desde fuera del dispositivo lejano. Siendo esto muy favorable para diferentes campos de aplicación donde es necesario no tener contacto físico directo con los dispositivos sensoriales y de actuación, como es el campo médico e incluso en el electrónico.

Dependiendo de la tecnología en que se construyan estos dispositivos, los materiales a usar y los parámetros importantes dentro de su diseño, el sistema podrá tener diferentes aplicaciones y utilidades. En el caso de una interfaz con alimentación vía RF se puede tener un esquema donde se muestra por medio del siguiente bloque una idea general del funcionamiento de alimentación y control de sistema de la parte lejana o remota.

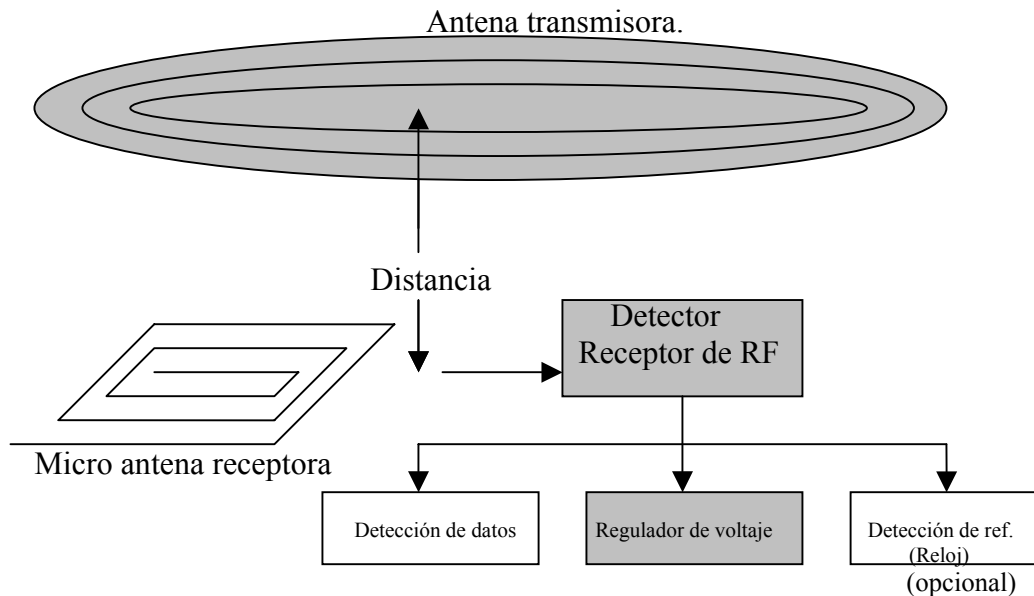


Figura 3.12 alimentación y control de sistema de la parte lejana o remota.

La distancia de transmisión dependerá de la optimización de la antena o inductor, por ejemplo, inductores de alto índice Q de calidad hechos con NiFe u otros materiales y una grande inductancia L, son capaces de recibir gran cantidad de energía, alrededor de decenas de mW con un alcance de unos pocos centímetros. Existen diferentes tipos de dispositivos para la inducción y compatibles con tecnología MEMS. Así pues, dispositivos como el inductor, capacitor y elementos fabricados en tecnología MEMS comienzan a cobrar relevancia para la realización de la interfaz, a continuación se mostrará las posibilidades existentes para la construcción de los dispositivos utilizados en la interfaz inalámbrica para el dispositivo lejano como lo son capacitores, inductores y switch basados en tecnología MEMS

3.3 Fabricación de dispositivos de la interfaz en tecnología MEMS

3.3.1 Inductores en tecnología MEMS.

Tenemos varias formas de fabricación de bobinas compatibles con tecnología MEMS, desde bobinas impresas, hasta en forma toroidal. Dependiendo de la aplicación a realizar, se puede decidir cual es el tipo de construcción que más conviene. A continuación se analizarán dos formas de realización de inductores en tecnología MEMS.

3.3.1.1 Micro inductores en capas múltiples.

Para implantes médicos regularmente se utilizan sistemas de transmisión de datos y energía. Especialmente para micro implantes, las dimensiones son muy importantes y los tamaños que pueden tener estos dispositivos llegan a limitar su aplicación, para ello, como en esta y otras aplicaciones se llega a utilizar tecnología MEMS para su mejor aprovechamiento de espacio. Muchas veces, un solo inductor no es suficiente para satisfacer las necesidades requeridas y menos si se llegan a limitar las dimensiones. En [27] se muestra una forma de disminuir el tamaño y obtener mayor inductancia.

Así pues se llegan a tener inductores de diferentes obleas conectados en serie, lo cual llega a dar como resultado mayores inductancias en áreas más pequeñas, al ser estas obleas capaces de ser dobladas como se muestra a continuación:

Micro inductor, configuración simple.

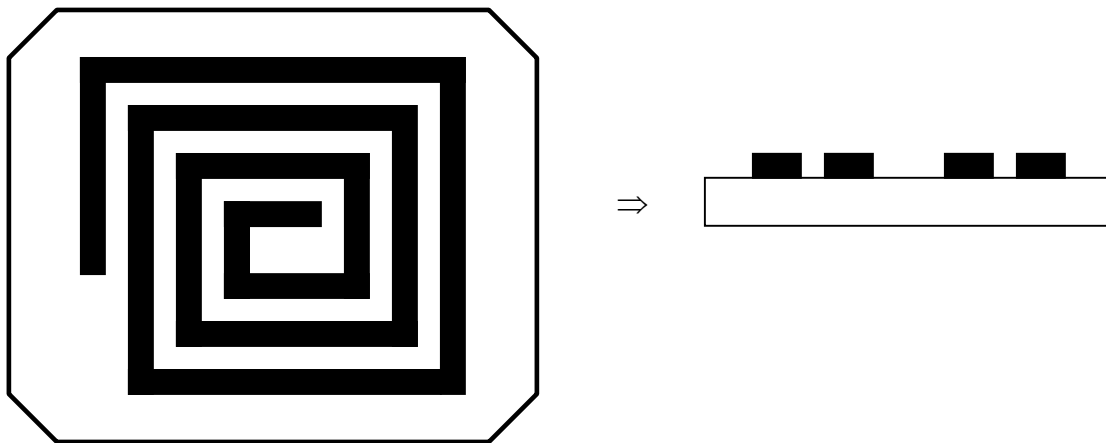


Figura 3.13 Micro inductor, configuración simple. Este es la típica forma de construcción del inductor en tecnología MEMS.

Doble capa, dos inductores conectados en serie.

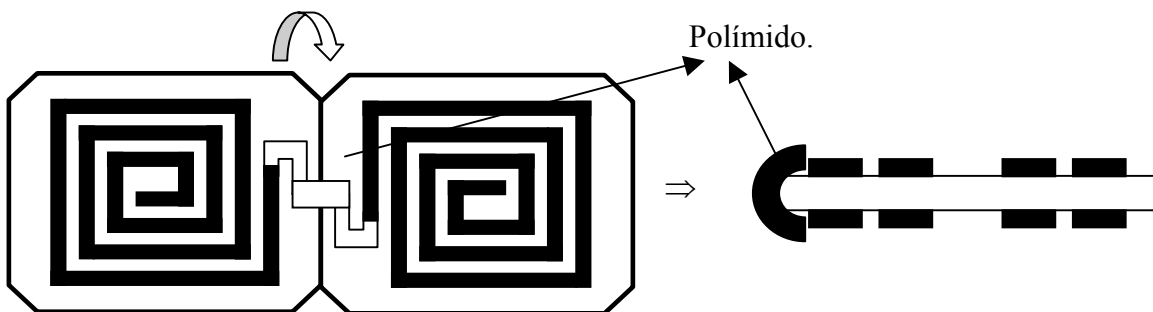


Figura 3.14 Doble capa, dos inductores conectados en serie. En este caso se ponen dos inductores en serie, fabricados en una misma capa de silicio y unidas por un conector o micro cables y polímeros.

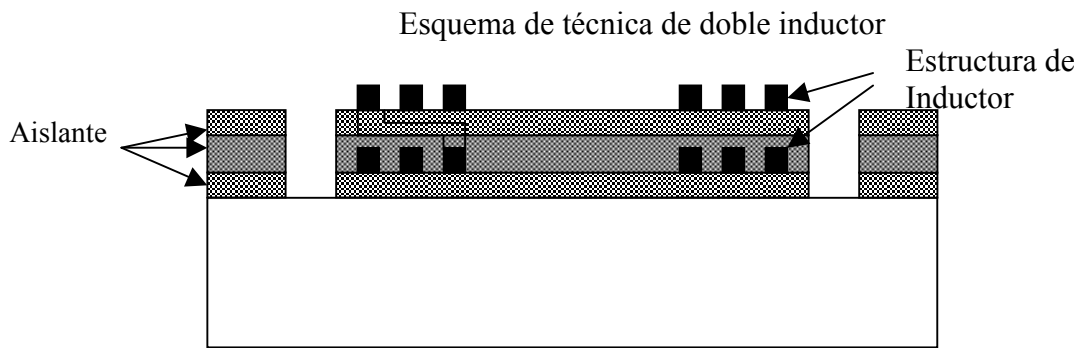


Figura 3.15 Esquema de técnica de doble inductor

Configuración Cuádruple.

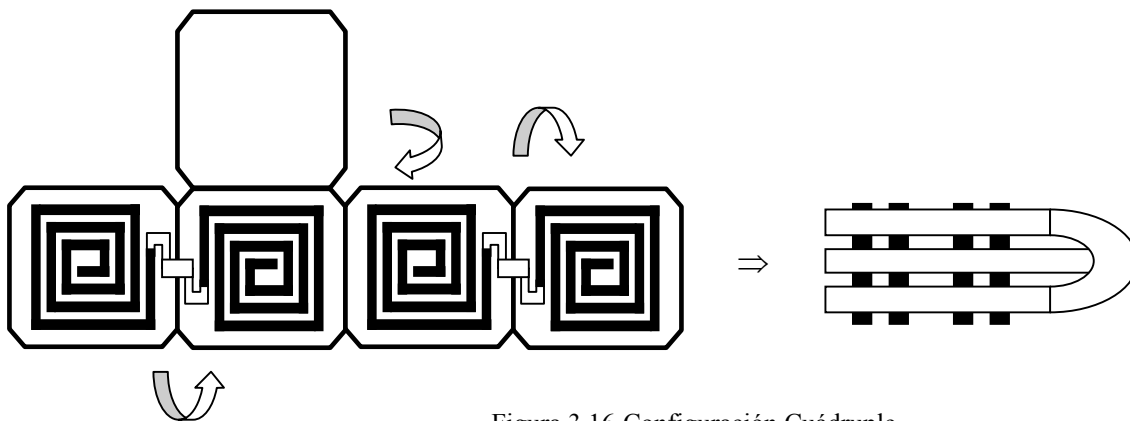


Figura 3.16 Configuración Cuádruple.

Con este tipo de construcciones las inductancias aumentan, pero las resistencias y capacitancias parásitas también lo hacen, la ventaja, es obtener mayores valores de inductancias en una menor área. Dichos tipos de construcciones tienen dimensiones de 6mm de diámetro y unos 20 μ de espesor. El conductor, o las líneas de conducción están hechos de oro, aunque pueden ser hechos de cobre o aleaciones. En el caso de la tecnología de varias capas éstas pueden ser construidas por medio de micro inductores en forma de toroides como se muestra en [27].

Así pues, el cálculo de la inductancia L para este tipo de micro inductor puede ser calculado como por la fórmula de Wheeler [28] dada por:

$$L[\mu\text{H}] = (a^2 N^2) / (0.2032a + 0.2794c)$$

En donde:

- a: Radio del inductor
- c: Anchor del inductor
- N: Número de vueltas.

Basados en esta fórmula, la inductancia de inductores múltiples, está determinada por la suma de las inductancias simples, más las inductancias mutuas, en términos numéricos se puede obtener una aproximación de inductancia en 4 layer multiplicando la inductancia de un solo inductor por 12.4 como factor aproximado de incremento. Por ejemplo, a continuación se muestra la comparación entre inductancias obtenidas con tecnologías de una sola capa y de 4 capas (4 layer). Si se toma en cuenta un radio de 5mm y un espesor de 2mm.

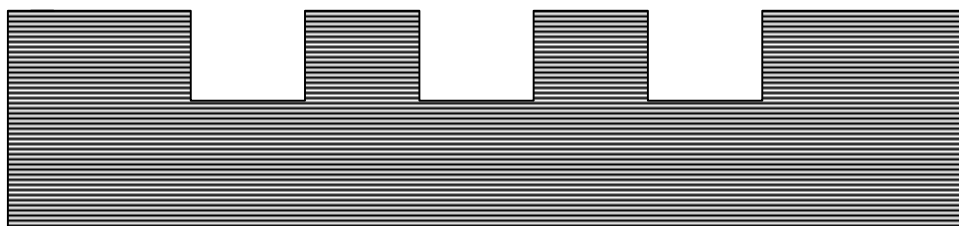
Tabla 3.16 Variación de la inductancia respecto al número de vueltas en el inductor [27].

Número de vueltas[N]	Inductancia 1 layer	Inductancia 4 layer
200	635 μ H	7.87mH
300	1.42mH	17.71mH
500	3.96mH	49.21mH

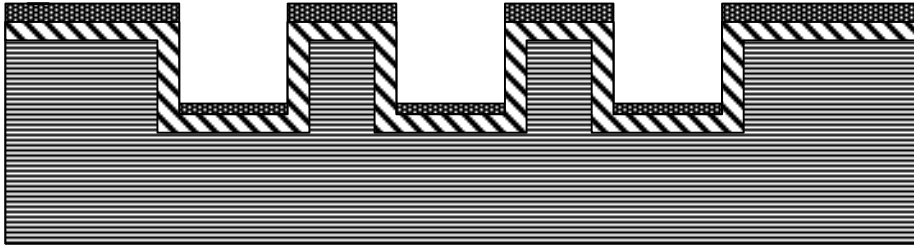
La capacitancia parásita, en cambio, parece ser más complicada aún, ya que depende de la constante dieléctrica del material y las dimensiones de esta.

3.3.1.2 Técnica de deposición eléctrica mediante incrustado.

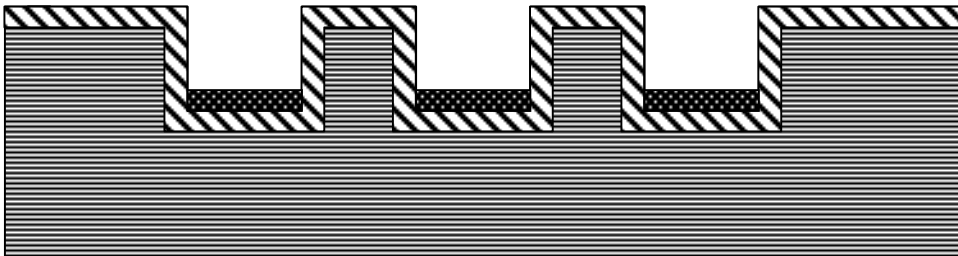
Los micro inductores son bien conocidos por su inherente resistencia interna, la cual limita su aplicación en diferentes sistemas integrados. La técnica llamada electroplating puede incrementar el ancho del material, reduciendo así la resistencia interna de los micro inductores. De cualquier manera, este ancho de las líneas es de apenas unos cuantos micrómetros. El proceso electroplating, a diferencia de el proceso LIGA, no tienen limitantes de dimensiones, que muchas veces en LIGA llegan a ser por arriba de 14mm de largo lo que llega a afectar la reducción de la resistencia interna, y es difícil llegar a dimensiones de 100 μ m de ancho y 10 μ m de espesor. Por medio del método de electro plating mostrado en [29] se pueden llegar a construir micro inductores de cobre de largas dimensiones dentro de substratos de silicio con muy baja resistencia interna comparada con otras tecnologías. En sí, los pasos son los siguientes:



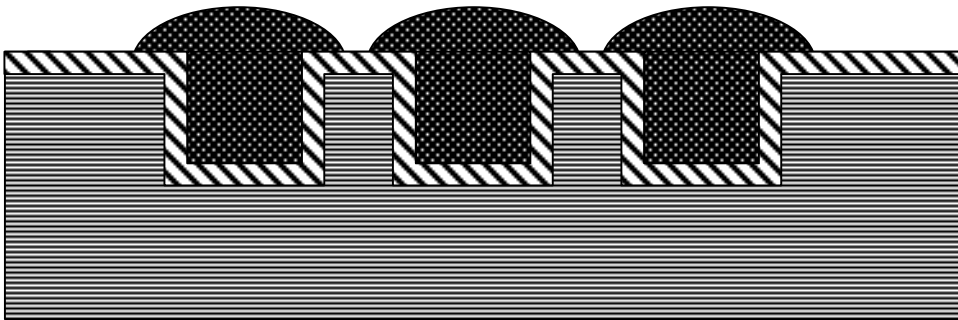
Primero se hacen los huecos dentro del silicio por medio de DRIE (Deep Reactive Ion Etchin), para usarse como moldes en el proceso.



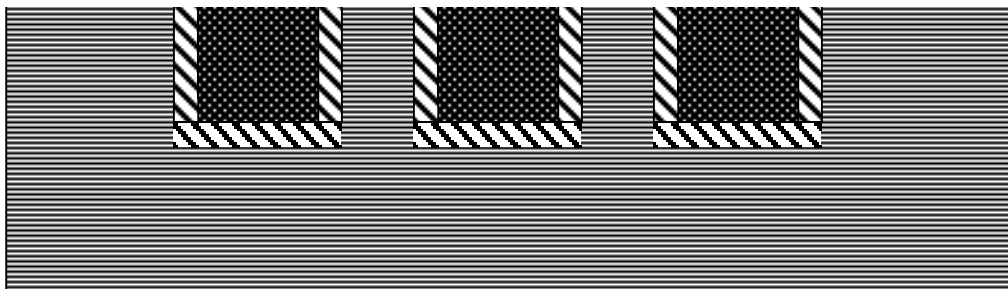
Después de esto, se cubre con una capa de oxido para posteriormente depositar cobre mediante evaporación.



Se realiza el proceso de enmascarado, se remueve el cobre que se encuentra en la superficie.



Se realiza el proceso de electro deposición.



Para finalizar, se pule la superficie para quitar los excesos de cobre obteniendo así el inductor, pudiendo controlar las dimensiones y formas de las paredes de los lados del inductor para controlar su capacitancia parásita.

Es posible obtener variaciones de este tipo de tecnología incorporando, por ejemplo, dividiendo las líneas del inductor por polímeros, líneas de aleación de NiFe e incluso poniéndoles un núcleo, como se muestra a continuación.

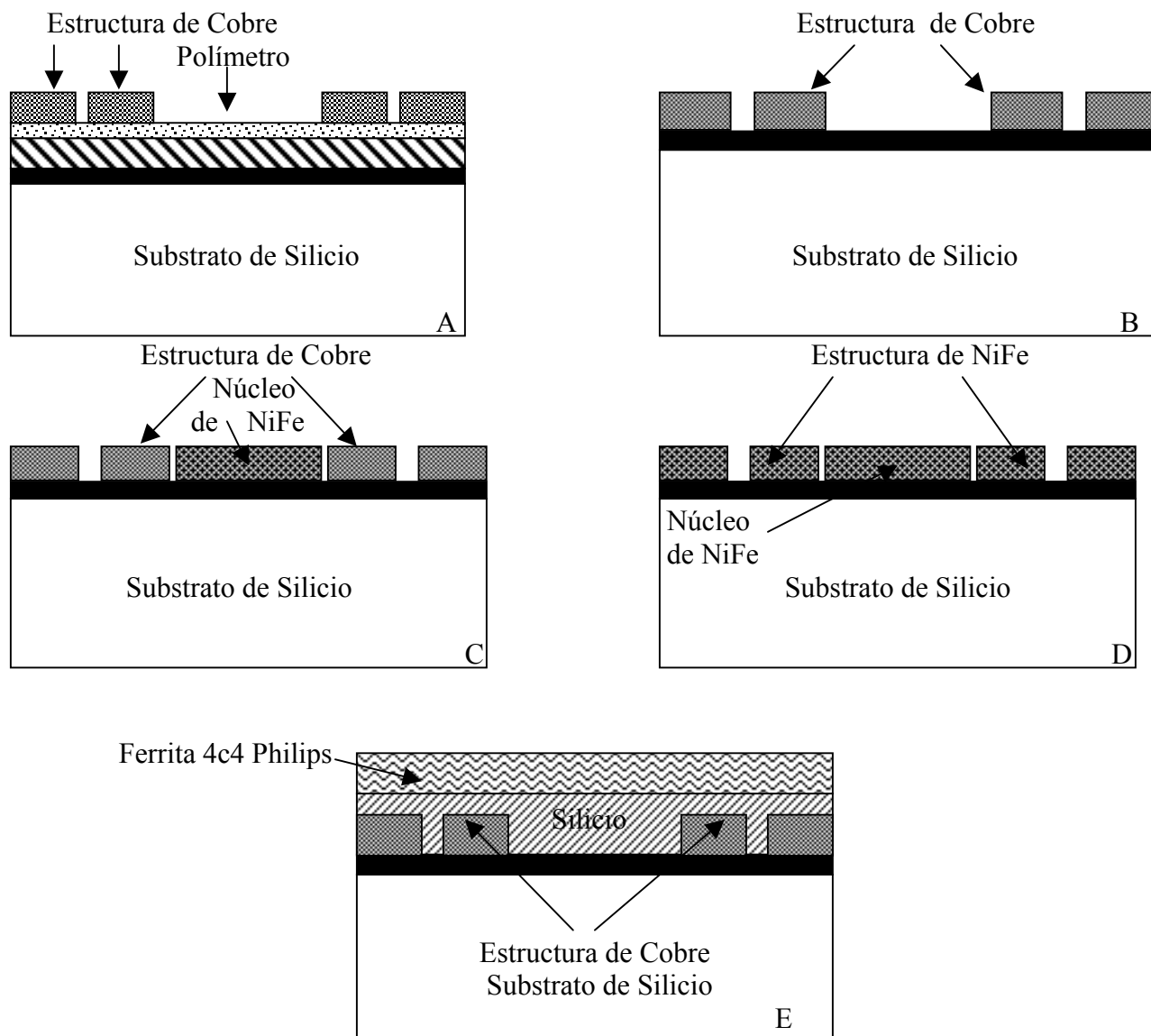


Figura 3.17 Inductores con diferentes núcleos y materiales.

Donde C obtiene valores mayores de Inductancia y Q mejores debido al acumulamiento de líneas magnéticas dentro del núcleo, como se muestra a continuación.

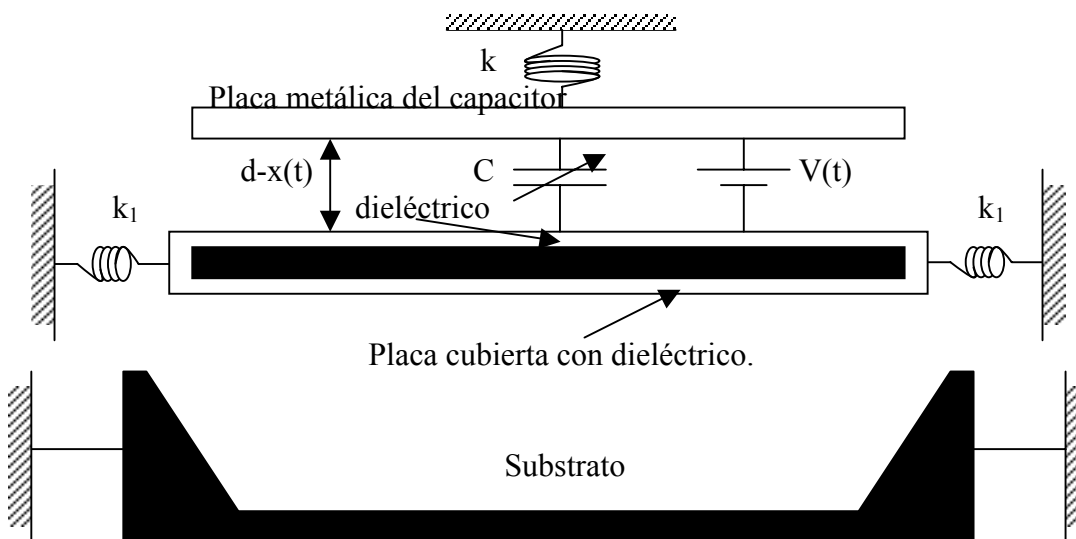
Tabla 3.17 Comparación de los diferentes diseños de inductores [30].

Diseño	A	B	C	D	E
Inductancia	2.70 μ H	0.95 μ H	0.99 μ H	9.0 μ H	2.91 μ H
Resistencia.	10 Ω	9.6 Ω	9.6 Ω	160 Ω	10 Ω
Q(ft=4MHz)	6.6	2.5	2.6	1.4	7.3

3.3.2 Diseño de Capacitores.

La tecnología MEMS tienen la capacidad de realizar capacitores variables y fijos con un desempeño superior a los diodos varactor en áreas con no linealidades y pérdidas. Dichos capacitores MEMS están compuestos por platos paralelos y cierto dieléctrico entre ellos, los variables tienen también actuadores electrostáticos con diferentes configuraciones, para realizar su desplazamiento entre placas para variar su capacitancia, la cual, dependiendo de la construcción, llagan alcanzar un rango teórico máximo de variación de un 50% debido al colapso que puede tener la estructura al incrementarse demasiado el voltaje pull-in de los actuadores [34]. Muchos de estos capacitores ya tiene tecnologías específicas para su diseño en Software como lo es los capacitores diseñados con tecnología Metal MUMP's, la cual esta disponible en software como Coventor [35].

En el caso del capacitor variable, éste puede ser representado por el siguiente esquema:



En donde:

d : distancia entre placas
 $V(t)$: Voltaje de actuación

C : Capacitancia
 $x(t)$:Desplazamiento por el voltaje de actuación.

k, k_1 : Constante de resorte

Figura 3.18 Modelo teórico del capacitor.

Este consiste en dos placas móviles, una cubierta con un dieléctrico para evitar corto circuito e incrementar la capacitancia ente ambas, así como para evitar la ruptura dielectrica en caso de voltajes elevados. Cuando el campo eléctrico es muy intenso, en el material dieléctrico los electrones ligados de las moléculas son eventualmente liberados, desplazándose por el material en el caso de sólidos; o las moléculas son ionizadas en el caso de líquidos y gases, ocurriendo un desplazamiento de iones, convirtiendo al material en conductor; en cualquiera de los casos el fenómeno se conoce como "ruptura dieléctrica".

El campo eléctrico máximo que soporta un dieléctrico, antes de conducir, se le llama rigidez o resistencia dieléctrica. La forma en que se determinan experimentalmente los valores de las resistencias dieléctricas depende del tipo de electrodos utilizados.

Dichas pacas son movidas por los actuadores variando así la intenciadad de las capacitancia. En el caso de capacitancias fijas los platos se dejan sin movimiento. Así pues, dependiendo del material entre placas, la capacitancia queda multiplicada por la constante dieléctrica K_E [36] y [37].

$$C = \kappa_E \frac{\epsilon_0 A}{d}$$

Donde:

A: Área de las placas. d: distancia entre las placas ϵ_0 : permitividad del aire

A continuación, se muestra la constante dieléctrica y Rigidez eléctrica de algunos materiales, para el calculo de las capacitancias.

Tabla 3.18 Constantes dieléctricas y rigidez dieléctrica de materiales usados para la realización de capacitores.

Material	Constante dieléctrica K_E	Rigidez Dieléctrica $E_{M\acute{a}x}(x 10^6 \text{ V/m})$
Óxido de ferroso	14.2 (a 298 °K)	6
Vidrio	3.8 – 9.5 (a 298 °K)	9.8 - 13.8
Vidrio Pyrex	4.7	13
Mica (K,H)Al ₃ (SiO ₄) ₃	5.4 (a 299 °K)	11.8
Teflón	2.1	60
Neopreno	6.6 (a 298 °K)	12
Polietileno	2.3 (a 293 °K)	18
Poliestireno	2.6 (a 298 °K)	24
Porcelana	6.5	4
Cuarzo (SiO ₂)	4.3	-----
Cuarzo fundido	3.75 – 4.1	470 – 670
Cloruro de sodio	5.9 (a 298 °K) 5.45 a (4.2 °K)	150

Madera	2.5 - 8.0	~14
Papel	3.7	12
Alcohol etílico	28.4 (a 273 °K)	-----
Aceite de transformador	2.24	110.7
Agua (destilada)	80.100 (a 293.2 °K)	65 – 70
Triclorometano (Cloroformo) (CHCl ₃)	4.8069 (a 293.2 °K)	-----
Estireno (C ₈ H ₈)	2.4737 (a 293.2 °K)	-----
Aire (seco, libre de CO ₂ , 1 atm)	1.0005364	3.0
Aire (100 atm)	1.0548	
Argón (Ar)	1.0005772	0.56
Hidrógeno (H ₂)	1.0002538	1.55
Helio (He)	1.0000650	0.46
Nitrógeno (N ₂)	1.0005480	3.09
Neón (Ne)	1.00013	0.49
Oxígeno (O ₂)	1.0004947	0.46
Ozono (O ₃)	1.0017	-----
Monóxido de carbono (CO)	1.00065	3.16
Bióxido de carbono (CO ₂)	1.000922	2.60

De acuerdo a los valores mostrados en la tabla anterior, la capacidad para almacenar carga aumenta en un factor K_E . Para el caso de tecnología MEMS, no todos los materiales se pueden utilizar, en [38] se muestran las características de materiales utilizados en tecnología MEMS para dicho propósito como los son cuarzo, polímeros, Nitridos, entre otros.

Los voltajes aplicados a estos tipos de dispositivos van desde 0 a 40V dependiendo de su aplicación, y trabajan en rangos de frecuencias de 1- 1.5GHz con una sintonización bastante aceptable. Entonces, existen diferentes diseños en tecnología MEMS para construcción de capacitores, que dependiendo de su tamaño, dielectrico y distancia nos proporcionará la capacitancia necesitada para la aplicación requerida. Para más información sobre el diseño y pasos a seguir en la construcción de capacitores basados en tecnología MEMS, [39] muestra un análisis muy completo acerca de las ventajas que se tiene al trabajar con capacitores en esta tecnología.

3.3.3 Interruptores.

3.3.3.1 Interruptores en tecnología MEMS.

Los interruptores basados en tecnología MEMS son dispositivos que utilizan el movimiento mecánico para alcanzar un circuito abierto o cerrado (cortocircuitos) ya sea en una línea o para la conmutación de una antena [40]. En telecomunicaciones, los switches requieren un largo rango de funcionamiento dinámico cuando están encendidos y apagados, esto es, cuando están encendidos o en estado ON, requieren mínimas pérdidas, y cuando están apagados, bajas capacitancias parásitas, cabe mencionar que estos parámetros dependen de la construcción particular del Switch.

Las primeras versiones de interruptor basadas en tecnología MEMS fueron realizadas para los usos de baja frecuencia en los años 80. Entre los años de 1990 y 1991, bajo ayuda de DARPA, el Dr. Larry Larson en los laboratorios de investigación de Hughes en Malibu, California, desarrolló el primer interruptor basado en tecnología de MEMS diseñado específicamente para los usos de la microonda y radio frecuencia [57] con voltajes de actuación de 80 a 200V. Aunque al principio no era muy confiable, el interruptor demostró funcionamiento excelente hasta 50 GigaHertz. Aun así, ese funcionamiento era mejor que cualquier otro dispositivo de Switcheo que se podría alcanzar usando los dispositivos de galio/arsénico (GaAs) en esa época.

En nuestros días estos interruptores tienen dimensiones entre los $200\mu\text{m}$ y 20μ de largo y $10\mu\text{m}$ de ancho y $2\mu\text{m}$ de espesor, y voltajes de actuación menores de 5 voltios sin ser estas dimensiones reglas generales, ya que diferentes construcciones de interruptor pueden variar las longitudes dependiendo de la aplicación y parámetros a conseguir. Los interruptores basados en tecnología MEMS, regularmente son diseñados para no tener un contacto directo entre metales, para ello se prefiere utilizar un contacto inductivo, dependiendo esto del tipo de señal con la que se trabaja, frecuencias a utilizar, si se tienen componentes de DC o si se desea disminuir pérdidas por resistencia, pérdidas por inserción, etc. Por ejemplo, en un interruptor que trabaje por debajo de los 4GHz el efecto de piel puede considerarse como insignificante ya que son mayores las pérdidas resistivas, por lo que para disminuir estas pérdidas resistivas son utilizados mayores espesores en las líneas por donde viaja la señal. El ancho, también juega un papel importante ya que al aumentarlo, disminuyen las pérdidas por inserción pero pueden aumentar las capacitancias parásitas. Muchas veces, el aislamiento del interruptor en estado apagado, depende de la Capacitancia entre las líneas de la señal y el sustrato, dicho sustrato puede actuar como conductor o semiconductor, por esa razón el sustrato como el GaAs llega a ser escogido para aplicaciones de RF en los interruptores.

La Capacitancia parásita puede ser disminuida al alejar las líneas de señal de su contacto regularmente localizado en brazos de vigas, aunque al hacer esto, se llega a incrementar el voltaje requerido para la conmutación, esto es, como el brazo donde esta la línea de contacto llega a estar fijo, se requiere un voltaje de actuación que haga que el brazo se mueva, esto llega a ser mas fácil incrementando el área de Capacitancia, aunque esto implique mayor masa y cambio en el tiempo de conmutación.

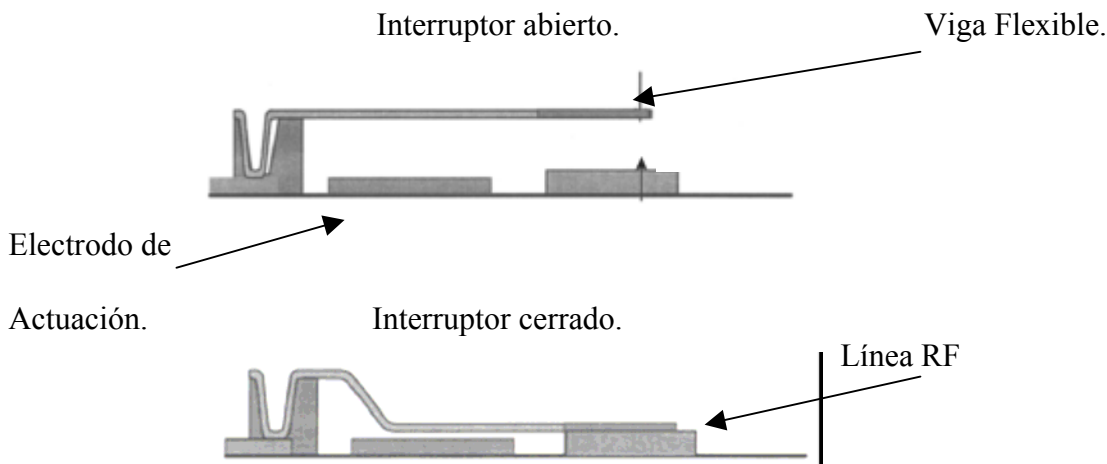


Figura 3.19 Switch basado en tecnología MEMS [56].

Antes de 1995, el centro de la ciencia de Rockwell y Texas Instruments habían desarrollado los interruptores basados en tecnología MEMS ya fuera de laboratorio para su comercialización, el interruptor de Rockwell era un interruptor con contacto metal-metal, conveniente para la C.C. a los usos 60-GHz, en cambio el interruptor de Texas Instruments era un interruptor capacitivo del contacto, para aplicaciones de los 10 a 120-GHz.

Hasta el año de 1998, la universidad de Michigan, así como la universidad de California, Berkeley, los laboratorios del MIT Lincoln, la universidad de Colombia, Northrup Grumman, y otras compañías, trabajaban ya activamente en los dispositivos del RF en tecnología MEMS, y hasta el año 2001 más de 30 compañías trabajaron específicamente en dicha área.

Para el funcionamiento de un interruptor MEMS se tiene que tomar en cuenta dos cosas: el sistema mecánico y el eléctrico. Para obtener la fuerza requerida para el movimiento del interruptor, la mayoría de las estructuras electrostáticas utilizan campos eléctricos de actuación. Estos Switches electrostáticos MEMS pueden ser utilizados en circuitos del RF hasta 100 gigahertz.

Los interruptores MEMS han demostrado la conmutación confiable al llegar a tener hasta 60 mil millones ciclos. En cuanto a la configuración eléctrica en la que se puede usar, los interruptores MEMS se pueden usar tanto en configuraciones en serie como en paralelo, así como llevar a cabo un contacto metal-metal o un contacto capacitivo.

Aunque en sí, la construcción del interruptor en tecnología MEMS llega a ser barato, el empaquetado de este llega a ocupar hasta un 95% de su costo total, dependiendo del método del empaquetado, por ejemplo si se requiere hacer el empaquetado en condiciones herméticas o cercano-herméticas.

Las áreas de aplicación actuales para los interruptores en tecnología MEMS se tienen en aplicaciones como en sistemas del radar, sistemas de comunicaciones para satélites, radio etc. Los interruptores de MEMS también han utilizado en dispositivos como resonadores, micro-espejos, sensores de inercia, osciladores y amplificadores de baja potencia y ruido entre otros. Pero, ¿Qué beneficios trae consigo la implementación de interruptores basados en tecnología MEMS en comparación con diodos PIN o FET?

Tabla 3.19 Ventajas de los interruptores MEMS sobre interruptores como diodos PIN o FET [41]

Parámetro	Interruptor MEMS	Diodo PIN	FET
Voltaje de control (V)	3-80	~5	~5
Corriente(mA)	0	~20	0
Potencia(mW)	~0.1	10-100	~0.1
Frecuencia de corte(THz)	80	4	2
Aislamiento(1-40GHz)	Muy alta	Media / Alta	Media /Baja
Pérdidas por inserción(dB)	~0.2	~1.2	~2.5
Tiempo de Switcheo	~200 μ s	~100ns	~100ns

Los interruptores MEMS exhiben una disipación muy pequeña de la energía respecto a los diodos PIN y FET. Los interruptores electrostáticos MEMS requieren de 3 a 80 voltios (dependiendo del interruptor) como voltaje de actuación, pero requieren muy poca corriente. Por lo tanto, el consumo de energía en estos interruptores es similar a los interruptores del FET.

Los interruptores MEMS, tienen una resistencia extremadamente baja y una capacitancia también baja. Los interruptores MEMS tienen también un amplio rango de trabajo con una frecuencia de superior de corte, 30 a 40 veces más arriba que puede ser obtenido con tecnología del GaAs llegando a tener la frecuencia de corte de hasta unos cuantos THz. También los interruptores del MEMS exhiben un aislamiento más alto y bajan pérdida de la inserción que los interruptores Diodo PIN, que los hace particularmente atractivos para los usos de alta frecuencia. Los interruptores MEMS también tienen ciertas desventajas con respecto a FET o diodo PIN, los interruptores de MEMS tienen velocidad más lenta de la conmutación. La velocidad de conmutación de los interruptores MEMS es típicamente de una décima a algunos cientos $\frac{1}{4}$ sec, cuando la velocidad de conmutación de los interruptores diodo PIN o del FET es una décima de nanosegundos. Los interruptores del RF MEMS también tienen una orden de una capacidad de energía-dirección más baja de magnitud que los interruptores del diodo. Existen varios tipos dos tipos de interruptores diseñados para tecnología MEMS, como se verá a continuación.

3.3.3.2 Tipos de interruptores en tecnología MEMS.

En tecnología MEMS existen diferentes tipos de configuración de interruptores tanto en paralelo como en serie [58], aunque regularmente los mas utilizados son los switches en serie por su menor complejidad y buenos resultados en el dominio de las microondas, incluso trabajando por arriba de los 4GHz[59].

Representación de Interruptores en serie y paralelo.

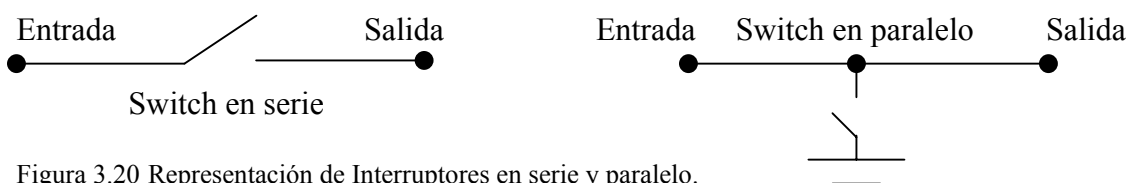
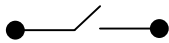




Figura 3.20 Representación de Interruptores en serie y paralelo.

En el caso de los interruptores en serie, dependiendo de la construcción, materiales y diseño se podrán tener mejoras en los diversos parámetros para su aplicación, como se muestra en la siguiente tabla comparativa de tres diferentes tipos de interruptores implementados en tecnología MEMS.

Tabla 3.20 Comparación de diferentes diseños de interruptor en tecnología MEMS

Interruptor #1 J.Jasón Yao y M. Frank Chang [60]	Interruptor #2 Joachim Oberhammer y Göran Stemme[61]	Interruptor #3 Peroulis, Sarabandi y P.B. Katehi[62]
Trabaja en frecuencias de DC a 4GHZ	Trabaja en frecuencias de DC a 15GHZ	Trabaja en frecuencias de DC a 40GHZ
Resistencia de 0.22Ω	Resistencia de 0.65Ω	Resistencia de 0.7Ω
Voltaje de actuación de 28V aproximadamente	Voltaje de actuación de 12-15.8V aproximadamente	Voltaje de actuación de 14V aproximadamente
Capacitancia parásita de unos cuantos fF	Capacitancia parásita de unos 5fF aproximadamente	Capacitancia parásita de unos 6-30fF aproximadamente
Hecho de aluminio, SiO ₂ , oro, GaAs	Hecho de oro, SiN, HRSS, Substrato de silicio, CF ₄ , O ₂	Hecho SiO ₂ , SiCr, Si ₃ N ₄ , plata, polímeros, CO ₂
Pérdidas Inserción 0.1dB Aislamiento eléctrico -50dB a 4GHz	Pérdidas Aislamiento eléctrico -45dB	Pérdidas Inserción 0.1dB a 0.2 Aislamiento eléctrico -28dB De 2GHz a 40GHz
Complejidad de construcción Regular alta	Complejidad de construcción Alta	Complejidad de construcción Regular alta
Estado de inicio. Abierto 	Estado de inicio. Cerrado o abierto. 	Estado de inicio. Cerrado 
Ventajas. Diseño común, baja resistencia, y baja potencia de uso.	Ventajas. Diseño novedoso, bajas pérdidas y bajas capacitancias parásitas.	Ventajas. Sencillo funcionamiento, fácil construcción, trabaja en altas frecuencias
Desventajas. Estado abierto en un inicio.	Desventajas. Complicada fabricación.	Desventajas. Estado cerrado.

En nuestro caso las ventajas que se tienen al implementar Switch con tecnología MEMS se ve desde el punto de vista de bajo consumo de potencia, total aislamiento al tener como método de conmutación la separación mecánica de las líneas, y gran rango de frecuencias con las cuales trabajar.

Conclusiones.

La ventaja que se tiene en una interfaz inalámbrica en comparación con una alámbrica, es la movilidad, colocación y aplicación que se puede llegar a tener. A partir de la aplicación de la interfaz, las normas de la región en el mundo a utilizar y las posibilidades de la tecnología que se tienen para su implementación, se deciden los rangos probables de frecuencias o diversas formas de transmitir y recibir la información en la interfaz. Para este caso, dichas especificaciones estarán dictadas por la aplicación y tecnología a utilizar, despreciando un poco las normas a seguir tomando en cuenta que aun no se implementará en cierta región para su utilización. Por otro lado, nuestro objetivo es diseñar la interfaz inalámbrica como interfaz completa inalámbrica debido a que queremos que dicha interfaz, por lo menos el dispositivo lejano, sea alimentado de forma externa inducida (sin depender de pilas) o por otro tipo de alimentación inalámbrica. Así pues, a partir de lo visto en este capítulo, se llega a la conclusión de que la mejor forma de limitar el análisis de la interfaz completa inalámbrica es, por un lado, transmitir información de control y energía de alimentación desde un dispositivo base a uno lejano así como recibir la información sensada o actuada por dicho dispositivo, por medio de un mismo canal. Tomando en cuenta que una forma más apropiada de alimentación del dispositivo lejano es por medio de un transductor (un inductor) inducido de forma electromagnética, que cargue a un capacitor que nos sirva como suministro de alimentación para el sistema, de igual forma, por este mismo medio se tenga la transmisión de información. Esto, sin dejar de tomar en cuenta, los principales problemas de usar un inductor como antena de la señal y energía electromagnética, lo cual trae consigo limitaciones como las distancias posibles con las que se puede trabajar y posibles tamaños de dichos inductores, como se verá más adelante.

El dispositivo lejano es de especial interés en sus módulos o subsistemas, ya que éste, está limitado para aplicaciones en donde se requieran pequeñas dimensiones y bajo consumo apoyándose en la tecnología MEMS. Así pues, existen diversas formas de implementar dicho dispositivo lejano, dependiendo de la función que se requiera para éste, desde procesamientos y transmisiones complejas en donde se necesite procesar la información desde el dispositivo lejano, hasta en las que se necesite solamente sensor señales de baja frecuencia y ser transmitidas al dispositivo base. Tomando en cuenta esto, nosotros nos limitaremos a analizar dos casos, viéndolo desde el punto de vista el valor de la energía de alimentación del dispositivo lejano: el primero, utilizando un microcontrolador y el segundo, utilizando solamente sensores y elementos analógicos para la transmisión de la señal.

Para ello, elementos como lo son: capacitores, el inductor para transmisión y recepción de la señal, interruptores utilizados para la conmutación de la transmisión, así como sensores y actuadores del dispositivo lejano estarán basados en tecnología MEMS para mayor optimización de energía y tamaño en el dispositivo de la interfaz. Los sensores y actuadores, quedarán solamente señalados que son fabricados en tecnología MEMS, sin entrar en su elaboración, pero elementos como el inductor y capacitor, así como el interruptor serán mas detallados en los siguientes capítulos. Dichos dispositivos dependerán del análisis que se tenga en el subsistema de alimentación de la interfaz completa, la cual se analiza en el siguiente capítulo.

4. Análisis del subsistema de alimentación de la interfaz completa.

4.1 Descripción General.

Tomaremos en cuenta dos casos, el primero, tomando en cuenta un sistema en el que la unidad remota o lejana es controlada por un micro controlador, en el cual le tendremos que enviar información de control y recibir la información que este nos mande, ayudándonos para esto con un interruptor basado en tecnología MEMS para dicha conmutación.

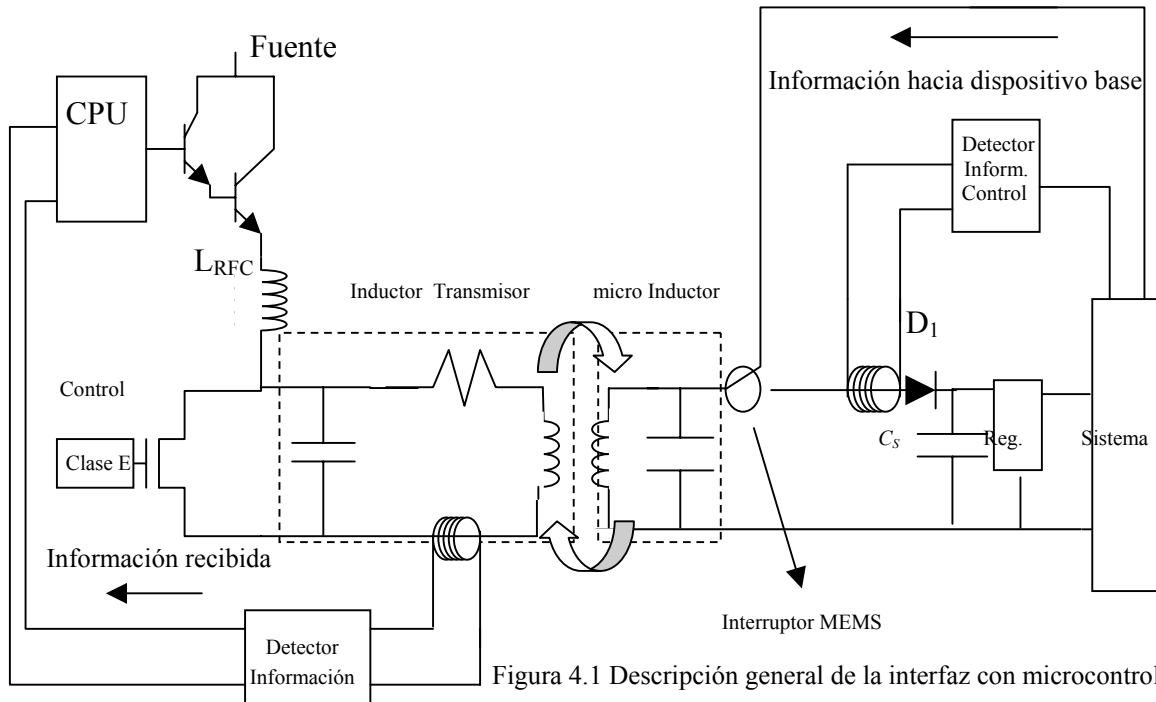


Figura 4.1 Descripción general de la interfaz con microcontrolador.

El otro caso es similar, con la diferencia de que la unidad solo se alimenta de energía, y tiene ya programado el proceso a realizar, ya sea actuar de forma específica, sensar algún parámetro o enviar información existente ya en la unidad móvil o lejana.

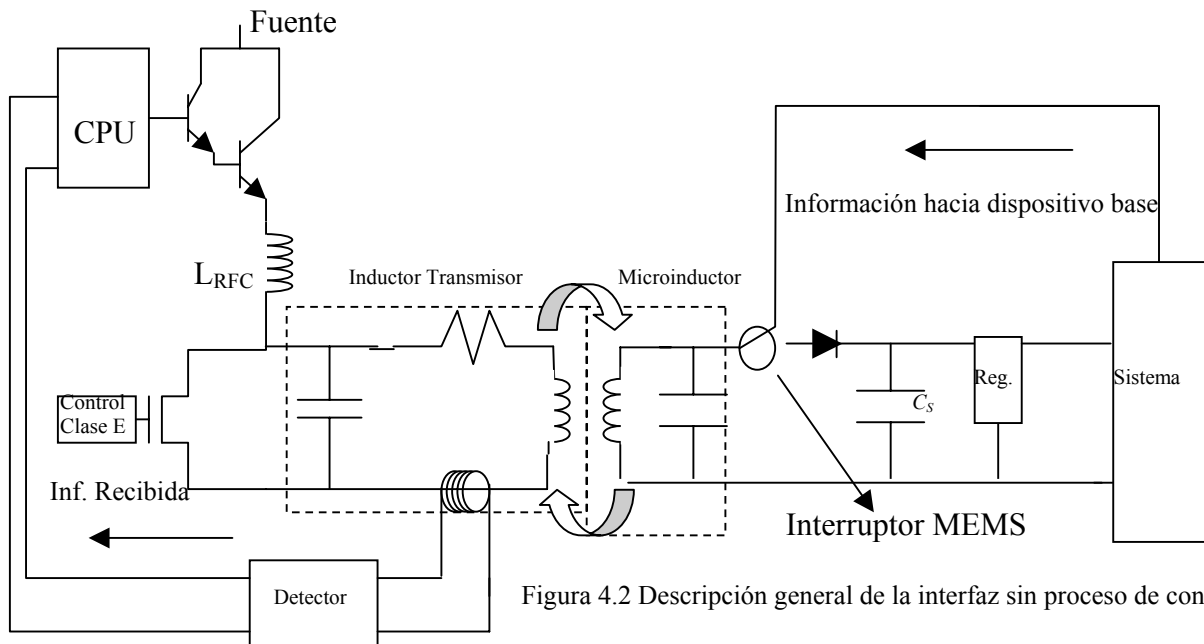


Figura 4.2 Descripción general de la interfaz sin proceso de control.

Donde para el caso en el que se requiere de envío y recepción de información, los detectores se encargan de recopilar la información, para su posterior procesamiento.

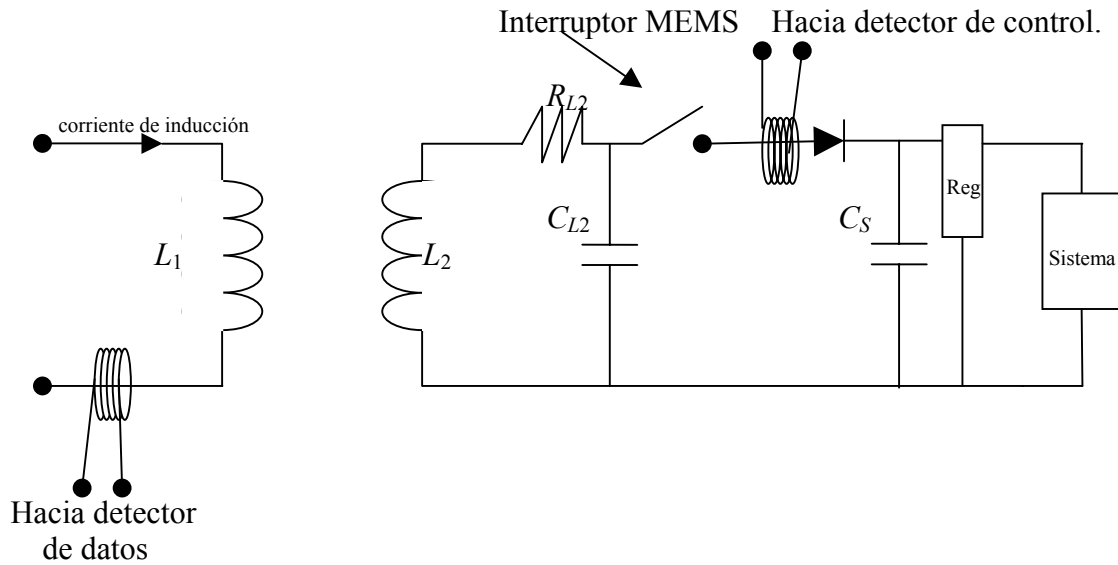


Figura 4.3 Forma de detectar la información por medio de sensores de corriente.

Los Switch MEMS serán los encargados de conmutar tanto la señal de entrada de la unidad lejana como la señal de salida de esta. En cuanto a la modulación necesaria en este caso y debido a la forma de inducción de energía de un dispositivo a otro sería en AM por medio de tren de pulsos en los cuales se puede controlar tanto su magnitud como su duración para así también dar o recibir información de control [42]. En el análisis del subsistema, se tienen dos fases de análisis para las frecuencias de trabajo, una frecuencia de trabajo donde se tendrá la información de control y alimentación (o de ida al dispositivo lejano), y otra donde se tiene la señal de datos (o de regreso al dispositivo base).

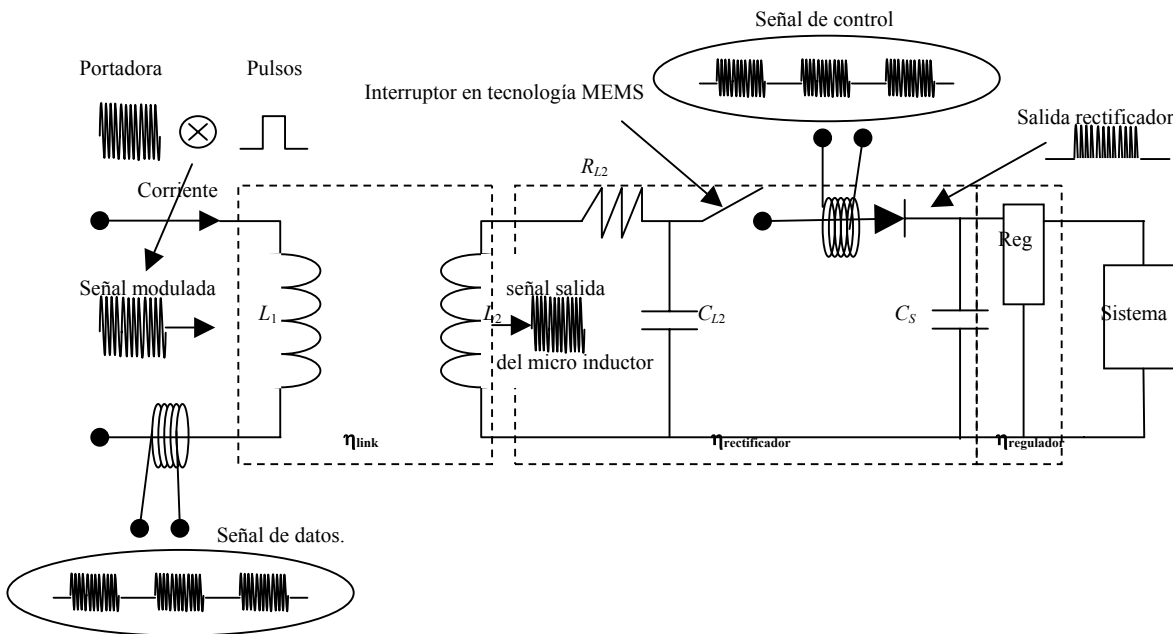


Figura 4.4 Forma de procesamiento de la señal e información.

Como se pudo ver en el capítulo 3, se pueden tener varias formas de implementar el subsistema de control, por medio de DSP, micro controladores, por medio de componentes con conversión A/D, con dispositivos sin A/D, incluyendo los sensores y/o actuadores, o solamente sensores. Ahora para el análisis del subsistema de alimentación o la forma en que vamos a alimentar el sistema tendremos que particularizar más el caso para llegar a resultados cuantitativos que muestren las posibles formas de trabajar con la interfaz.

4.2 Requerimientos del subsistema de alimentación.

Partiendo de las tablas 3.10, 3.11, 3.12 y 3.13, tomaremos en cuenta las necesidades de alimentación requeridas por un microcontrolador y dispositivos sin A/D para dar una aproximación de datos requeridos, en base a eso, se escogerá un ejemplo en particular para realizar un análisis de la transmisión de la energía de alimentación al dispositivo lejano. Entonces en este caso, para el microcontrolador tomamos el caso exagerado de 2mW de potencia y 10V, para el caso de los circuitos sin A/D 1mW y 10V, tomando en cuenta también 5V para optimizar el requerimiento de energía del sistema.

- a) $P_{out} = 1\text{mW}$ y $V_{out} = 5\text{V}$
- b) $P_{out} = 1\text{mW}$ y $V_{out} = 10\text{V}$
- c) $P_{out} = 2\text{mW}$ y $V_{out} = 5\text{V}$
- d) $P_{out} = 2\text{mW}$ y $V_{out} = 10\text{V}$

Donde a) y b) corresponden a un subsistema de control (recepción, transmisión y procesamiento si se requiere) de circuitos puramente analógicos, c) y d) de un micro controlador.

Tomando en cuenta que antes de suministrar la corriente DC en el sistema, necesitaremos de un estabilizador de voltaje, debemos de tomarlo en cuenta en los cálculos.

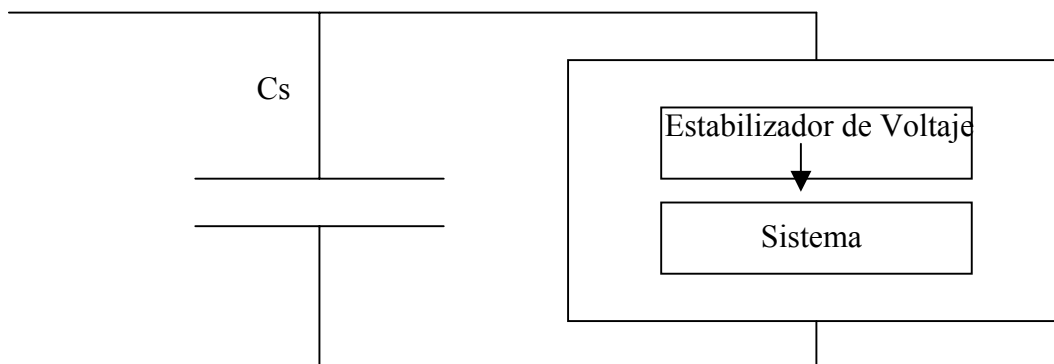


Figura 4.5 Estabilizador de voltaje regula la energía de alimentación de sistema.

Entonces, si especificamos que dicho estabilizador tiene una eficiencia del 80 %, tendremos nuestros valores a), b),c) y d) de la siguiente manera.

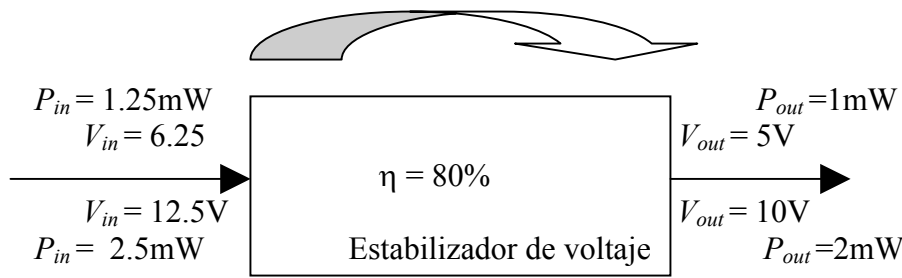


Figura 4.6 Porcentaje de eficiencia en el estabilizador de voltaje.

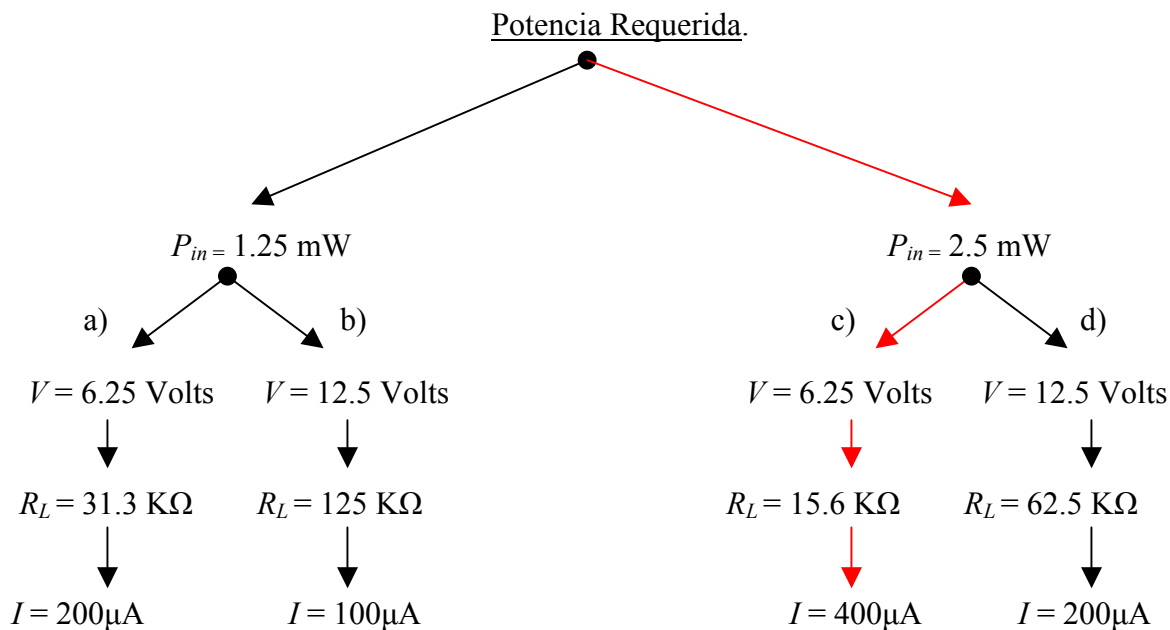
A continuación, se obtienen los requerimientos mínimos para alimentación del estabilizador de voltaje:

- a) $P_{in} = 1.25\text{mW}$ y $V_{in} = 6.25\text{V}$
- b) $P_{in} = 1.25\text{mW}$ y $V_{in} = 12.5\text{V}$
- c) $P_{in} = 2.5\text{mW}$ y $V_{in} = 6.25\text{V}$
- d) $P_{in} = 2.5\text{mW}$ y $V_{in} = 12.5\text{V}$

Ahora, también necesitamos información acerca de tanto la corriente y la resistencia de carga en el sistema, como sabemos la potencia la podemos definir como:

$$P = VI = \frac{V^2}{R}$$

A partir de esto podemos definir cuatro casos para ver los requerimientos de corriente del sistema, la carga y poder trabajar en nuestro modelo de transmisión de energía. Entonces, los casos serían los siguientes.



Tomaremos en cuenta el caso del microcontrolador que es el que consume más potencia, con un mínimo requerimiento de voltaje, tratando de consumir un voltaje menor a los 6.25 volts y una potencia de 2.5mW. Entonces, tenemos $R_L = 15.6K\Omega$, $I_L = 400\mu A$ y $V_L = 6.25$ Volts como requerimientos mínimos para que nuestro sistema funcione.

Quedando nuestro modelo de la parte receptora de la unidad lejana de la siguiente forma:

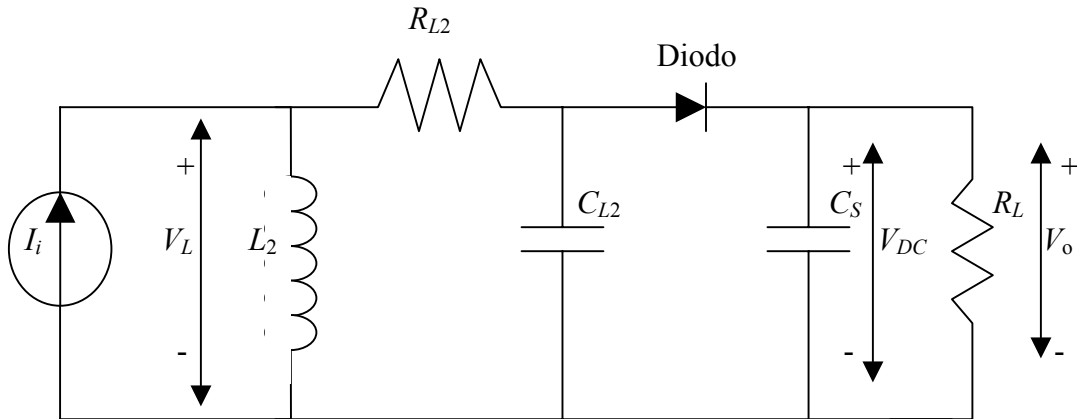


Figura 4.7 modelo de la parte receptora la unidad lejana.

Donde:

- I_i : Es la corriente inducida.
- V_L : Voltaje en la entrada del inductor.
- R_L : Resistencia interna del inductor.
- C_{L2} : Capacitancia parásita del inductor.
- C_s : Capacitor de suministro de energía al sistema.
- R_L : Carga, en este caso el sistema completo en la unidad lejana.

Ahora veremos la forma de inducción de la energía en el receptor, en donde la unidad base alimenta por medio de inducción electromagnética a mi unidad lejana o móvil.

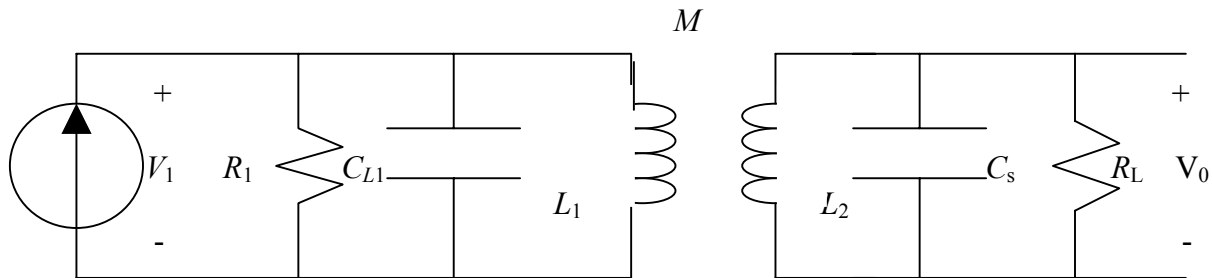


Figura 4.8 Esquema de la unidad base y la unidad lejana

En este caso se muestra un esquema simplificado del modelo entre el transmisor y el receptor en el cual por medio de inductancia se alimenta el dispositivo lejano.

4.3 Modelo Matemático.

4.3.1 Fuerza electromotriz.

Cuando pasa corriente alterna por una bobina, se produce en torno a esta un campo magnético alterno, el cual se extiende desde el centro de la bobina y luego se contrae para volver a ella a medida que la corriente alterna de la bobina sube desde cero hasta un máximo y vuelve a caer a cero. El campo magnético alterno atraviesa el enrollamiento de la bobina, el cual produce una FEM autoinducida que se opone a la variación del flujo de corriente [43], [44].

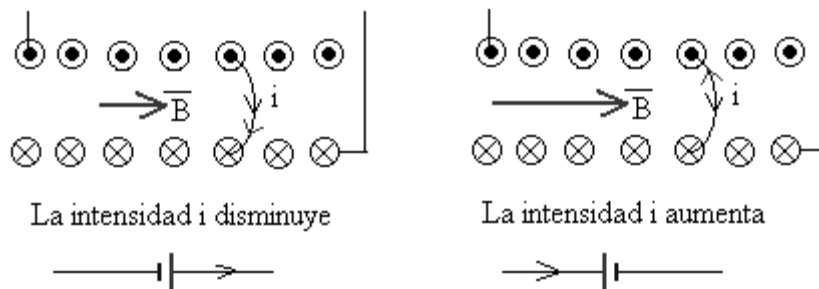


Figura 4.9 Inducción electromagnética.

Si el campo magnético alterno generado por una bobina corta el enrollamiento de otra, en la segunda bobina se producirá una FEM de la misma manera en que se inducía en la que lo genero, esta FEM inducida en la segunda bobina se le llama “FEM de inducción mutua” y a la acción de generar esta tensión la podemos denominar “acción transformadora”. En esta acción la energía se transmite de una bobina a otra por medio de un campo magnético variable.

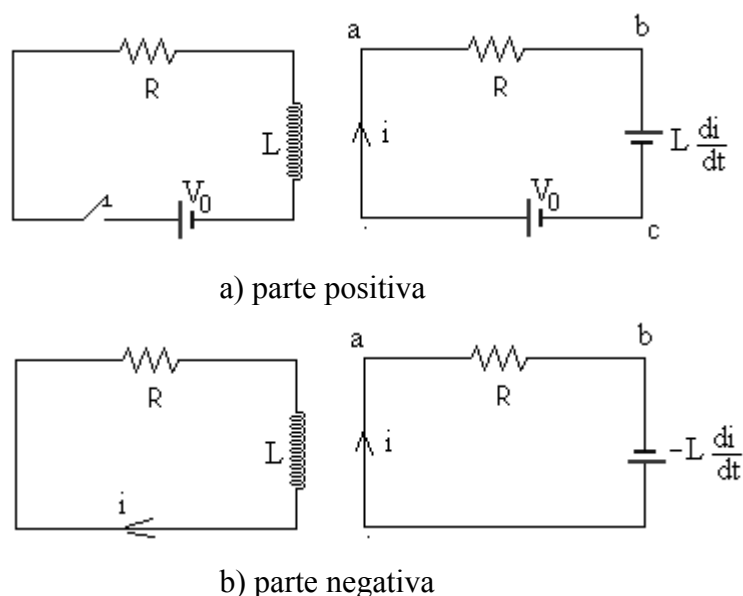


Figura 4.10 Inducción de la corriente en la segunda bobina.

Entonces, en nuestro caso, la señal recibida en la bobina o inductor tendrá que ser posteriormente, rectificadora para poder alimentar a nuestro sistema, esto es aceptar un voltaje AC en la entrada y transformar la señal para proveer de un voltaje de DC a la salida. En este caso se utiliza como rectificador un diodo el cual tiene comportamiento no lineal y complica el modelo del circuito. La entrada de voltaje al rectificador es proporcionado por medio del a bobina que es inducida por el dispositivo lejano. Este proceso de rectificación puede darse diversas formas. 1diodo, 2 diodos, 4 diodos, referencia.

4.3.2 Rectificador de media onda

Un circuito rectificador puede ser construido por cualquier elemento no lineal que deje pasar corriente en una sola dirección. El rectificador más simple es llamado rectificador de media onda y está construido con un elemento no lineal (por ejemplo el diodo) en serie con la entrada y la salida del sistema [45].

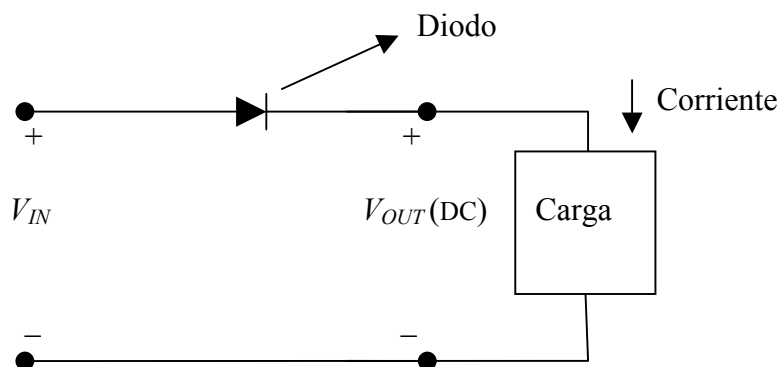
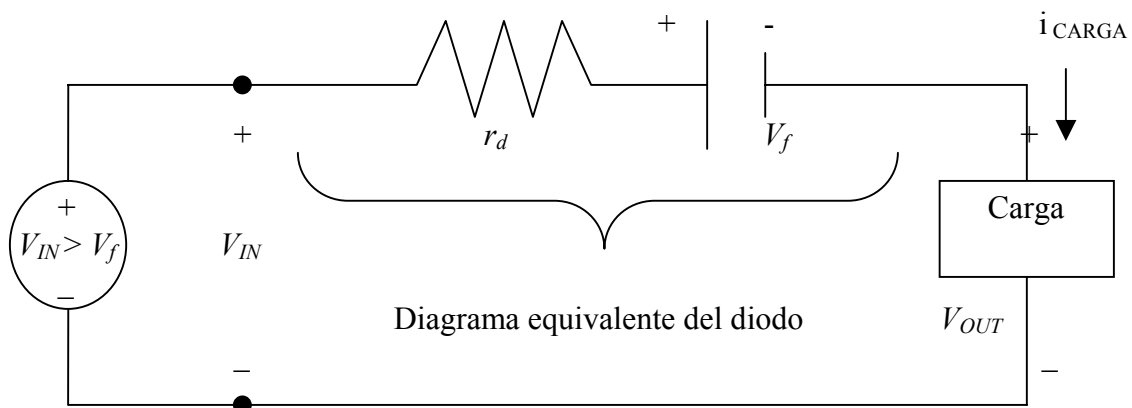


Figura 4.11 Rectificador de media onda.

En este caso tenemos un rectificador positivo en donde el diodo solamente deja pasar corriente hacia la carga, cuando tenemos una entrada en alterna. El modelo de este circuito y del diodo puede ser presentado como:



En donde:

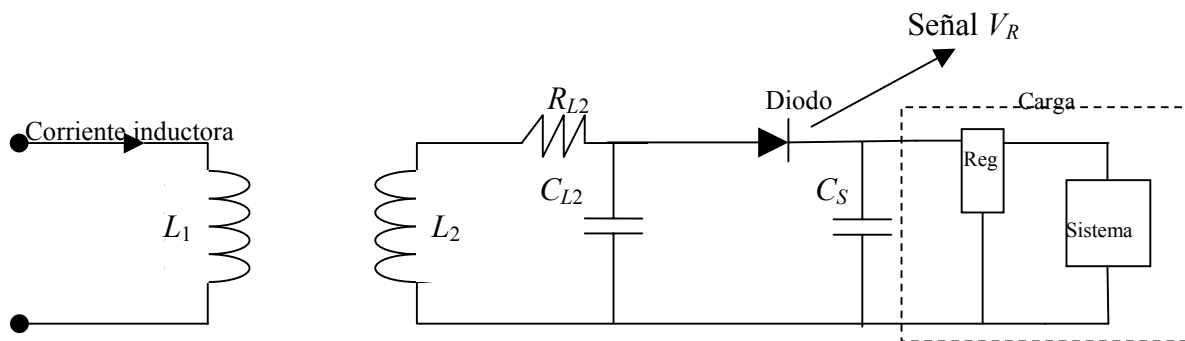
r_d : es la resistencia interna del diodo

V_f : Caída de voltaje en el diodo.

Cuando V_{IN} es mayor a V_f nuestro modelo es capaz de proporcionar energía a la carga.



Si V_f es menor, a V_{IN} el diodo no deja pasar corriente y es como si el circuito se abriera. En general, la resistencia r_d nos produce una diferencia de potencial V_f la cual afecta también el valor de carga. En la mayoría de los casos, r_d puede ser omitida para el caso de un modelo lineal o para simplificar modelos como lo veremos más adelante, entonces en nuestro caso:



En donde:

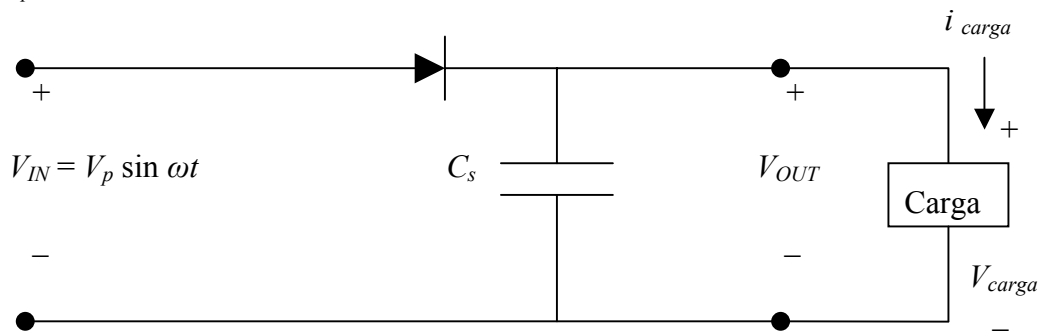
C_s = El capacitor de suministro de energía al sistema.

C_{L2} = Capacitancia parásita de L_2

R_{L2} = Resistencia interna en L_2

L_2 y C_2 Circuito resonante.

$V_R = V_p \sin \omega t$ (parte positiva de la señal)



El propósito del Capacitor C_s es proveer de corriente a nuestra carga en los intervalos en donde la señal V_{IN} es negativa, pero en nuestro caso es utilizado como fuente para alimentar el sistema. El capacitor es cargado en el momento en el que el diodo esta dejando pasar la corriente, aunque en este caso, utilizaremos la carga en este capacitor en suministrar energía al sistema, conmutando por medio de switches el momento de carga y descarga, entonces, nos interesa saber el valor de capacitor para obtener el V_{DC} para el calculo que se hizo del sistema de control que en este caso es de mínimo 6.25V, $I_L = 400\mu A$ existentes en la carga para que el estabilizador nos de la energía necesaria para que funcione el sistema.

Supongamos un voltaje V_{IN} de entrada es aplicado al capacitor que inicialmente está descargado. Durante el primer cuarto de ciclo de nuestra señal AC, el diodo estaría en directa y el capacitor será cargado con un tiempo constante por la resistencia lineal del diodo. Este tiempo constante es regularmente tan corto que la carga del capacitor puede considerarse instantánea. Cuando el voltaje de entrada alcanza su valor pico V_p el capacitor estará cargado al valor pico del voltaje de entrada menos el voltaje de caída del diodo $V_p - V_f$. Como el voltaje de entrada $V_p \sin \omega t$ cae a cero y luego a la parte negativa del ciclo, el capacitor tendra a mantener este voltaje, por lo que no puede descargarse a través del diodo. El capacitor entonces, alimentará a la carga y suministrando la de corriente. Como V_{IN} regresa al pico positivo de su ciclo sinusoidal, de nuevo recarga el capacitor, tomando el voltaje nuevamente de $V_p - V_f$. El voltaje resultante del capacitor, el cual es también el voltaje suministrado a la carga, como se muestra en la siguiente figura:

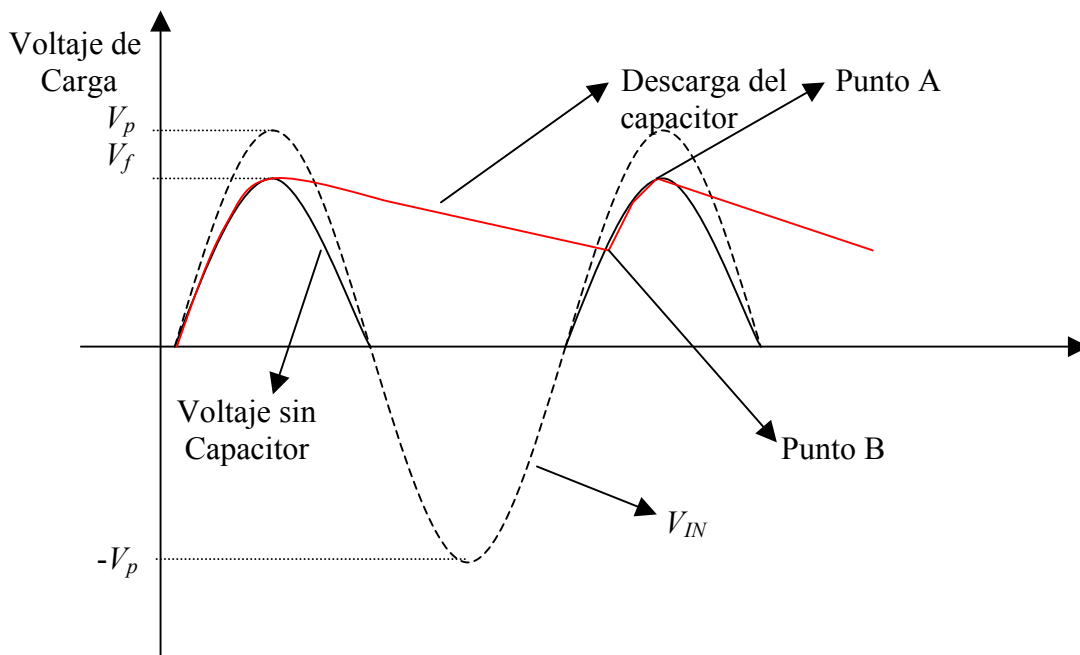


Figura 4.12 Rectificador de media onda. Voltaje de Carga.

Un buen diseño de la fuente de poder, hace que el capacitor le tome mas tiempo en descargarse antes de que vuelva a llegar el ciclo positivo de V_{IN} para ser cargado, entonces optimizándolo podemos llegar a obtener una fuente constante de DC. Al tener una carga grande, el tiempo de suministro crecerá, también depende del tamaño del capacitor C_S .

Así pues, el capacitor tendrá un tiempo de carga y otro de descarga, esta dado un periodo de tiempo muy pequeño, debajo de los segundos, pero suficiente para alimentar al sistema para su funcionamiento:

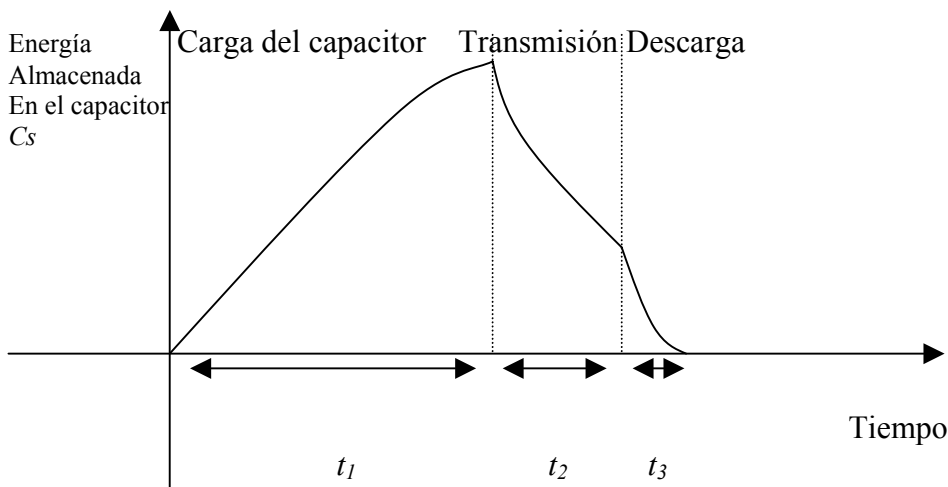


Figura 4.13 Tiempo de carga y descarga del capacitor.

Entonces, t_1 dependerá del capacitor C_S que tomamos para la alimentación del sistema; t_2 dependerá del voltaje mínimo que necesite nuestro sistema para funcionar correctamente y no quede C_S descargado totalmente, t_2 lo definiremos como el tiempo que tarda que tarda en descargarse el capacitor del punto A al punto B, y en el cual el capacitor suministra energía necesaria al sistema, tomando en cuenta que la carga es una simple resistencia R_L y t_3 tiempo de descarga total. Entonces, la ecuación para ese tiempo de descarga está dado por:

$$V_C(t) = (V_P - V_f) e^{-t/RLC}$$

Donde V_P es el valor el voltaje pico que se recibe en el segundo inductor, y V_f es el voltaje de caída del diodo. Entonces el voltaje del capacitor decaerá hasta que $V_{IN}(t)$ llegue al voltaje bias del diodo, posteriormente al llegar el nuevo ciclo, el capacitor se vuelve a cargar al voltaje $(V_P - V_f)$ y el mínimo voltaje de carga del capacitor es llamado ripple de la fuente. En un buen diseño este valor de ripple es pequeño para mantener un voltaje constante. Este valor es:

$$V_{ripple} = (V_P - V_f) - (V_P - V_f) e^{-T/R_L C} \text{ [V]}$$

Donde T es el periodo.

Nota: Recordar que en la descripción del funcionamiento del sistema se asume que el voltaje de entrada energiza el sistema desde el tiempo cero, lo que prácticamente no es posible.

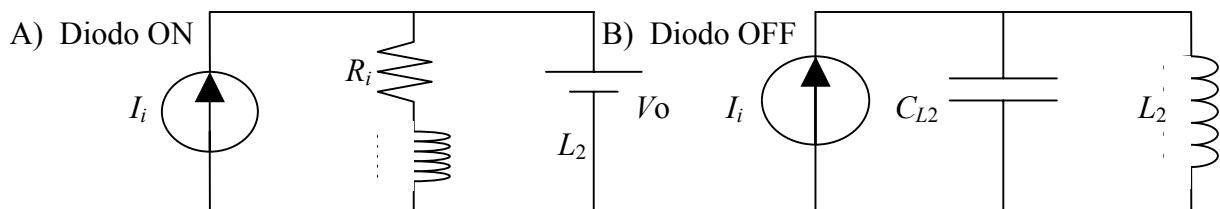
4.4 Análisis.

Debido a las no linealidades del diodo y la complejidad de análisis al tomar todos los factores influyentes, consideraremos nuestro análisis en base del modelo del rectificador clase E de corriente cero [46]. Los rectificadores de clase E pueden ser clasificados en dos categorías, los de bajo cambio de voltaje con respecto al tiempo $\partial v / \partial t$ y los de bajo cambio de corriente con respecto al tiempo $\partial i / \partial t$. Excluyendo los componentes reactivos a la salida del filtro, la mayoría de los rectificadores clase E, solo tienen un componente reactivo, ya sea un capacitor o un inductor.

Los rectificadores de clase E con bajo $\partial i / \partial t$ son analizados en [72],[73],[74] los cuales tienen como principal característica la existencia de una inductancia en serie con un diodo[75]. De ahí se derivan las diferentes topologías de circuitos, los cuales son multi resonantes y pueden trabajar perfectamente altas frecuencias, facilitando el trabajo para interfaces de bajos coeficientes de acoplamiento[76]. En nuestro caso el rectificador clase E es llamado de corriente cero, por que la derivada $\partial i / \partial t$ es cero, cuando el diodo está en estado cerrado. Entonces, a partir de este modelo[46] tomaremos las siguientes consideraciones:

- El diodo es ideal, con un voltaje de caída de cero y cero resistencia en estado cerrado (ON), cero capacitancia de unión y resistencia infinita en el estado abierto (OFF).
- El valor del capacitor C_s grande para acercar el valor del voltaje ripple a cero. O sea $L - C_f = V_o$.
- El rectificador es alimentado por una fuente de corriente sinusoidal ideal.

Quedando los modelos de la siguiente manera:



En A) son tomadas en cuenta tanto la fuente de voltaje V_o considerada en b) como el inductor con su resistencia interna, al ser mayor el valor del capacitor C_s en comparación a la Capacitancia parásita del inductor, esta última es despreciada para nuestro caso. En cambio en B) si es tomada en cuenta (C_{L2} , Capacitancia parásita del inductor) ya que el puro inductor funcionará como un circuito resonante, lo cual aprovecharemos para enviar información de datos de regreso a la unidad base. Así pues, analicemos primero el caso A).

Para el caso A), en donde se tiene el diodo cerrado y deja pasar la corriente, tomaremos las siguientes consideraciones. El voltaje requerido por el sistema o la carga es de 6.25 Volts, por lo tanto en este caso la fuente de voltaje será de $V_0 = 6.25$ Volts, la carga tiene un valor mínimo de $R_{Lmin} = 15.6 \text{ k}\Omega$ hasta un valor máximo de ∞ , tomando en cuenta un micro inductor fabricado con el método de fabricación Inlaid electroplating, cuya característica es tener muy baja resistencia interna a comparación de otras (Visto en 3.3.2.2), tomamos en cuenta los datos proporcionados en [47], entonces, $L_2 = 23.6 \text{ }\mu\text{H}$, $C_{L2} = 243.6 \text{ pF}$, $R_{L2} = 5.95 \text{ }\Omega$.

Definiremos el parámetro D como la relación existente entre los intervalos de tiempo del estado en el que el diodo deja pasar la señal y en el que no la deja pasar, o sea relación abierto-cerrado, como se muestra a continuación.

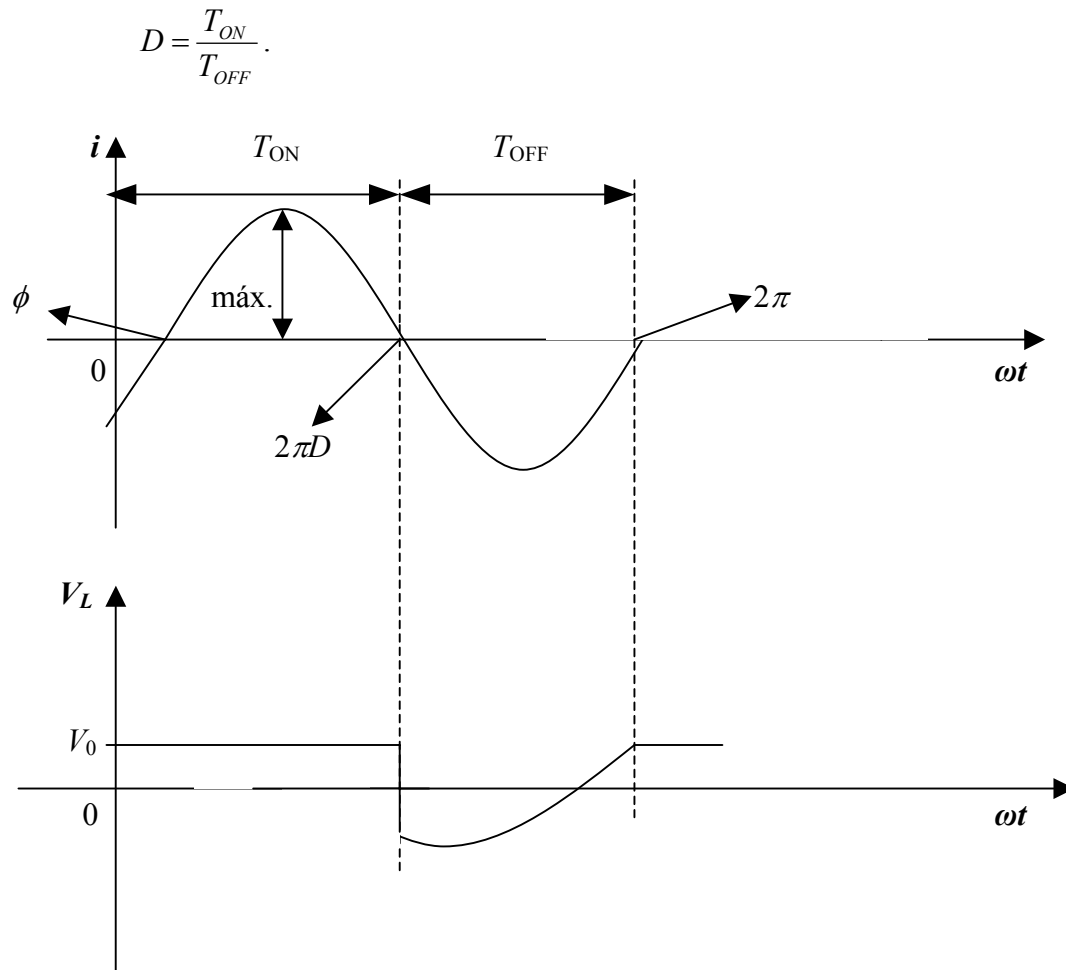


Figura 4.14 Relación entre estado abierto y cerrado del diodo, parámetro D .

De tal forma que existirá un intervalo de tiempo en el que el diodo deja pasar la corriente y suministre voltaje al capacitor, esta relación D está determinada en el rango $0 < D < 1$.

Consideraremos que un valor óptimo $D = 0.3$. Se escoge el valor de $D = 0.3$ para obtener en nuestro caso la mayor Q , el menor k , la mayor distancia d y una frecuencia f de trabajo accesible.

De [4] y por el método de análisis del sistema tenemos que la inductancia L es:

$$L_2 = \frac{R_L}{31.612\omega} [H]$$

Despejando ω para poder obtener la frecuencia, obtenemos que:

$$\omega = \frac{R_L}{31.612L} \Rightarrow \omega = \frac{15.625 \times 10^3 \Omega}{31.612 \times (13.6 \times 10^{-6} H)}$$

$$\omega = 20.94 [MHz]$$

Como sabemos $\omega = 2\pi f$, entonces, despejando la frecuencia:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \Rightarrow f = \frac{20.943 \times 10^6}{2\pi} \therefore f = 3.333 \text{ MHz}$$

Entonces, la frecuencia de $f=3.333\text{Mhz}$, es la frecuencia de trabajo para la primera fase en donde se entrega información de control y se alimenta el sistema.

Como ya se sabía desde el análisis del sistema, el valor máximo de la corriente en la carga es $I_0 = V_0 / R_{Lmin}$, de aquí que $I_0 = 400\mu A$, con una potencia $P = 2.5\text{mW}$. Entonces, del apéndice B, para $D = 0.3$, tenemos que:

$$\frac{I_{DM}}{I_o} = 5.927 \Rightarrow I_{DM} = 2.37 \text{ mA}$$

Donde, I_{DM} es el valor máximo de la corriente en el diodo. Para el caso del voltaje tenemos, que para $D = 0.3$:

$$\frac{V_{DRM}}{V_o} = 2.228 \Rightarrow V_{DRM} = 13.9 \text{ V}$$

Donde V_{DRM} equivale a V_f , o la caída de voltaje en el diodo. Entonces, el valor máximo de corriente en la entrada será de:

$$I_{m(máx)} = \frac{\sqrt{2} \times I_o}{K_i} [A]$$

En donde $K_i = 0.03642$ para $D = 0.3$. Entonces:

$$I_{m(máx)} = \frac{\sqrt{2} \times (400 \mu A)}{0.03642} \Rightarrow I_{m(máx)} = 15.5 \text{ mA}$$

Por lo tanto la corriente de entrada tendrá que ser de 15.5mA. Ahora para el voltaje sabemos que $V_{DR} = V_0 - V_L$, y el voltaje a través del inductor sería:

$$V_L = \omega L \frac{\partial i_L}{\partial(\omega t)} = V_0 (\cos \omega t - \tan \phi \sin \omega t)$$

Ahora, para el estado abierto y cerrado tenemos que:

$$V_L = \begin{cases} V_0, & 0 < \omega t \leq 2\pi D \quad \text{Diodo ON} \\ V_0 \frac{\cos(\omega t + \phi)}{\cos \phi}, & 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \quad \text{Diodo OFF} \end{cases}$$

Entonces, en este primer caso, cuando el diodo está en ON, tenemos que $V_L = V_0$. Ahora, el voltaje de entrada cuando el diodo está en ON, está dado por:

$$V_1 = V_{Ri} + V_{Li} = v_{Rim} \sin(\omega t + \phi) + v_{Lim} \cos(\omega t + \phi) \text{ [V]}$$

Donde V_{Rim} es la amplitud del voltaje de V_{Ri} o voltaje en la resistencia interna del inductor y V_{Lim} es la amplitud del voltaje V_{Li} a través de la inductancia L .

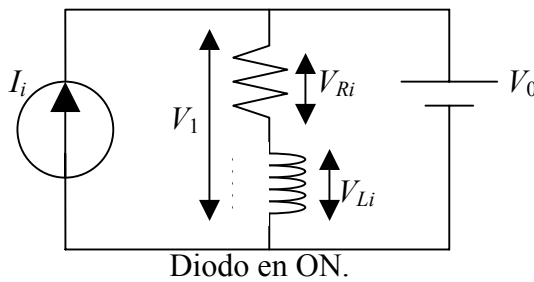


Figura 4.15 Relación de voltajes en el inductor.

V_{Rim} , se define como:

$$V_{Rim} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V \sin(\omega t + \phi) \partial \omega$$

En términos de D , se tiene que:

$$V_{Rim} = \frac{V_0}{\pi} \left[\cos \phi - \cos(2\pi D + \phi) + \frac{\sin^2 \phi - \sin^2(2\pi D + \phi)}{2 \cos \phi} \right]$$

Ahora, necesitamos la ϕ para $D=0.3$ y esta está definida como:

$$\tan \phi = \frac{\sin 2\pi D - 2\pi D}{1 - \cos 2\pi D}$$

Entonces, para nuestro caso, $\phi = -0.6196$ [rad/s], o $\phi = -35.30^\circ$.

Substituyendo para V_{Rim} , los valores de V_0 , ϕ y D tenemos que:

$$V_{Rim} = 0.32 \text{ Volts}$$

En el caso de V_{Li} , tenemos que:

$$V_{Lim} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v \cos(\omega t + \phi) \delta(\omega t) d(\omega t)$$

En términos de D tenemos:

$$V_{Lim} = \frac{V_0}{\pi} \left[\sin(2\pi D + \phi) - \frac{1}{2} \sin \phi + 4\pi(1-D) - \frac{\sin(4\pi D + \phi)}{4 \cos \phi} \right]$$

Por lo que en este caso se tiene que el valor de V_{Li} es, $V_{Li} = 19.62$ Volts.

Quedando V_1 como $V_1 = 0.32 \sin(\omega t + \phi) + 19.62 \cos(\omega t + \phi)$ [V], con $\phi = -0.6196$ [rad/s] y $\omega = 20.94$ [MHz].

Por otro lado tenemos que obtener el valor del capacitor C_s , este tiene que ser de un valor grande para poder cumplir la condición b) tomada en un principio, tomando de despreciar nuestro voltaje ripple. En este caso también se hace una consideración y se toma que ese valor pequeño de ripple es de $V_{ripple} = 0.1$ Volts, considerando que el voltaje que necesita nuestro sistema es mayor a 6 Volts y tratando de evitar un capacitor con dimensiones muy grandes para la tecnología. El V_{ripple} está definido como:

$$V_{ripple} = (V_p - V_f) - (V_p - V_f) e^{-\frac{T}{R_L C_s}} \text{ [V]}$$

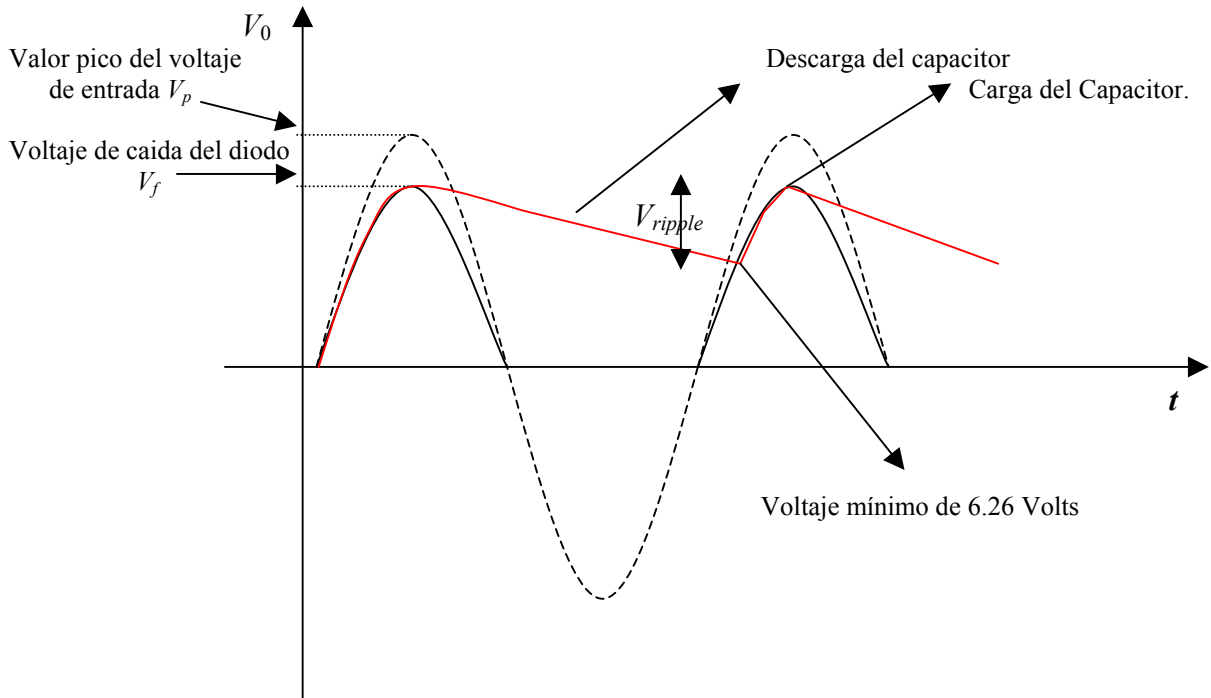


Figura 4.16 Voltaje ripple aceptado en la descarga del capacitor.

Dado que el capacitor C_s se carga instantáneamente al valor pico de entrada y mantendrá este valor constante dependiendo del valor de voltaje ripple, tendremos que saber a que voltaje se cargará, según el voltaje de entrada $V_1 = 0.32 \sin(\omega t + \phi) + 19.62 \cos(\omega t + \phi)$ [V], para un $t = 0$ [s], el voltaje máximo es aproximadamente de 15 Volts, pero debido a la caída de voltaje V_{DR} , el voltaje a la salida del diodo es de aproximadamente los 6.25 Volts mínimos necesarios para obtener nuestro voltaje requerido a las salidas del estabilizador del voltaje, entonces, el valor del capacitor tendría que ser muy grande para obtener un voltaje ripple igual a cero, para este caso en particular supondremos un voltaje ripple de 0.1 Volts como consideración para que se cumpla b) para poder obtener un resultado con un valor de capacitor y dimensiones de este para tener una idea de los resultados que se pueden obtener, así pues tendríamos que:

$V_{ripple} = 0.1$ el cual supondremos que nos tiende al valor de $(V_p - V_f) = 6.25$ V, $T = 1/f = 3.33 \times 10^{-7}$ s, donde $f = 3.33 \times 10^7$ Hz y $R_L = 15.6 \times 10^3 \Omega$.

Entonces tenemos que, a partir de:

$$V_{ripple} = (V_p - V_f) - (V_p - V_f)e^{-\frac{T}{R_L C_s}} \text{ [V]}$$

Despejamos C_s y sustituimos, obteniendo que C_s es igual a:

$$C_s = 1.24 \text{ nF}$$

Para la potencia de entrada a partir de [46] tenemos:

$$P_i = \frac{V_{Ri(rms)}^2}{R_i} \text{ [W]}$$

En donde P_i es la potencia de entrada, R_i es la resistencia interna del inductor y $V_{Ri(rms)}$ es:

$$V_{Ri(rms)} = \frac{V_{Rim}}{\sqrt{2}} \Rightarrow V_{Ri(rms)}^2 = \frac{V_{Rim}^2}{2} \text{ [W]}$$

Sustituyendo valores:

$$V_{Ri(rms)}^2 = 0.052 \text{ V}^2$$

Si en nuestro caso $R_i = 5.92$ [Ω], tendremos:

$$P_i = 8.70 \text{ mW}$$

Al tener esta potencia de entrada podemos suponer que el dispositivo base es capaz de funcionar con una fuente portátil de energía como unas pilas las cuales podrán suministrar la energía a nuestro dispositivo móvil o lejano.

Entonces, en este caso, nuestra eficiencia para el rectificador en este caso es $\eta = P_0/P_i$, donde $P_i = 8.70\text{mW}$ y $P_0 = 2.5\text{mW}$, por lo tanto la eficiencia será:

$$\eta_{\text{rectificador}} = 28.7\%$$

Esta pérdidas son debidas a la resistencia de entrada o resistencia interna del mismo inductor. Otra forma de calcular la misma eficiencia, esta proporcionada en [48], en la cual se tiene que la eficiencia esa dada por:

$$\eta_{\text{rectificador}} = \frac{V_{\text{rect}}}{V_{\text{rect}} + V_{\text{DRM}}}$$

Donde nuestro V_{rec} es de 6.25Volts y V_{DRM} es de 13.92Volts, dándonos como resultado

$\eta_{\text{rectificador}} = 0.309$ o en porcentaje $\eta \approx 30\%$, por lo que es congruente con el resultado obtenido anteriormente.

Para el caso B) en el que el diodo esta abierto, o en *OFF*, en el circuito solo se tiene considerado el circuito resonante y en ese caso si importa la capacitancia parásita del inductor.

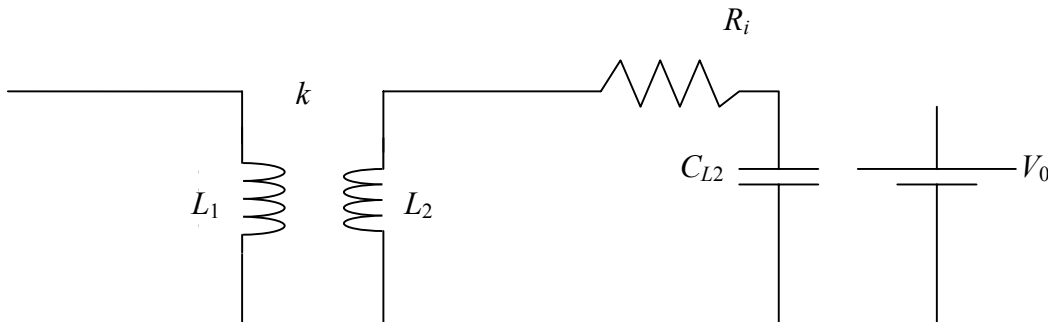


Figura 4.17 Modelo para cuando el diodo esta abierto o OFF.

Donde $C_{L2} = 243.6\text{pF}$, $L_2 = 23.6\mu\text{H}$. Para saber a que frecuencia resuena cuando está el diodo en estado cerrado, tenemos que:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_{L2}}} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_{L2}}}$$

De aquí que $f = 2\text{MHz}$ aproximadamente. Este circuito tanque nos servirá para mandar información de regreso (en caso de ser necesario) en la frecuencia de $f = 2\text{MHz}$, mediante pulsos.

La Q y k del sistema está definida por la siguiente ecuación [7]:

$$Q = \frac{R_2}{\omega_2 L_2} \text{ y } Q = \frac{1}{k}$$

Tendremos entonces dos casos de análisis relacionados con dos ciclos de trabajo del rectificador, el primero será cuando el capacitor se este cargando y el otro será cuando el diodo esté abierto y se encuentre el micro inductor en resonancia, en este último al mandar información, también estará conectado a la carga de del sistema que en este caso sería de $R_2 = 12.5k\Omega$, entonces:

$$1) Q_1 = \frac{15625[\Omega]}{(20.94 \times 10^6 [\text{rad} / \text{s}])(23.6 \times 10^{-6} [H])} = 31.612, k_1 = 0.0316$$

$$2) Q_2 = \frac{12500[\Omega]}{(13.18 \times 10^6 [\text{rad} / \text{s}])(23.6 \times 10^{-6} [H])} = 50.20, k_2 = 0.0199$$

Estos resultados son obtenidos para una $D = 0.3$ (al cambiar la D los valores de estas Q s varían de forma significativa).

Entonces, podemos encontrar las dimensiones factibles para la construcción del micro inductor a partir de la distancia d escogida para determinada aplicación, a partir de la siguiente relación [49]:

$$k[z] \approx \frac{r_s^2 r_p^2}{\sqrt{r_s r_p} [\sqrt{z^2 + r_p^2}]^3}$$

Donde: r_s es el radio del micro inductor receptor (aproximadamente), $L_2 = L_s$

r_p es el radio del inductor transmisor (aproximadamente), $L_1 = L_p$

4.5.1 Distancias obtenidas para diversos radios de los inductores.

A partir de esto podemos suponer diversos radios por medio de la k obtenida y calcular distancias máximas aproximadas entre la separación de los inductores para dos casos (k_1 y k_2).

Para calcular la distancia máxima obtenida, hay que tomar en cuenta el segundo caso, ósea k_2 donde se hace la transmisión de la señal de información y se tiene una menor carga. A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el k_2 y darnos una idea de que tamaños de inductor podemos llegar a utilizar para distancias determinadas.

Tabla 4.1 Radios para los inductores y distancia aproximadas para k_2

Radios de los inductores	Distancias máximas aproximadas.
$r_s = 5\text{mm.}$ $r_p = 2\text{cm.}$	3.1cm
$r_s = 5\text{mm.}$ $r_p = 5\text{cm.}$	3cm
$r_s = 2.5\text{mm.}$ $r_p = 2\text{cm.}$	1.7cm
$r_s = 1\text{mm.}$ $r_p = 2\text{cm.}$	0.8mm
$r_s = 2.5\text{mm.}$ $r_p = 1\text{cm.}$	1.6cm
$r_s = 5\text{mm.}$ $r_p = 1\text{cm.}$	2.5cm
$r_s = 5\text{mm.}$ $r_p = 4\text{cm.}$	3.4cm

Como podemos observar, para obtener una buena alimentación del sistema es mejor acercar más los dispositivos para que se tenga una transmisión fuerte, en cambio, un mayor alcance significa una distancia mayor entre los dispositivos. Entonces, se necesita escoger los radios óptimos de los inductores para satisfacer a estas dos exigencias contrarias en la distancia.

Por ejemplo, para aplicaciones transcutaneas el valor aceptable del radio de inductor receptor r_s es de 1 a 5 mm, como se puede apreciar en [50], [51], [52] y [53]. Las distancias obtenidas son comparables a las mostradas en [54].

4.5.2 Eficiencia del sistema.

Ahora, para la eficiencia del sistema en general tendremos lo siguiente [48]:

$$\eta_{total} = \eta_{rfenlace} \cdot \eta_{rectificador} \cdot \eta_{regulador}$$

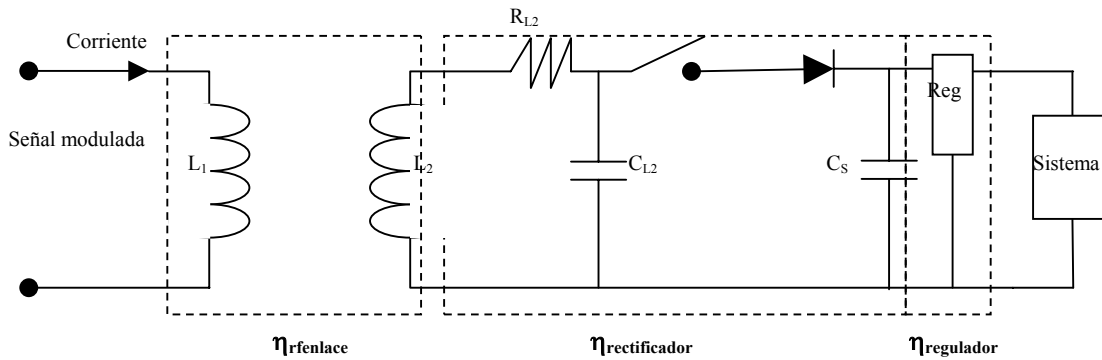


Figura 4.18 Diagrama de eficiencias consideradas en el sistema.

Para $\eta_{rfenlace}$ a partir de [55] tenemos que:

$$\eta_{rfenlace} = \frac{x}{(1 + \sqrt{1+x})^2}$$

y:

$$x = \frac{(\omega M_0)^2 (n_1 n_2)^2}{R_1 R_2}$$

Donde: M_0 es la inductancia mutua y está dada por:

$$M_0 = k \sqrt{L_1 L_2}$$

Entonces, del Apéndice A sabemos que $R_1 = 10[\Omega]$, $R_2 = 5.95 [\Omega]$, $n_1=10$, $n_2=2.5$, $\omega = 20.94 \times 10^6$ [rad/s], $k_1=0.0316$, $k_2 = 0.0199$, $L_1 = 2.70 [\mu\text{H}]$, $L_2=23.6 [\mu\text{H}]$, Entonces necesitamos obtener la M_0 para las dos k .

Para k_1 tenemos que:

$$M_0 = 2.52 \times 10^{-7} [H] \text{ y } x = 698.91 \therefore \eta_{rfenlace} \text{ para } k_1 \text{ es:}$$

$$\eta_{rfenlace} = 0.92$$

Para k_2 tenemos que:

$$M_0 = 1.58 \times 10^{-7} [H] \text{ y } x = 46.04 \therefore \eta_{rfenlace} \text{ para } k_2 \text{ es:}$$

$$\eta_{rfenlace} = 0.60$$

Ahora, si $\eta_{rectificador} = 0.3$, y definimos que $\eta_{regulador} = 0.8$, sustituyendo $\eta_{rfenlace}$ para k_1 o sea cuando se transmite de dispositivo base a móvil obtendremos:

Para k_1 :

$$\eta_{total} = \eta_{rfenlace} \cdot \eta_{rectificador} \cdot \eta_{regulador}$$

$\eta_{total} = 0.92 \times 0.31 \times 0.8 = 0.23$ O en porcentaje $\eta_{total} = 23\%$ de eficiencia.

Para k_2 , sabemos que el $\eta_{rfenlace} = 0.6$ o $\eta_{rfenlace} = 60\%$ de eficiencia en el enlace para sacar la eficiencia total:

$\eta_{total} = 0.60 \times 0.31 \times 0.8 = 0.15$. O en porcentaje $\eta_{total} = 15\%$ de eficiencia

Así pues, en este caso se toman muchas particularidades en el cálculo del enlace como el parámetro D , distancias entre inductores, tamaños de inductores, valores determinados de capacitores, etc., y prácticamente todos los parámetros son dependientes unos de los otros.

Para una aplicación en particular, se tienen que tomar encuentra que es lo que se busca en la interfaz, ya sea distancia, tamaños de los dispositivos, eficiencias, o frecuencias de trabajo para aplicaciones médicas sin miedo a efectos secundarios. En nuestro caso, una eficiencia de aproximadamente 15%, es muy buena y se encuentra dentro del rango pensado para un sistema de comunicación, sin embargo esto no corresponde a la realidad, ya que en la practica no es todo tan ideal e intervienen circunstancias ajenas al funcionamiento, por lo que una eficiencia del 10% podría ser suficiente para llevar a cabo muchas aplicaciones en diferentes campos.

Conclusión.

La forma de suministrar energía al dispositivo lejano por la misma interfaz, es lo que hace llamar a esta interfaz completa. Como siempre, no toda la energía RF que se suministra desde la unidad base es recibida por la unidad lejana, porque existen pérdidas inherentes en la parte del medio, recepción y conversión de la energía.

La parte del subsistema de alimentación en donde menos eficiente es el sistema (31%), es la parte de rectificación de la señal, esto debido principalmente a los dispositivos no lineales que tienen una impedancia activa, como el diodo. La configuración del rectificador también es importante en la eficiencia del sistema, ya que al recuperar solo la parte positiva de la señal inducida de entrada, se tiene aprovechada solo una determinada parte de la energía de la señal debido a la relación existente entre paso y corte de la señal establecido como el parámetro D , el cual influirá directamente en la eficiencia del sistema. También en el cálculo se puede observar, como las impedancias activas de los inductores, influyen considerablemente a dichas pérdidas.

El capacitor que es el encargado de suministrar la energía de aproximadamente 5 V al sistema para que trabaje, fue diseñado también a micro escala para reducir su tamaño. La idea de construcción de estos dispositivos en tecnologías MEMS, es llegar a tener un dispositivo lejano de pequeñas dimensiones para posibles aplicaciones en los ámbitos tecnológicos y médicos, por lo que podemos también concluir que dependiendo la aplicación en la que se vaya a utilizar la interfaz, se pueden tomar decisiones de tamaños.

Las distancias son dependientes, aunque no en forma muy lineal, de los tamaños de los inductores existiendo también una relación entre los tamaños de ambos inductores la cual nos permite dar una distancia máxima, la cual en estos micro tamaños, llega a ser de unos cuanto centímetros como mucho para las especificaciones de potencia y eficiencia especificadas en este trabajo.

En este caso se toma una distancia entre inductores de aproximadamente 2.5 cm., para los cuales tenemos dimensiones de los dispositivos de la unidad remota de 1cm de diámetro para el inductor, 4mm x 4mm para el capacitor de almacenamiento, y 2 cm. para el inductor de la unidad base.

Por lo tanto, concluimos, que el inductor para aplicaciones de largo alcance llega a ser de tamaños bastante grandes (hasta de 1cm de diámetro) en comparación a la tecnología MEMS, esto llega a ser molesto e inadecuado en ciertas aplicaciones. Para una implementación de la interfaz, sobre todo del dispositivo lejano, la idea es tener dentro de la construcción del inductor el cual es el más grande, el resto del sistema, o incluso, por medio del micromaquinado de volumen tenerlo por el otro lado de la oblea donde este construido el inductor.

La conmutación de transmisión de las señales, tanto la directa como la de regreso, es parte importante de la interfaz, gracias al cálculo hecho para el subsistema de alimentación, nos podemos dar idea de que requisitos, o que tipo de interruptor servirá para la interfaz, como se vio en el subtema 4.1. El interruptor conmutara lo que es señal directa y suministro de energía, como la señal de regreso a la unidad base, así pues, tenemos que por el interruptor pasará una corriente de unos 15 mA aproximadamente, y una señal que traerá consigo una componente de DC.

El interruptor es un componente “más microelectromecanico” en comparación con otros componentes del subsistema de alimentación mencionados, es decir, incluye partes movibles y por esto su realización es más complicada. Entonces, tomando en cuenta la idea de integración de todos componentes del subsistema de alimentación (o toda la unidad lejana) en un solo chip utilizando la tecnología MEMS, es lo mejor, primero diseñar el interruptor y después otros componentes más sencillos a realizar con la misma tecnología y procesos ya escogidos para la fabricación del interruptor. Así que el interruptor será el dispositivo a implementar en esta tesis.

El interruptor tendrá que ser implementado para satisfacer estos requisitos, así como el detalle de estar en un estado inicial en todo tiempo de poder tener el subsistema de alimentación siempre conectado para recibir alimentación y actuar de tal forma que utilice la energía recibida y almacenada para poder conmutar la señal de regreso. Dicho Interruptor basado en tecnología MEMS será diseñado y descrito en el siguiente capítulo.

5. Simulación en software de un interruptor de contacto metal-metal.

El propósito de este capítulo es dar una visión cualitativa del interruptor que se puede implementar para la interfaz completa.

5.1 Requerimientos del interruptor.

En nuestro caso el interruptor necesitado para el subsistema de alimentación de una interfaz completa de RF, debe cumplir con requerimientos de conmutar una señal compuesta de una componente de corriente directa (DC) con el valor de unas decenas de mA aproximadamente de alimentación, y una componente de corriente alterna (AC) de información transmitida con el ancho de banda hasta unos 6MHz. Velocidad de conmutación requerida es de unas decenas de microsegundos. Para este propósito tendremos que observar que tipos de interruptores existen y cuales serían aceptables a utilizar para esta aplicación hechos en tecnología MEMS.

5.2 Funcionamiento del interruptor.

Al observar los diferentes modelos de interruptor implementados en tecnologías MEMS, construcción, parámetros y posibles aplicaciones, se elige el más adecuado para la mejor implementación en el sistema diseñado, el interruptor número tres de la tabla 3.20, que tiene el estado inicial cerrado (corriente pasa) y el contacto tipo conductivo (metal-metal), lo que permite el ingreso de energía en el estado inicial y la transportación de la componente DC para poder funcionar directamente en el circuito de rectificador del subsistema de alimentación.

El interruptor a implementar en este caso, estará basado en [62], tratando de disminuir un parámetro importante en nuestro caso como lo es el voltaje de actuación (Pull-In) el cual limita su implementación en el caso de la interfaz completa, ya que se trata de trabajar con la menor potencia de actuación, así como un contacto directo metal-metal que permite el paso de la componente DC. Además, en nuestro caso, tendremos una tercera línea de conmutación en la parte baja del dispositivo, cerca del electrodo de actuación, para que cuando este haga bajar la viga se conmute a la tercera línea y así poderlo incorporar a nuestro sistema.

En muchos casos, el alto voltaje de actuación impacta profundamente en el tiempo de vida de los dispositivos [63]. En el caso del interruptor propuesto en [62], es un interruptor de configuración en serie, que tiene una viga (móvil) con un grado de estrés en su construcción, lo cual provoca que esta se doble de tal forma que entre en contacto con una segunda viga (fija) o línea de conmutación. Un electrodo de actuación atrae a la viga móvil y así se interrumpe el paso de la señal.

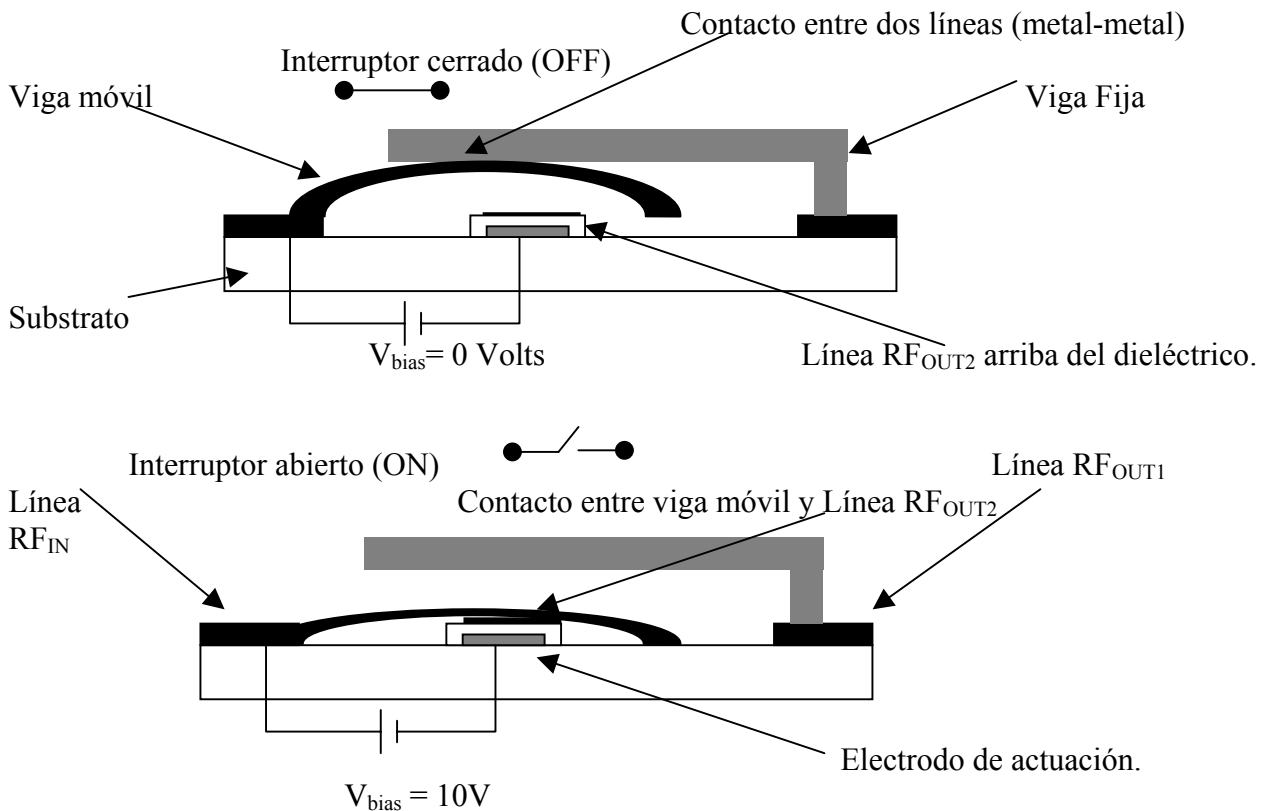


Figura 5.1 Switch contacto metal-metal.

Cuando no se le está aplicando voltaje, la viga móvil que está deformada debido al estrés extra en su estructura conectará las dos líneas RF, tanto la de entrada (Línea RF_{IN}) como la de salida (Líneas RF_{OUT1} y RF_{OUT2}). Cuando el voltaje es aplicado entre la viga móvil y el electrodo de actuación, la viga móvil tenderá a acercarse al electrodo de actuación, trayendo consigo la apertura del interruptor, dejándolo en estado abierto y la interrupción del paso de la señal.

Las dos vigas, tanto la móvil como la fija, están fabricados con diferentes gradientes de estrés, la móvil, tiene un alto gradiente de estrés lo que le da la curvatura adecuada para hacer contacto con la viga fija la cual al tener un gradiente de estrés mucho menor la hace más firme.

Aunque existe desde el principio de la construcción una distancia entre las dos vigas, el gran gradiente de estrés de la primera, la hace estar en contacto con la viga firme, las cuales, están a su vez conectadas con las líneas RF. El voltaje de actuación solo tiene que atraer a la viga móvil, en cuanto la viga fija, no será atraída de la misma forma que la viga móvil, debido a su rigidez y a su mayor distancia al electrodo de actuación. Con esta configuración, normalmente se obtiene bajas pérdidas de inserción en estado cerrado y gran aislamiento en estado abierto, así como bajo voltaje de actuación. Las pérdidas por inserción, dependen por la resistencia de contacto, geometría de la viga móvil, su rigidez, y distancia entre el electrodo de actuación y la viga móvil. Cabe señalar que este interruptor está diseñado para alcanzar una velocidad de conmutación de una decena de microsegundos suficientes para nuestro caso en particular.

El aislamiento, como en todos los casos de interruptores dependerá de las distancias entre líneas (electrodo de actuación y las vigas) , así como el área de la viga móvil expuesta al electrodo de actuación, lo cual, al ser disminuida para mejorar aislamiento de capacitancias parásitas, perjudica al voltaje necesario para mover la viga o voltaje de actuación y esto a su vez con las distancias entre vigas para el menor voltaje de actuación y al gradiente de estrés de la viga móvil que puede ser aplicado en dicha viga. Cuando las vigas están en contacto, se llegan a presentar efectos físicos de resistencia de paso de la señal, corrosión, entre otros, como son descritos a continuación.

5.2.1 Contacto metal-metal.

El contacto entre metales siempre lleva consigo un efecto resistivo al paso de la corriente a través de dichos contactos. En el caso de conmutadores se utilizan electrodos de un mismo material que minimizan el efecto de resistencia eléctrica, oxidación, corrosión, desgaste del material, entre otros efectos posibles. Uno de los materiales más utilizados para este propósito es el oro, que ayuda a prevenir la mayoría de los problemas mencionados anteriormente, así pues, el oro es utilizado en la mayoría de los contactos modernos de comunicación por sus generosidades en cuanto a propiedades eléctricas, desgaste, oxidación, etc., aunque no llega a eliminar totalmente el problema de la corrosión.

El costo también es un problema para su implementación, y muchas veces se llegan a tener capas más finas de oro sobre puestas en capas de otros materiales como los llega a ser el níquel o el titanio. Con unas cuantas micras de espesor de los electrodos de materiales como el oro, los dispositivos son capaces de soportar corrientes menores a 0.5A.

La corrosión es uno de los problemas mas importantes en la implementación de dispositivos de contacto metal-metal, existe diferentes tipos de corrosión en materiales como son, la corrosión “seca”, la galvánica, y por contacto entre materiales [70].

La corrosión por contacto se da por la porosidad, estrés en el material y electro migración. La de porosidad se llega a presentar mucho en capas delgadas de oro para aplicaciones de interruptores. La corrosión tiene como principales causas la humedad relativa en el medio, reacciones químicas, reducción de H₂S, cambios de proporción de aire en el ambiente, óxidos, temperatura, etc.

Otro de lo problemas que se presenta, sobre todo en el micro mundo de los contactos metal-metal, es el de las posibles adhesiones que se presentan entre los contactos metálicos, esto, es dependiente de la corriente que llegue a pasar entre estos cuando están en unión, las capacitancias parásitas, y las temperaturas que se llegan a tener entre los contactos metálicos. Consecuentemente, se llegan a tener mayores adhesiones entre placas a mayores corrientes eléctricas, y mayores resistencias eléctricas a menores valores de corriente. Estos son puntos a tomar en cuenta para la implementación de dispositivos o interruptores MEMS basados en electrodos con contacto directo metal-metal [70], [71].

5.3 Tensión en películas delgadas.

Pero, en el caso del interruptor propuesto [62], ¿Cómo darle a la película tan delgada un estrés suficiente para su apropiada curvatura? Existen diferentes técnicas para la fabricación de este tipo de vigas o materiales con cierto grado de estrés en su estructura para el manejo de su curvatura o flexibilidad.

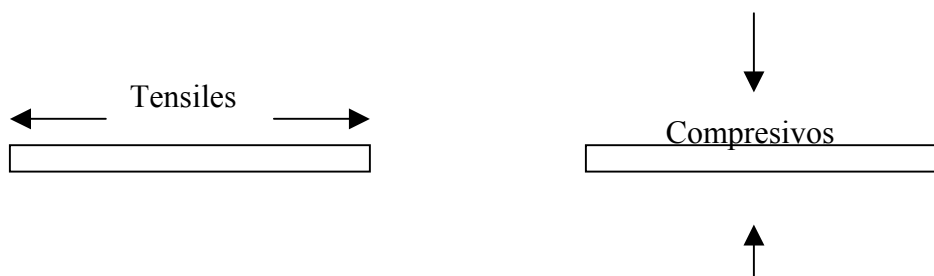
Todas las películas tienen un estrés residual debido al desacoplamiento del coeficiente de expansión térmica, la deformación plástica no uniforme o el desplazamiento de los átomos, además de las impurezas entre las capas y a los procesos de crecimiento o deposición.

Existen dos factores que causan el estrés, y se clasifica en factores intrínsecos y extrínsecos. En donde los intrínsecos (o tensión de crecimiento) se deben al proceso llamado “film nucleation”. Los extrínsecos son debidos a factores externos como gradiente de temperatura o el estrés inducido por el empaque.

El estrés térmico es el más común, es relativamente fácil de calcular, en donde éstos surgen ya sea de una estructura con coeficiente de expansión térmico no homogéneo sujeto a un cambio uniforme de temperatura o en un material homogéneo expuesto a un gradiente térmico.

Las tensiones intrínsecas, regularmente son mayores que las extrínsecas (térmicas). Estos son consecuencia de el estado de no equilibrio durante los procesos de deposición de las películas, por ejemplo la deposición química por vapor, o el estrés de transformación (intrínseco) en el cual parte del material sufre un cambio de volumen durante la fase de deposición. Cabe mencionar que un alto estrés puede resultar en agrietamiento de las películas.

Las películas delgadas pueden ser de dos tipos, tensiles o compresivos, debido a los procesos de deposición térmicos y la densificación.



Si la tensión residual varía en la dirección de crecimiento del filme, el momento de curvatura resultante podrá deformar las estructuras. La presencia de tensión residual también afecta la frecuencia de resonancia de los filmes delgados y de las micro estructuras residuales. También el estrés residual degrada las características eléctricas, aunque también tiene ventajas como características de memoria de forma en las películas.

De esta forma, se pueden obtener tensiones en películas delgadas de Cu, Ag, Au, Al, Ti y metales refractivos, que van desde los 10 Mega Pascales hasta los 1000 Mega Pascales, a temperaturas que van desde 50°C a unos cuantos cientos de °C.

Así pues, el estrés tensil, decrece de manera lineal cuando se incrementa la temperatura en el sustrato. Para el cambio a estrés compresivo, se necesita baja temperatura para metales de punto bajo de fusión. Por otra parte con los filmes dieléctricos el estrés es compresivo y tiene menores valores de estrés que los metales.

Cuantitativamente, el estrés de un filme delgado el estrés total esta dado por:

$$\sigma_{tot} = \sigma_{th} + \sigma_{int} + \sigma_{ext}$$

donde:

σ_{th} = Estrés térmico

σ_{int} = Estrés intrínseco

σ_{ext} = Estrés externo

5.4 Voltaje de actuación.

Cuando una diferencia de potencial se aplica entre una estructura conductora y tierra, dicha estructura tiende a desplazarse o deformarse debido a las fuerzas electrostáticas. Al aumentar la diferencia de potencial entre la estructura y tierra, se llega a un punto en el que el índice de la fuerza electrostática aplicada entre las vigas excede el de la fuerza elástica de la viga y el sistema no puede alcanzar un equilibrio sin tener un contacto físico. Dicho voltaje crítico se conoce como el voltaje Pull-in (actuación). El fenómeno Pull-in o de actuación el cual es de gran importancia práctica en el diseño de los sensores (MEMS) y de los interruptores micro-electro-mecánicos.

La determinación del voltaje y de la posición requiere la solución de un sistema electroestático-elástico acoplado. En Coventor, el análisis del voltaje de actuación puede ser obtenido en la aplicación CoSolve. Matemáticamente, el voltaje de actuación sobre una viga o membrana, puede ser calculado mediante [67]:

$$V_{pull-in} = (8K_z d^3 / 27A \epsilon_0)^{1/2}$$

donde:

d = distancia entre la membrana o viga y electrodo de actuación.

A = Área de la viga o membrana.

ϵ_0 = Permitividad del aire.

K_z = constante elástica efectiva del material

$$K_z = \frac{Ew \left(\frac{t}{L_c} \right)^3}{1 + \frac{L_s}{L_c} \left(\left(\frac{L_s}{L_c} \right)^2 + 12 \frac{1+\nu}{1 + \left(\frac{w}{t} \right)^2} \right)}$$

Donde: E = Modulo de Young

ν = radio de Poisson

w, L_s, L_c = dimensiones de la viga.

5.5 Fabricación del interruptor.

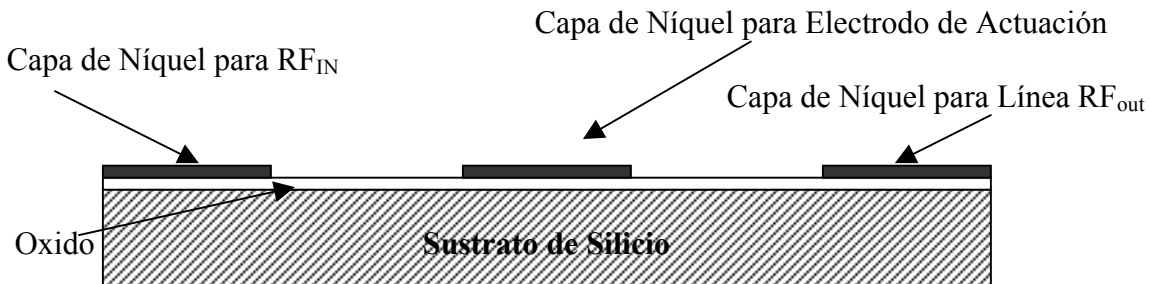
5.5.1 Procesos de fabricación del interruptor.

La fabricación del interruptor se llevan a cabo sobre una capa de sustrato de silicio de $400\mu\text{m}$ de espesor, en la cual se deposita una capa de oxido de silicio de un espesor de $0.3\mu\text{m}$.

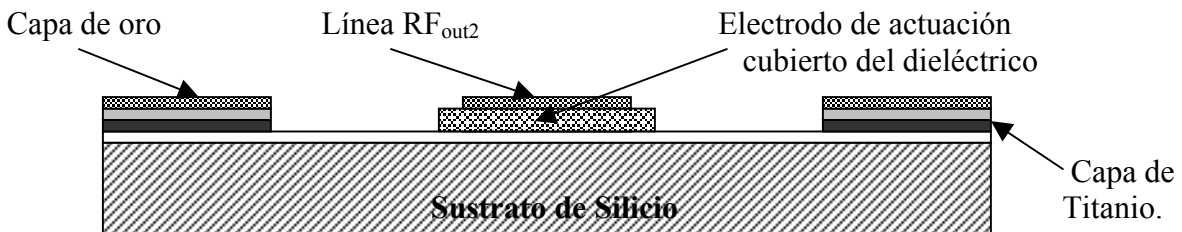
Capa de Oxido de Silicio.



Posteriormente se prepara el material para las líneas y el electrodo de actuación el cual se depositan $0.12\mu\text{m}$ de espesor de Níquel [65], el cual es sustitución de SiCr cuyas características no se manejan en el software Coventor.



Después se depositan capas de $0.05\mu\text{m}$ de titanio y $1.2\mu\text{m}$ de oro respectivamente las cuales serán partes de las líneas de transmisión RF y el electrodo de actuación. También se depositan $0.4\mu\text{m}$ de aislante Si_3N_4 por PECVD y RIE para cubrir el electrodo de actuación y evitar corto circuito entre el electrodo de actuación y la viga móvil.



Se deposita entonces, la primer capa (+) de sacrificio de PSG de $1\mu\text{m}$ de grueso para poderlos separar de la siguiente capa la cual nos dará la estructura de la viga móvil. Así pues, se tendrá una distancia mínima de $1\mu\text{m}$ de distancia entre la viga móvil y el electrodo de actuación, así como de la línea $\text{RF}_{\text{out}2}$.

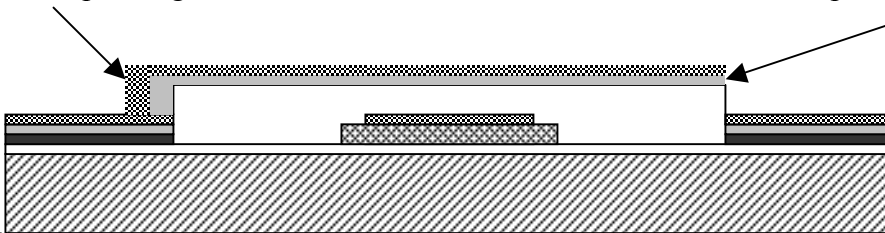
Capa de Sacrificio.



La viga móvil, está construida de $0.2\mu\text{m}$ de espesor de titanio₂ sobre el cual se depositan $0.7\mu\text{m}$ de oro₂, cabe mencionar que tanto ese tipo de oro y titanio, deben de tener un gran gradiente de estrés en ellos para poder conseguir el doble requerido para la aplicación, utilizando técnicas de variación de estrés de los filmes delgados. En nuestro caso el estrés en el oro₂ y titanio₂ es de 15Mpa , los cuales se le fueron especificados en el simulador de Coventor para que la viga móvil pudiera tener el suficiente contacto con la viga fija como para tener una resistencia no tan alta, y a su vez se pudiera tener una viga lo bastante flexible para bajar el voltaje Pull In en nuestro dispositivo.

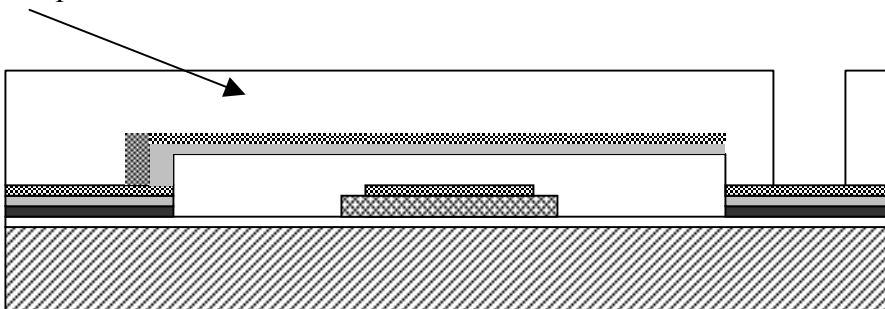
Capa de oro₂ para viga móvil.

Capa de Titanio₂

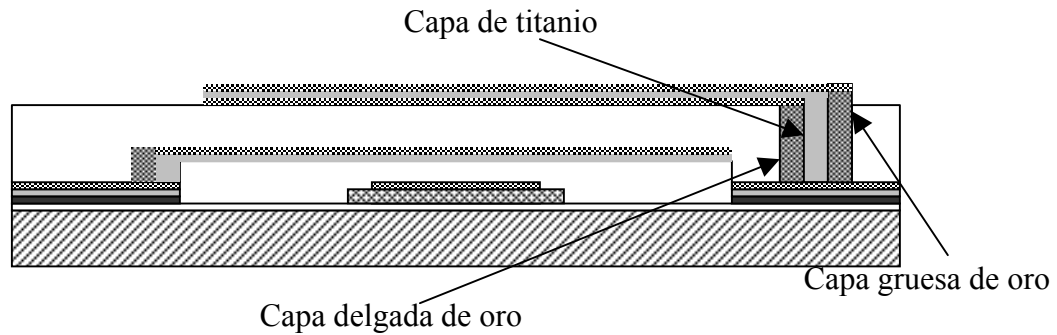


Después sigue la segunda capa de Sacrificio, que en nuestro caso es de $2\mu\text{m}$ de espesor de PSG, que es sustituto del Polímero DuPont especificado en [62].

Segunda capa de sacrificio.



La viga Fija esta compuesta de oro y titanio con un gradiente de estrés mas bajo que los de la viga móvil, en este caso, tanto oro como titanio, se quedan con sus características normales de material utilizadas en tecnología MEMS. En sí, la viga fija está compuesta por tres capas, la primera, de oro, por medio de la cual hace contacto la Líneas RF IN y RFout1 y tiene un espesor de $0.2\mu\text{m}$, la segunda es de titanio y $0.05\mu\text{m}$ de espesor, la ultima es de oro, pero mas gruesa, de $0.3\mu\text{m}$.



Al finalizar, el proceso, se sacrifican los materiales PSG y obteniendo así el interruptor en estado cerrado, gracias a el estrés aplicado a la viga móvil.

5.5.2 Proceso de fabricación en Coventor.

En Coventor, se siguen los mismos pasos descritos anteriormente, como se muestra a continuación.

Step	Action	Type	Layer Name	Material	Thic...	Color	Mask Name/ Polarity	Depth	Offset	Sidewall Angle	Comment
0	Base		Substrate	SILICON	400.0	blue	GND				
1	Deposit	Planar	oxido	OXIDE	0.3	cyan					
2	Deposit	Planar	Bias	NICKEL	0.12	yellow					
3	Etch	Front, Last L...				yellow	Bias +	0.12	0.0	0.0	
4	Deposit	Planar	lineasRF	TITANIUM	0.05	gray					
5	Etch	Front, Last L...				gray	LineasRF +	0.05	0.0	0.0	
6	Deposit	Planar	lineasRF2	GOLD	1.2	gold					
7	Etch	Front, Last L...				gold	LineasRF2 +	1.2	0.0	0.0	
8	Deposit	Conformal	dielectri...	Si3N4	1.0 ...	white					
9	Etch	Front, Last L...				yellow	Dielectrico +	1.0	0.0	0.0	
10	Deposit	Planar	Sacrif	PSG	1.0	light...					
11	Etch	Front, Last L...				gray	sacrif +	1.0	0.0	0.0	
12	Deposit	Conformal	vigamov	titanium2	0.5 ...	black					
13	Etch	Front, Last L...				light...	vigamov +	0.5	0.0	0.0	
14	Deposit	Planar	vigamov2	gold2	0.7	gold					
15	Etch	Front, Last L...				gold	vigamov2 +	0.7	0.0	0.0	
16	Deposit	Planar	Sacrif2	PSG	2.0	moc...					
17	Etch	Front, Last L...				pink	Sacrif2 +	2.0	0.0	0.0	
18	Deposit	Planar	Viga	GOLD	0.2	gold					
19	Etch	Front, Last L...				gold	Viga +	0.2	0.0	0.0	
20	Deposit	Planar	Viga2	TITANIUM	0.5	gray					
21	Etch	Front, Last L...				light...	viga2 +	0.5	0.0	0.0	
22	Deposit	Planar	vigaf	GOLD	3.0	black					
23	Etch	Front, Last L...				black	GOLD +	3.0	0.0	0.0	
24	Sacrif...			PSG							

Figura 5.3 Proceso de fabricación en Coventor, capas depositadas y sacrificadas.

5.5.3 Máscaras del interruptor.

Después de definir tanto los procesos de deposición, “ etching ” y sacrificio, se especifican las máscaras para cada capa, o sea, la forma y las dimensiones en donde queremos los depósitos de los materiales.

En nuestro caso, tenemos tres variaciones de la estructura elegida para el interruptor, con el fin de tener mejores parámetros en cuanto a la baja del voltaje de actuación, estas variaciones son solamente en la viga móvil.

A cada material se le asocia una mascara, lo cual es muy sencillo en el software Coventor, en donde se activan y desactivan los diferentes materiales para el dibujo de su mascara, tomando en este puntos o coordenadas con respecto a una referencia para su mejor diseño como se muestra a continuación, en cada una de los tres diferentes modelos, los cuales por su forma llamamos, interruptor con brazo de viga móvil en forma de “viga recta”, en forma de “víbora” y en forma de “Zeta”.

Figura capas interruptor víbora.

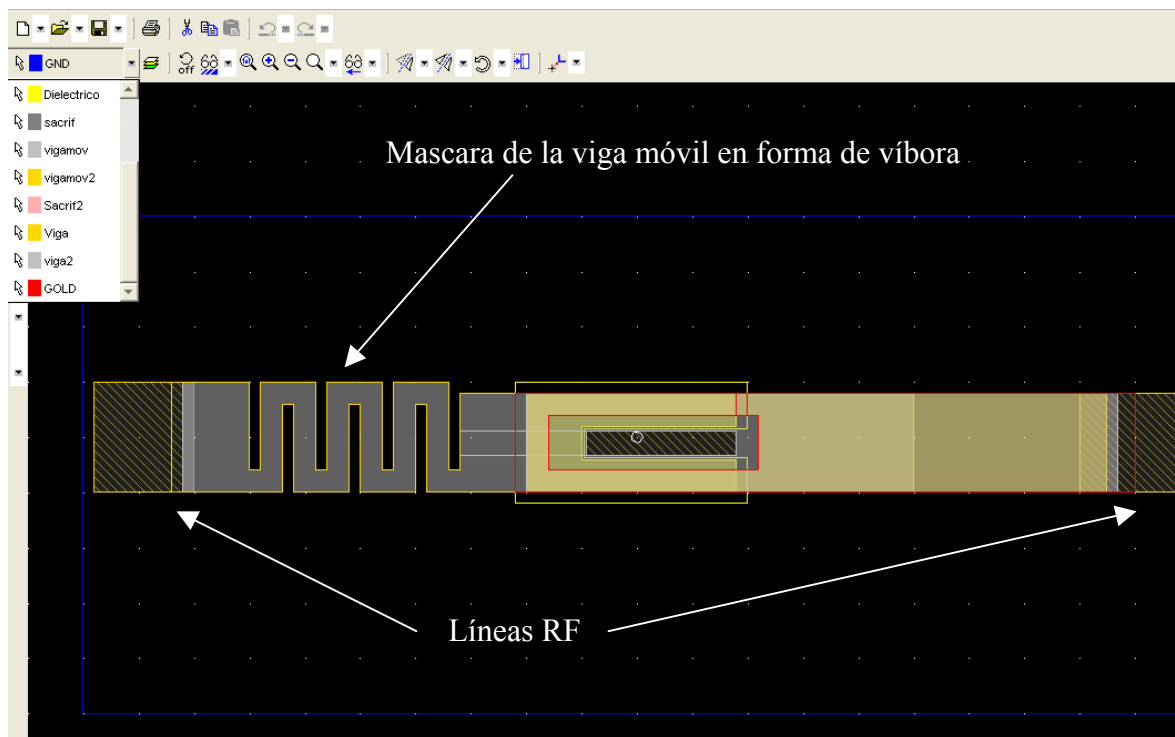


Figura 5.4 Creación de mascarar en Coventor para interruptor víbora.

A cada material, le corresponde un color, el cual al ser activado se le dibuja su máscara con sus dimensiones especificadas, las cuales limitarán las deposiciones anteriormente especificadas.

Figura capas interruptor viga recta.

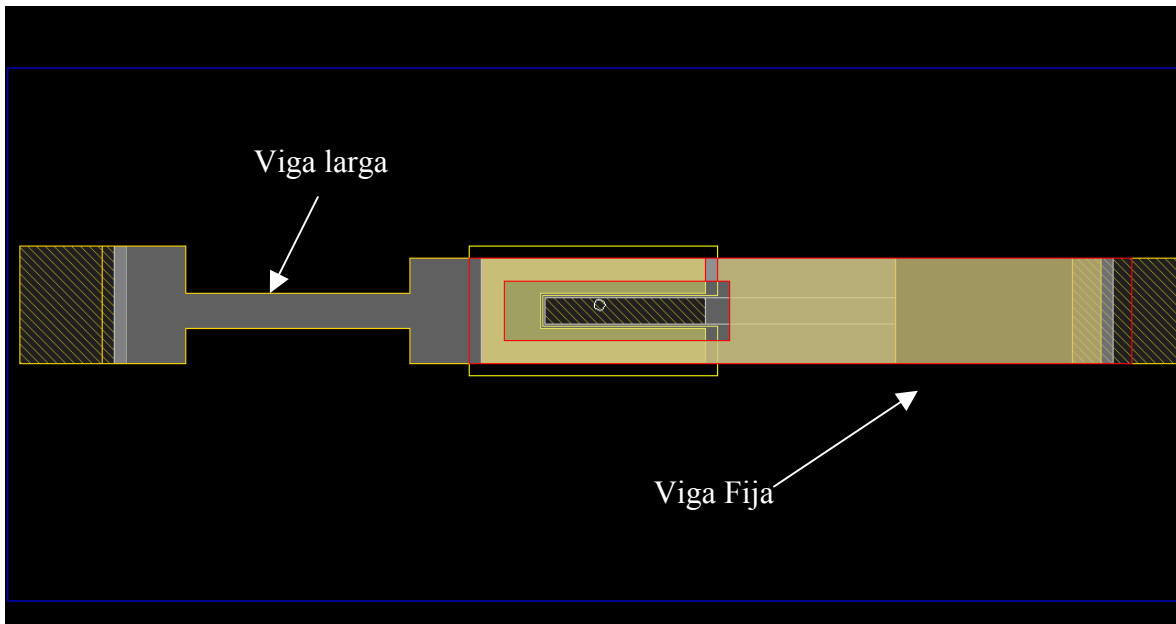


Figura 5.5 Creación de máscaras en Coventor para interruptor viga recta.

En este caso solo se modifica la máscara de la viga móvil, tratando de ver con cual configuración se tiene menor voltaje de Pull-in.

Figura capas interruptor Zeta

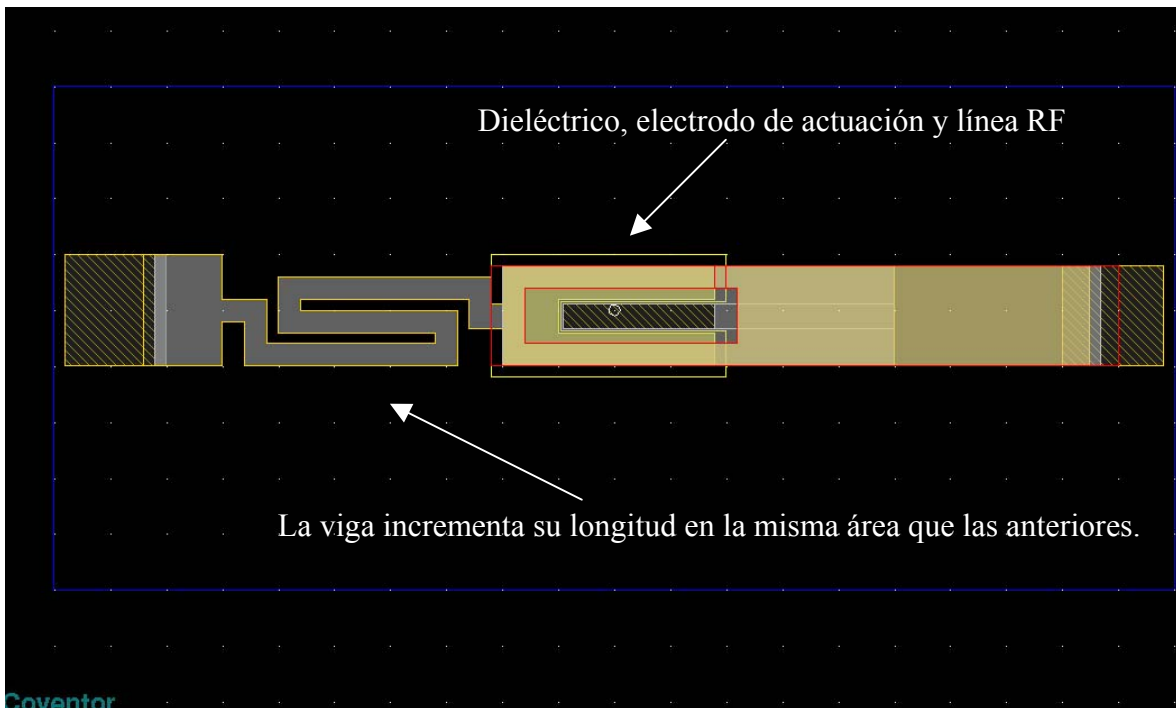


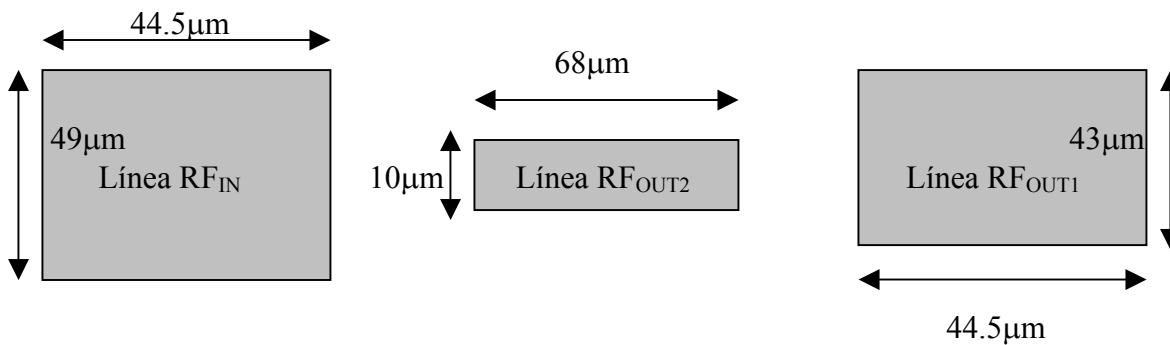
Figura 5.6 Creación de máscaras en Coventor para interruptor Zeta.

Con esta configuración se trata de obtener un brazo de la viga mas largo el cual influya directamente en la disminución del voltaje Pull-In o de actuación.

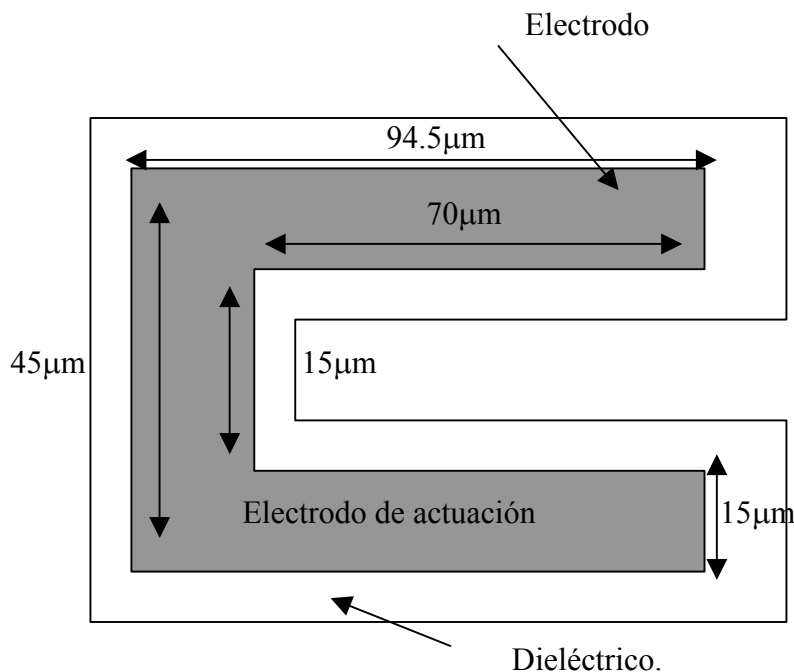
5.5.3.1 Dimensiones de las máscaras.

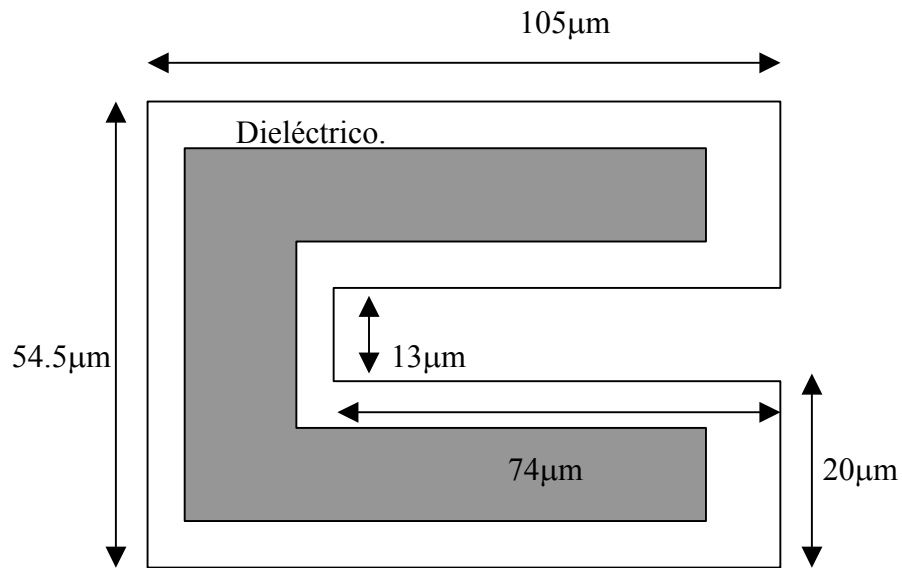
Al dibujar las mascararas debemos tener idea acerca de las dimensiones de nuestro interruptor, ya que de espesor, estas son dadas desde el proceso de deposición, pero las dimensiones tanto de largo como de ancho son especificadas en el momento de la creación de la mascara, a continuación daremos las dimensiones con las que se manejo la construcción del interruptor. Cabe mencionar que a excepción de la viga móvil la cual fue la que cambió su configuración, todas las demás máscaras tienen las mismas dimensiones.

Las líneas RF formadas por níquel, oro y titanio, tienen las siguientes dimensiones.



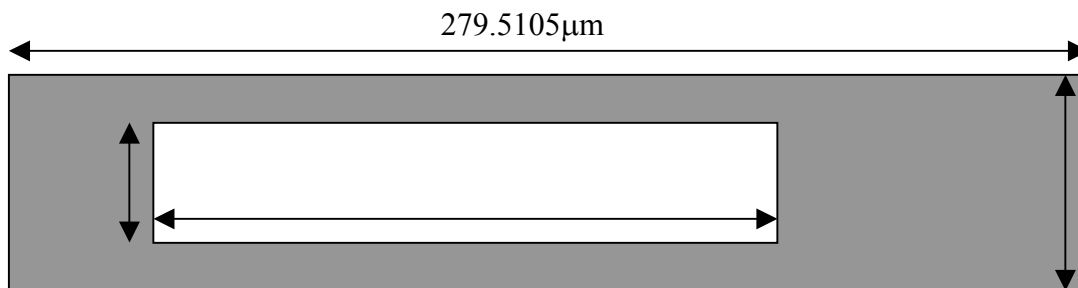
El electrodo de actuación y el dieléctrico.





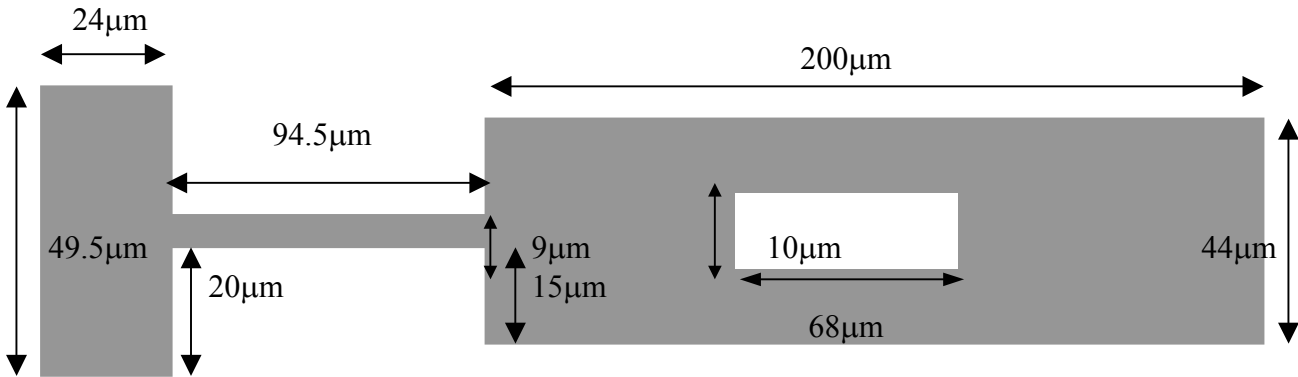
La viga Fija está compuesta de dos capas de oro y una muy delgada de titanio, tiene en el centro una apertura, la cual disminuye masa para no hacerla tan pesada y disminuye capacitancias parásitas en el contacto entre la viga fija y la móvil.

Viga Fija.

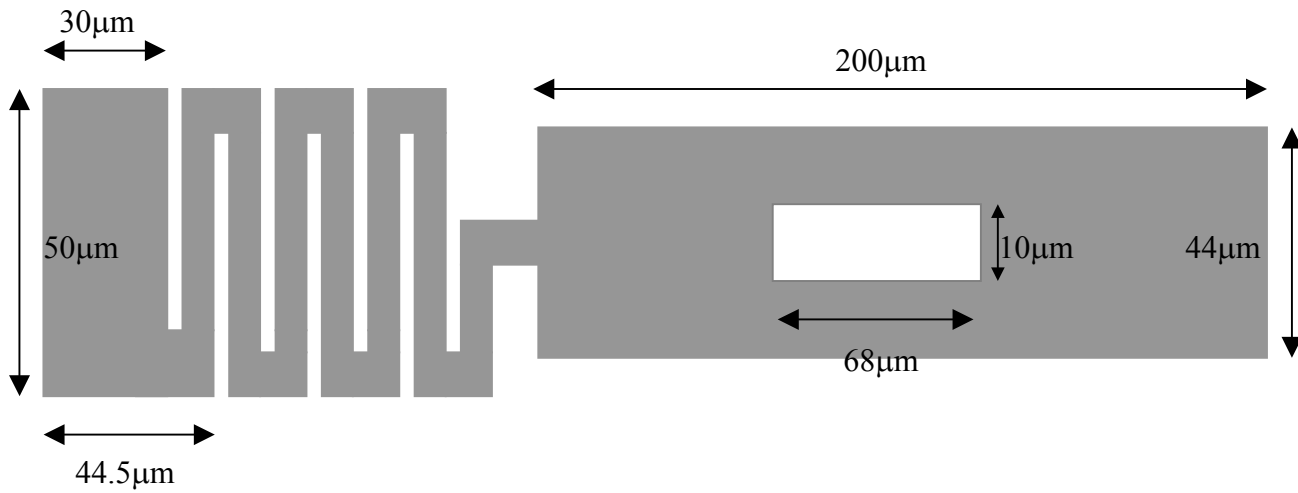


La viga móvil, esta compuesta por el titanio₂ y oro₂, los cuales tienen un índice de estrés de 15Mpascales cada uno lo cual provoca la flexión de la viga móvil. Las dimensiones en cada uno de los interruptores propuestos para la mejora del requerimiento de voltaje de actuación esta ligada a su configuración como se muestra a continuación.

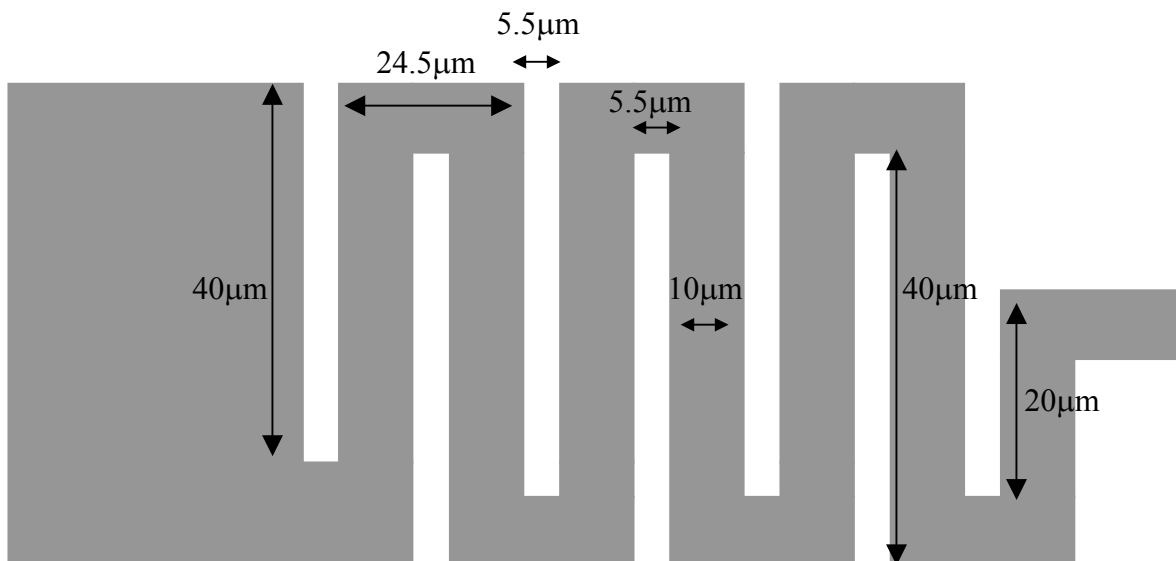
Interruptor viga recta.

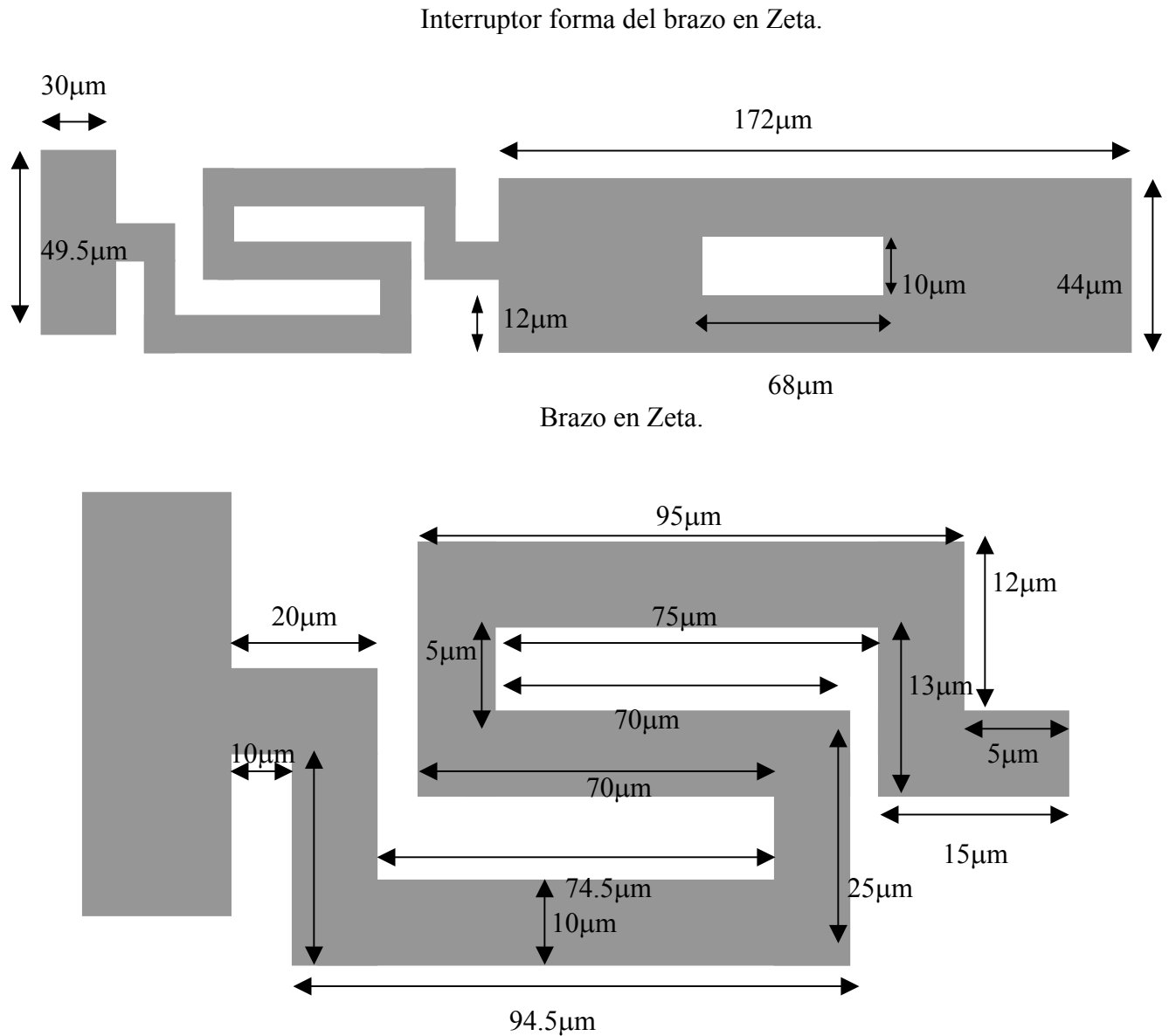


Interruptor víbora



Brazo víbora.





5.5.4 Visualización de interruptor en 3D Coventor.

Así pues, al tener tanto los procesos de deposición, materiales, y máscaras, se obtienen las construcciones especificadas por los pasos anteriores, en el caso de Coventor, estas son mostradas en 3D para una mejor visualización del dispositivo, con las opciones de poder nombrar las partes del dispositivo, caras y aplicar métodos numéricos para su posterior análisis tanto mecánico, eléctrico, térmico, entre otros para la caracterización del funcionamiento del dispositivo, tomando en cuenta los parámetros más importantes en su desempeño.

Por ejemplo, en el caso del interruptor con brazo en forma de víbora, podemos observar paso a paso como fueron depositándose las diferentes capas para la construcción de este interruptor.

Como primer paso se tiene la base de sustrato de Silicio con la capa de óxido, así como el níquel depositado para las líneas RF (a). Posteriormente se deposita el Titanio y el oro sobre el níquel para las líneas RF (b).

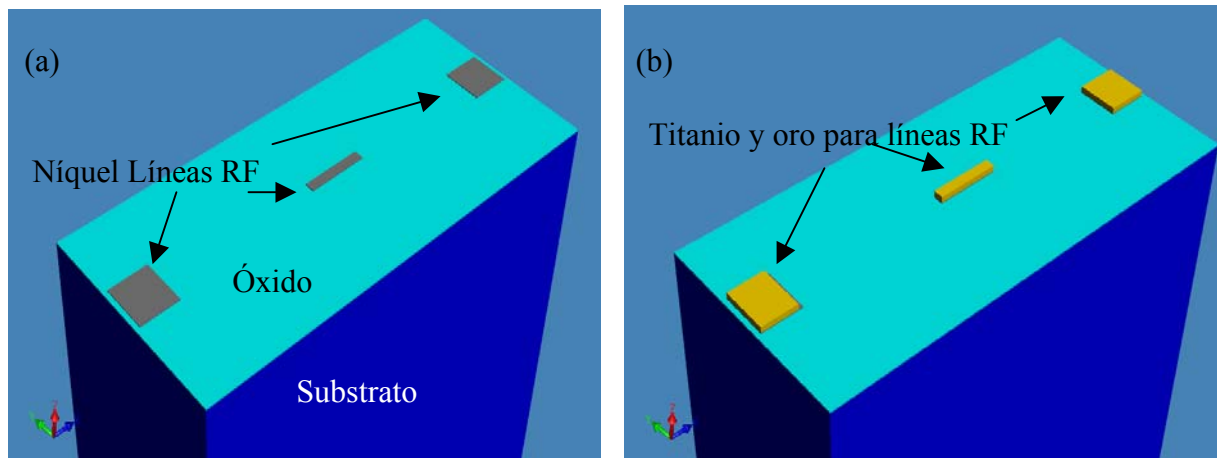


Figura 5.7 Líneas de radio frecuencia depositadas en el sustrato, visualización en 3D.

De igual forma que para las Líneas RF se hace para el electrodo de actuación(c), que posteriormente es cubierto por el dieléctrico para evitar el corto circuito (d).

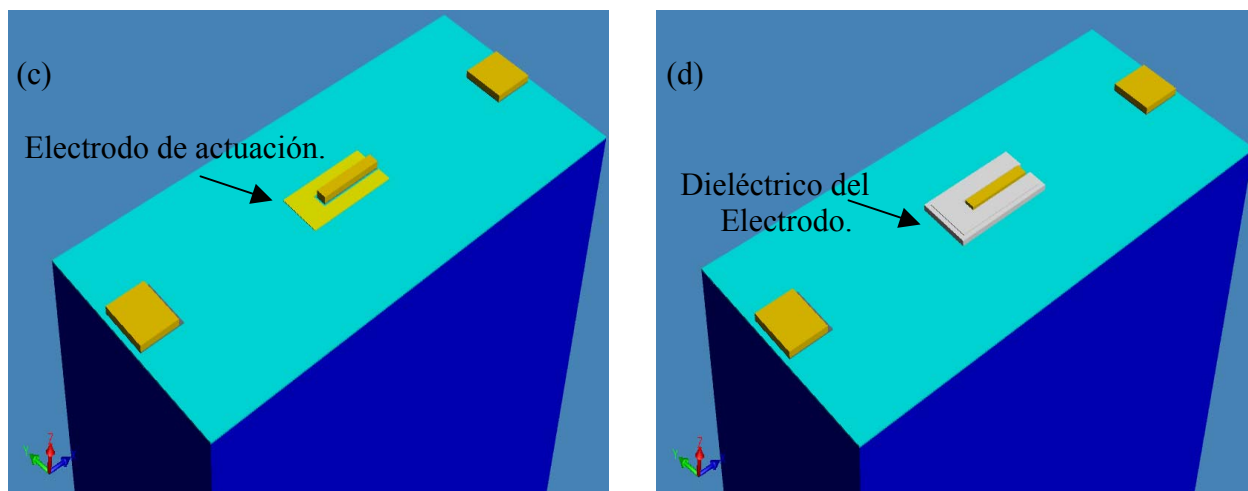


Figura 5.8 Electrodo de actuación y cobertura dieléctrica del electrodo de actuación, visualización en 3D.

La línea RFOUT2 está localizada dentro de el electrodo de actuación aislándolo de éste por medio del dieléctrico, la localización de esta línea RF dentro del electrodo es para mejorar el contacto entre la parte baja de la viga móvil y la Línea RF, ya que al tener la viga móvil cierto gradiente de estrés, esta tiende a doblarse en todas las direcciones lo que hace que la superficie de contacto no sea horizontal, al poner la línea dentro del electrodo de actuación se asegura que la fuerza de actuación pegara las caras del la línea RF y la viga móvil, la cual tiene una superficie de contacto de oro con las dimensiones apropiadas para una eficiente transmisión. Para esto la línea RF deberá estar unos micrómetros más alto que el dieléctrico del electrodo de actuación para que no impida este su contacto.

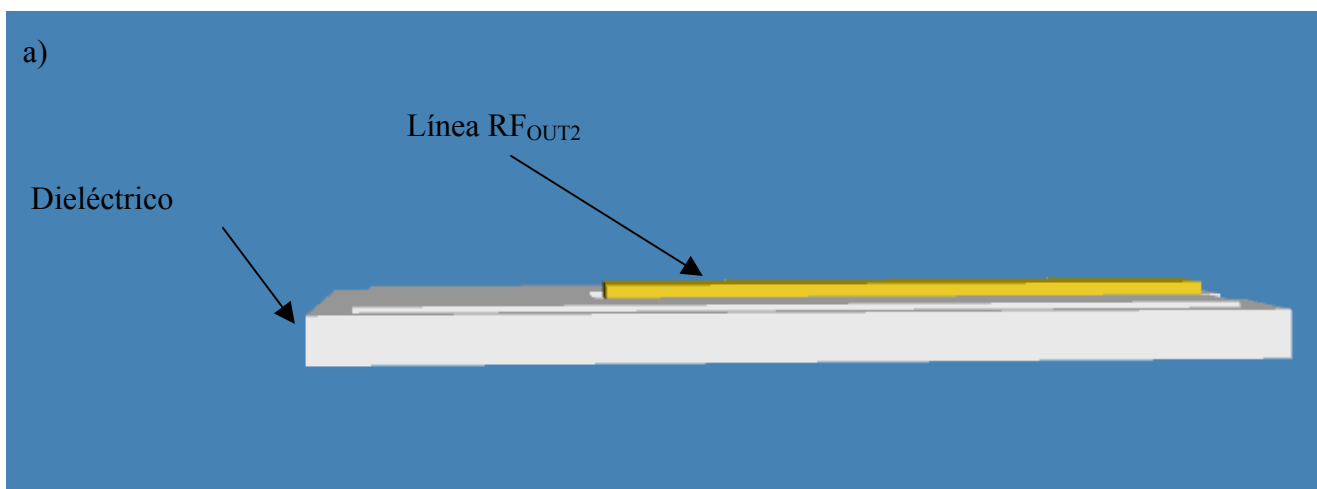


Figura 5.9 Electrodo de actuación cubierto por el dieléctrico y segunda línea de conmutación, visualización en 3D.

a) La línea sobre sale de del dieléctrico para tener mejor contacto con la viga móvil, mientras el dieléctrico aísla electrodo de actuación de la línea.

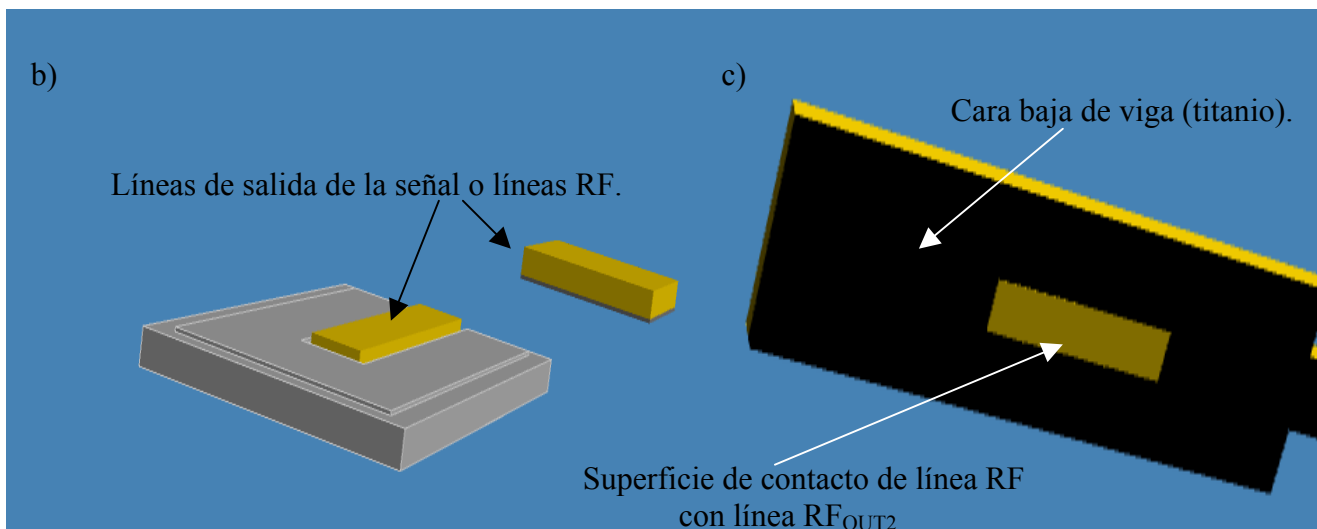


Figura 5.10 Líneas de conmutación y superficie de contacto de la viga móvil, visualización en 3D.

b) Líneas de salida del conmutador. c) Superficie de contacto de oro-oro para disminuir pérdidas y transmitir la señal con mayor eficiencia que oro - titanio.

Entonces para la construcción de la viga móvil, aparte de que los materiales deben de tener las características antes mencionadas, el diseño en el brazo de la viga puede ayudar a mejorar el voltaje de actuación necesitado para mover la viga. Se tiene también una apertura en la capa de titanio para dejar que se deposite oro el cual será el que tendrá contacto con la línea 2 de salida.

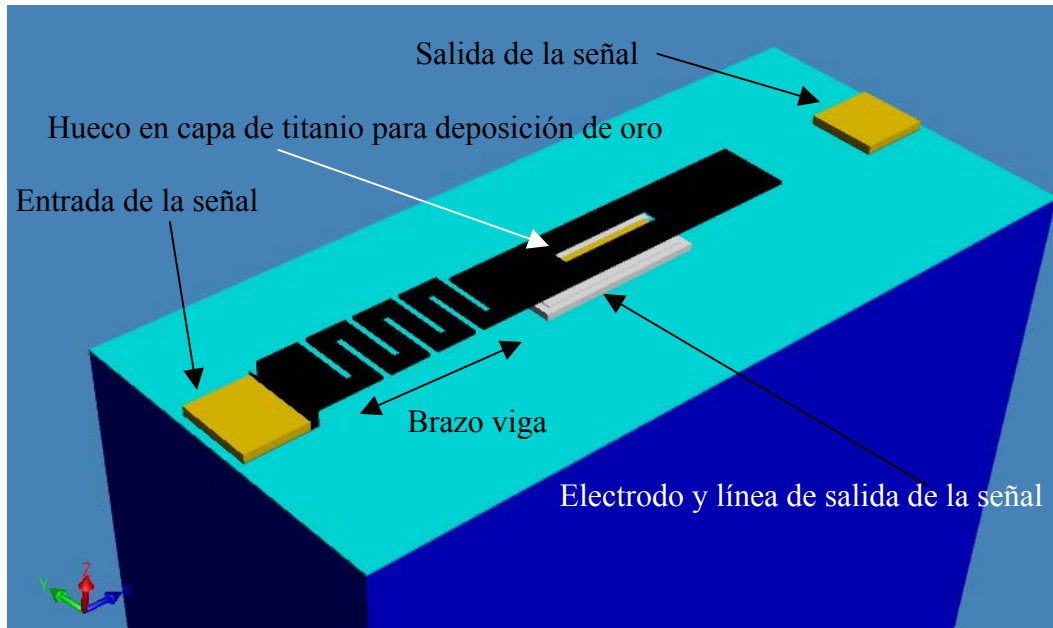


Figura 5.11 Capa de titanio de la viga móvil con hueco para la deposición de la capa de oro y formación del contacto para la segunda línea de conmutación.

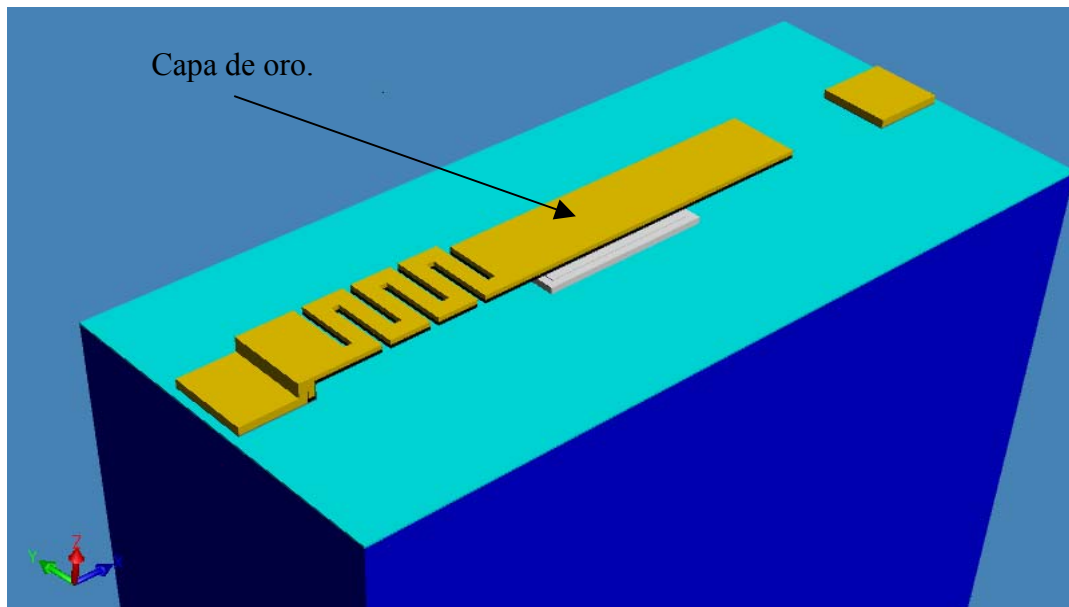


Figura 5.12 Capa de oro depositada en la viga móvil.

La Viga fija es más gruesa como se mencionó anteriormente y está compuesta de la capa de oro con la que esta contacto la viga móvil, otra capa delgada de titanio y una capa más gruesa de oro. Dicha viga también tiene una apertura o hueco en su estructura para disminuir paso y tendencia a doblarse de la viga así como para eliminar capacitancias parásitas de la zona en la que no se encuentran en contacto las vigas.

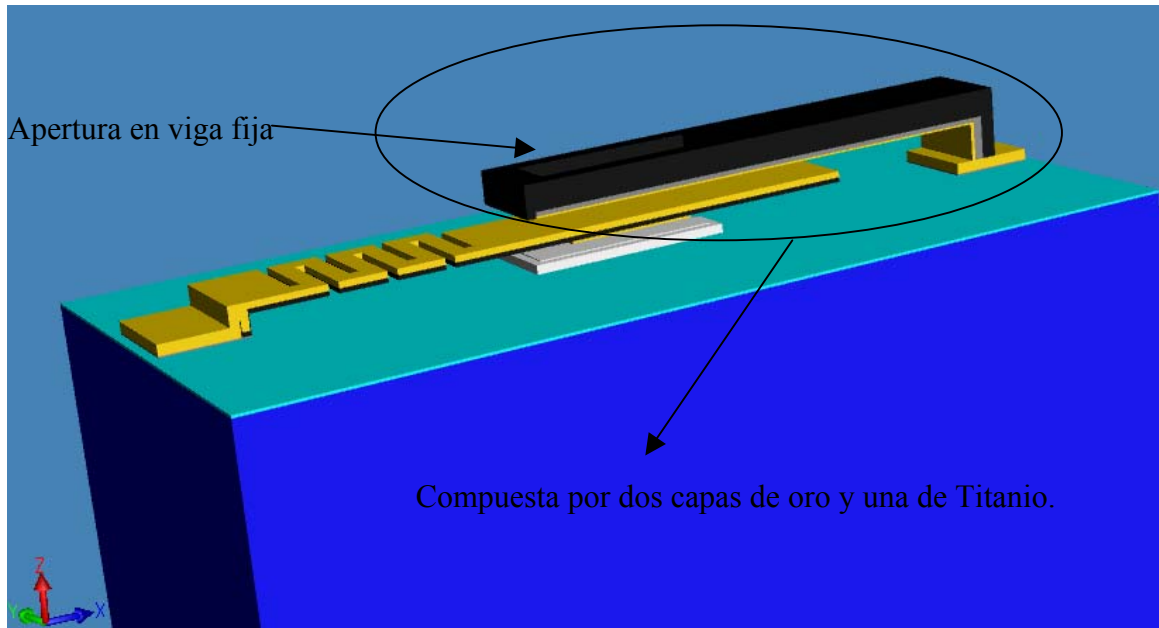


Figura 5.13 Viga fija y salida de la primer línea de conmutación.

Otro punto importante es saber que distancia existirá entre el electrodo de actuación y la viga fija cuando el interruptor este en su estado inicial, ya que al estar la vigas en contacto, esta influirá directamente en el voltaje de actuación que se le puede aplicar para evitar la ruptura dieléctrica del aire. Lo mismo se tendrá que ver cuando el electrodo de actuación tenga atraído a la viga móvil y la línea RF_{IN} estará en contacto con la línea RF_{OUT2} , en este caso la viga móvil y la fija también tendrán carga la cual puede producir la ruptura eléctrica del aire.

La ruptura dieléctrica del aire es importante ya que en el micro mundo, al tener distancias de tan solo unas micras, voltajes altos entre placas a pocas distancias pueden provocar cortos circuitos o saltos de chispas que influyan de mala manera en el funcionamiento del dispositivo.

5.5.5 Ruptura eléctrica del aire.

Al acumularse cargas en las regiones puntiagudas de un conductor cargado o en superficies irregulares el campo eléctrico llega a ser muy intenso capaz de producir la ruptura eléctrica del aire (si el aire es el medio) en las inmediaciones de estas regiones.

A dicho fenómeno se le conoce por descarga o efecto corona la cual puede ser explicada como la pérdida de carga producida por la ionización del aire que rodea a un conductor cargado. La ruptura eléctrica del aire que se produce con el efecto corona tiene lugar cuando la intensidad del campo eléctrico alcanza los 3×10^6 V/m o en nuestro caso los 3 V/ μm [68]. A continuación se muestra la resistencia dieléctrica que se tiene en diferentes materiales con respecto al aire.

CONSTANTES DIELECTRICAS Y RESISTENCIAS DIELECTRICAS

Material	Constante dieléctrica	Resistencia Dieléctrica
Aire	1	3×10^6
TiBaO ₃	1200	7.5×10^6
Freon	1	8×10^6
Aceite	2.3	1.5×10^6
Vidrio	6	3×10^6
Parafina	2	3×10^6
Cuarzo	4	4×10^6
Mica	6	2×10^6

Si se tiene que mantener un objeto a un elevado potencial y evitar que se descargue por el efecto corona, se debe evitar zonas agudas y vértices, la superficie debe ser lisa y su forma redondeada.

En nuestro caso existen dos casos, uno cuando la viga móvil esta en contacto con la viga fija en un estado inicial donde no existe voltaje de actuación, en ese caso la distancia existente entre la viga móvil y el electrodo de actuación es de $3 \mu\text{m}$ en promedio (tomando en cuenta que la curvatura de la viga tiende a disminuir la distancia en diferentes partes del brazo). Dado que la formula nos dice que para ruptura eléctrica del aire se necesitan 3 V/ μm , y nosotros tenemos $3 \mu\text{m}$, necesitaríamos un voltaje de 9 Voltios entre la viga móvil y el electrodo de actuación para romper la condición de ruptura eléctrica. El otro caso se da cuando la viga móvil está en contacto con la segunda línea de conmutación Línea RF_{OUT2} y por lo tanto existe cierta distancia de separación entre las vigas del interruptor, aquí se tiene el mismo caso que el primero, y la separación aproximada es de $3 \mu\text{m}$. Al tener una señal limitada a 6.5 voltios y considerando que existe una separación promedio de $3 \mu\text{m}$, descartaremos teóricamente el problema de la ruptura eléctrica en el interruptor, enfocándonos a ver si el voltaje de actuación para mover la viga móvil está dentro del rango que se necesita para el sistema de alimentación.

5.6 Diseños distintos del interruptor.

Los tres interruptores construidos son los siguientes.

Interruptor Víbora.

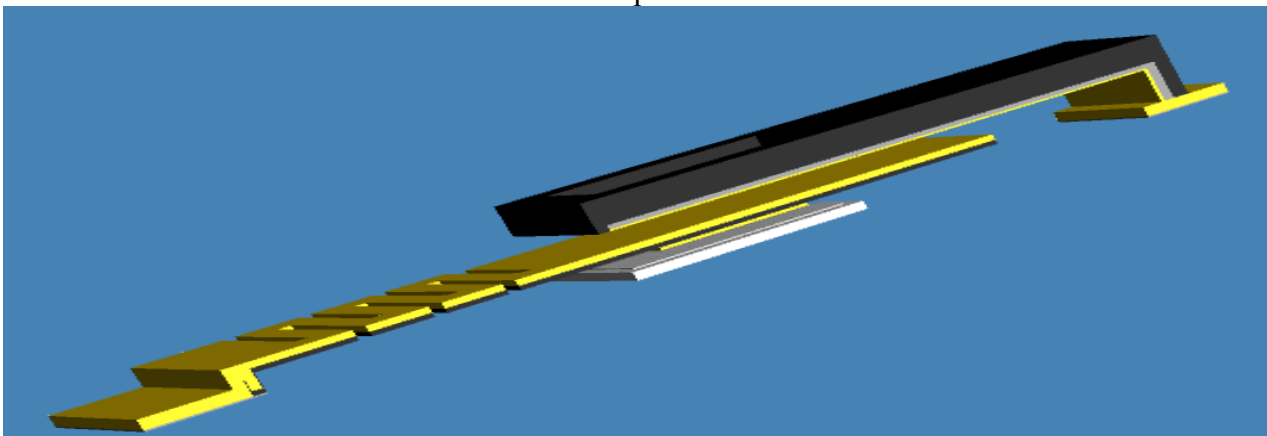


Figura 5.14 Interruptor con brazo de la viga móvil en forma de víbora.

Interruptor viga recta.

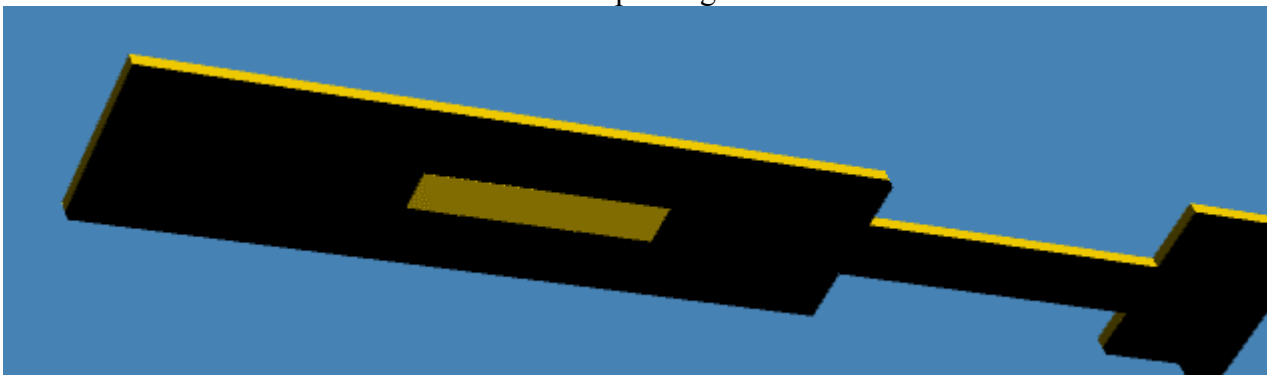


Figura 5.15 Interruptor con brazo de la viga móvil en forma de viga recta.

Interruptor Zeta.

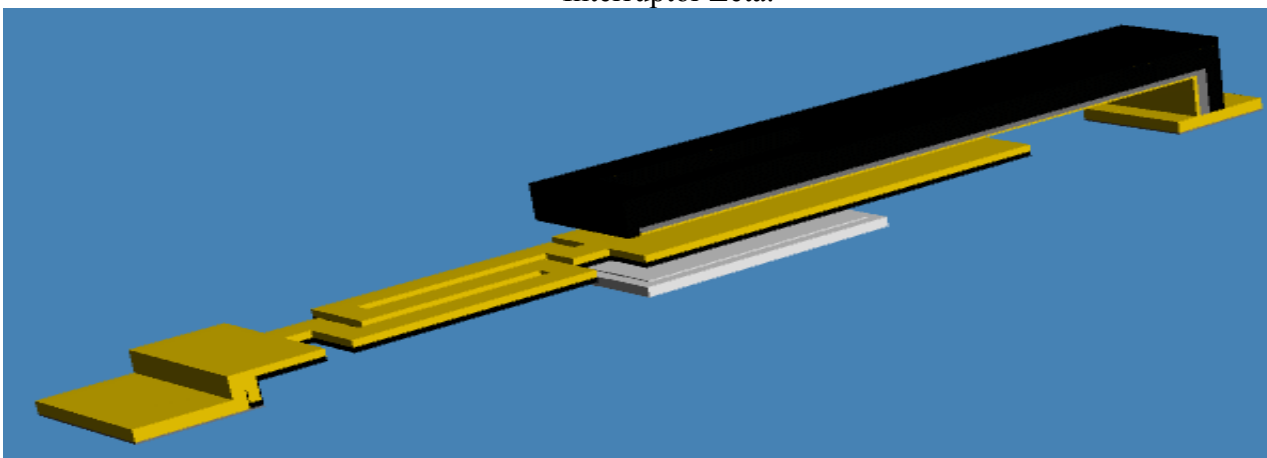


Figura 5.16 Interruptor con brazo de la viga móvil en forma Z

5.6.1 Interruptor Víbora.

Ya en el análisis mecánico en MemMech de Coventor, podemos observar si la es cierta la hipótesis acerca de que al aplicar un coeficiente de estrés elevado a la viga móvil, esta se doblaría para tener contacto con la viga fija. A continuación se muestran los resultados acerca de los desplazamientos producidos después de quitar las capas de sacrificio, tomando en cuenta que los resultados obtenidos fueron únicamente para de la viga móvil.

Los desplazamientos están medidos desde un punto de referencia tridimensional en el plano paralelo a la viga móvil, así pues, el valor de cero en ambos ejes indica el desplazamiento nulo de estos, y el sentido del movimiento es proporcionado por el signo conforme a la referencia.

Tabla 5.2 Desplazamientos a partir del eje horizontal del plano de deposición de la viga móvil.

Dominio mecánico.	Máximo desplazamiento en (μm)	Mínimo desplazamiento en (μm)
Desplazamiento total	2.411964E+000	0.000000E+000
Desplazamiento en X	1.235640E-003	-4.196369E-002
Desplazamiento en Y	1.075232E-002	-2.194403E-003
Desplazamiento en Z	2.411786E+000	-3.579423E-004

El desplazamiento máximo y en que mas nos interesa está en Z, en donde a partir de la horizontal del plano de deposición de los materiales de la viga, esta se desplaza $2.41\mu\text{m}$ en dirección de eje Z, en donde la capa de sacrificio solo tenía $2\mu\text{m}$ de espesor, en otras palabras la distancia entre las dos vigas es de solo $2\mu\text{m}$ y si la viga móvil se desplaza $2.4\mu\text{m}$ hacia la vía fija, estas tienen contacto mutuo en el estado inicial.

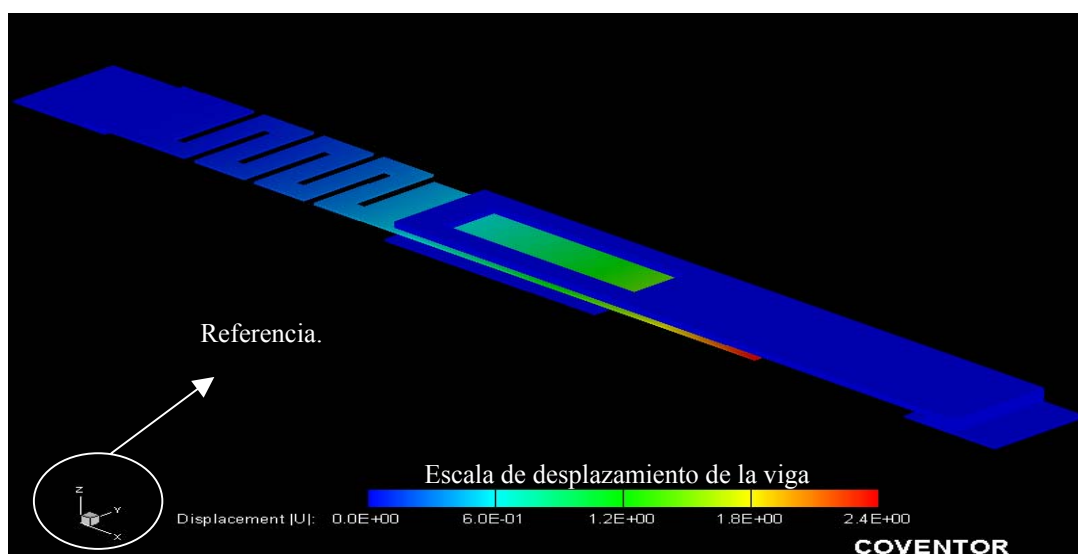


Figura 5.17 Desplazamiento de la viga móvil debido a el estrés suministrado a esta (medido en micrometros).

La máxima elevación de la viga tiene lugar en la punta de esta donde es estrés es mas susceptible por el diseño del brazo. En la imagen, la zona roja muestra la zona de la viga móvil que está en contacto con la viga fija, esta área es suficiente para tener un buen contacto y disminuir la resistencia eléctrica, a diferencia de [62], en el cual se tiene un menor contacto.

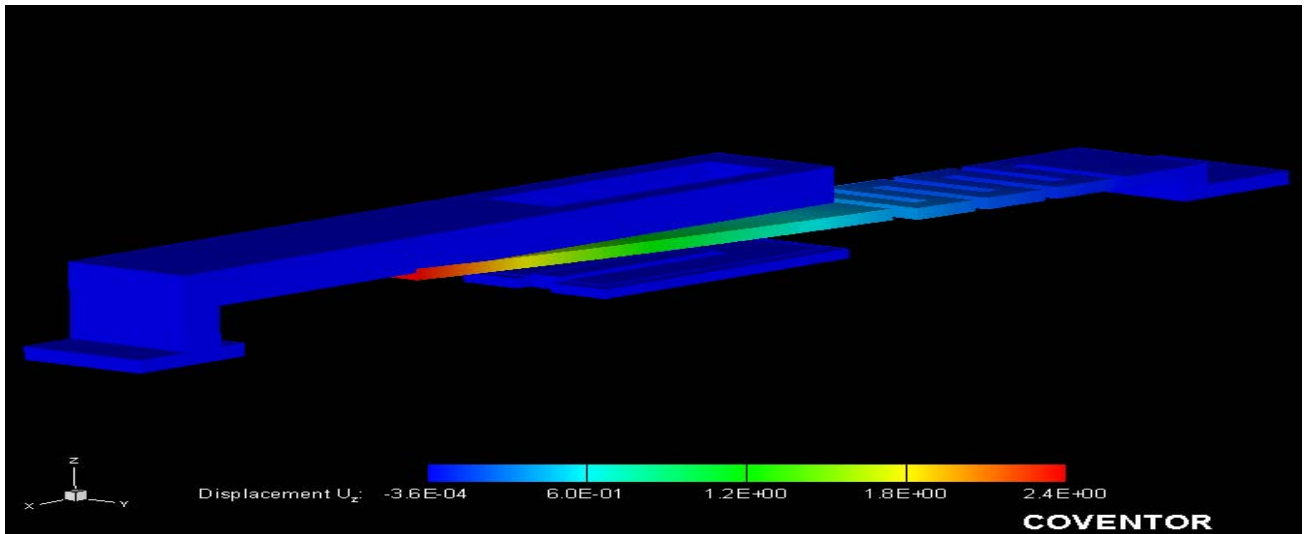


Figura 5.18 Contacto entre viga móvil y fija debido al estrés suministrado a la viga móvil.

Así pues, la viga tiende a doblarse o encorvarse de las direcciones tanto del eje Y como en X en dirección hacia Z lo que provee con una forma necesaria para elevarse lo suficiente para el contacto. La distancia existente entre la base o el soporte de la viga y el área del brazo donde se encuentra la viga zona de contacto estará relacionada con el encurvamiento de la viga.

Al tener contacto las vigas, la distancia entre el electrodo de actuación y la viga móvil también se incrementará, de tal forma que se necesitará más voltaje de actuación para la atracción de la viga móvil. Al incrementar el voltaje, también se incrementa el riesgo a la ruptura eléctrica del medio, que en este caso puede ser aire. Necesitamos entonces, saber que voltaje se necesita para mover la viga y dependiendo de la distancia mínima observar a ver si no se llega a tener el efecto Corona.

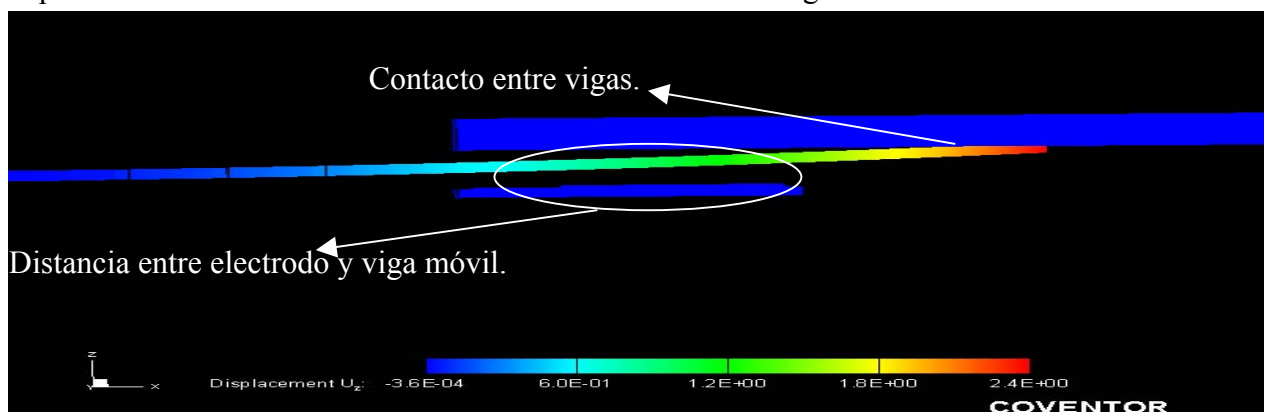


Figura 5.19 Distancia de separación entre la viga móvil y electrodo de actuación.

A ciertas frecuencias, la viga también tiende a resonar y a tener ciertos modos de movimiento en el sentido horizontal y perpendicular de la viga, dichos modos son importantes para la resistencia mecánica e la viga y no existan fracturas en su estructura que puedan acortar el tipo de vida del dispositivo. Dichas frecuencias en este caso son las de 2.33kHz, 14.93kHz y 24.27kHz, como se muestra en la siguiente tabla.

Tabla 5.3 Frecuencias de resonancia para los diferentes modos.

Modos.	Frecuencia. [Hz]
1	2.333924E+003
2	1.493882E+004
3	2.427525E+004

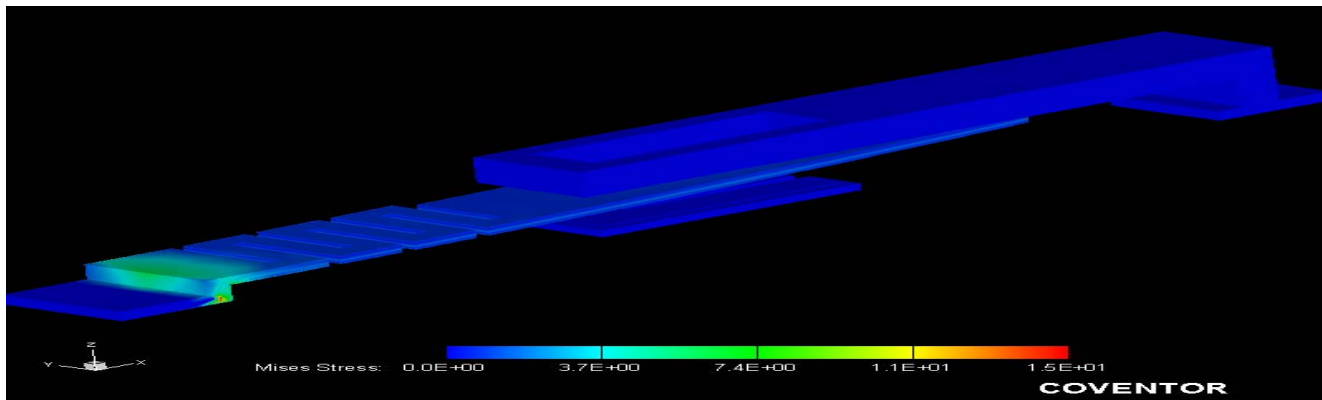


Figura 5.20 Pérdidas de estrés ubicadas principalmente en el soporte de la viga.

El movimiento de la viga hacia arriba por el mismo estrés de esta, así como el movimiento de conmutación, llega a producir desgaste y pérdidas de estrés principalmente en el soporte de la viga móvil en el cual se llegan a obtener perdidas del estrés de 7.4 a 15 [unidades]. Todos estos resultados son basados para una fuerza gravitatoria a el nivel del mar o para 1G (9.81m/s²), pero ¿Qué sucede al dejar caer el dispositivo, o recibir un golpe con más de 1G?.

Por ejemplo, para 10 G los resultados varían, ya que el dispositivo puede llegar a perder el contacto durante cierto tiempo, o llegar a dañar la estructura. Los resultados de desplazamiento aplicando una fuerza de 10G, son bastante concluyentes.

Tabla 5.4 Desplazamientos a partir del eje horizontal del plano de deposición de la viga móvil, con una fuerza de 10G.

Desplazamiento	Máximo.	Mínimo.
Total.	1.719911E+000	0.000000E+000
En X	1.223339E-003	-3.476956E-002
En Y	1.130079E-002	-2.187609E-003
En Z	1.719698E+000	-3.553772E-004

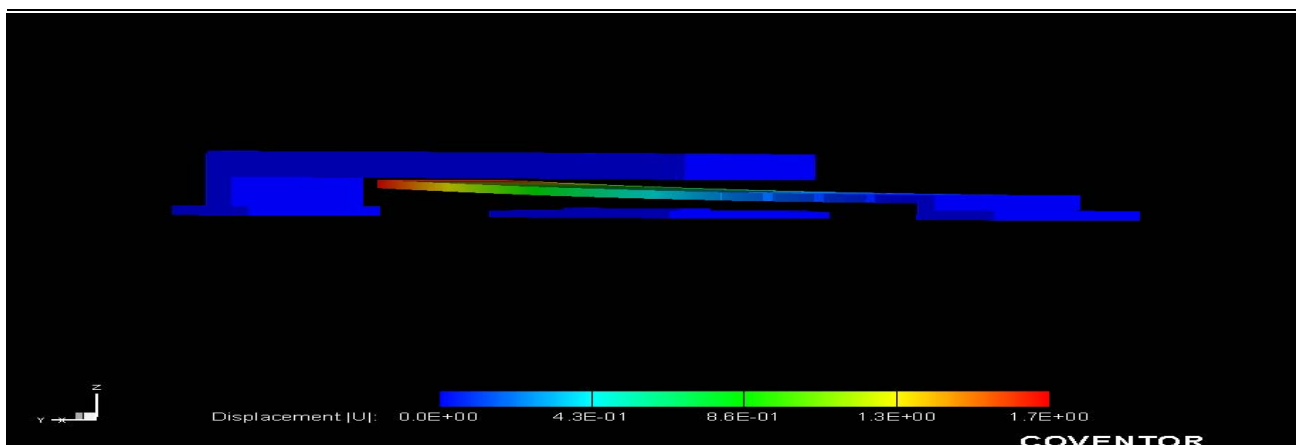


Figura 5.21 Pérdida de contacto al aplicar golpe con 10G.

Con un desplazamiento de apenas 1.7 micras, la viga baja cerca de 0.7 micras comparándolo con resultados de solamente 1G, lo que provoca que el Switch se desconecte. Al no existir contacto por un momento, el sistema en el que se encuentre llega a estar abierto por un periodo de tiempo. Para solucionar esto, se tiene que subir el estrés en la viga, la cual la probé de mayor firmeza para soportar dicho tipo de golpes, pero esto trae consigo el aumento del voltaje de actuación para mover la viga. Si se trata de trabajar con la masa que se tiene en la viga, esta se puede disminuir, pero se necesita reducir área y esto influye también en el voltaje necesitado. El diseño de brazo de la viga, en este caso en forma de víbora, hace que el voltaje Pull-in baje, pero puede ser también factor de debilidad en caso de un golpe, o sea, al ser mas flexible facilita que se desconecte una viga de otra, al modificar este brazo, se puede endurecer el brazo y evitar este problema.

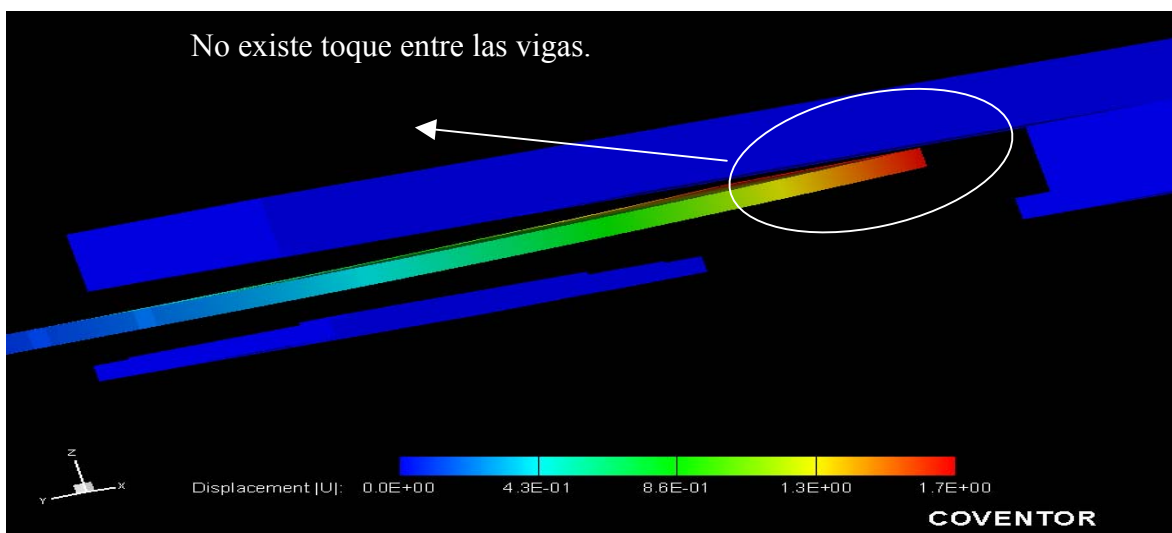


Figura 5.22 Contacto nulo entre vigas.

En este caso, el evitar golpes más allá de 5G evita la desconexión del interruptor.

Como sabemos, al aplicar el voltaje en el electrodo de actuación, llega un momento en que la fuerza electrostática empieza a mover la viga atrayéndola hacia el, para saber este valor, Coventor por medio de CoSolver comienza a detectar ese voltaje necesitado para comenzar a mover la viga hacia el electrodo por medio de varias iteraciones en donde se aplican los voltajes en diferentes rangos hasta encontrar el voltaje Pull-in. Para el caso de este diseño de interruptor, el voltaje detectado está entre 2.81 y 2.5 volts.

Tabla 5.5 Rango de voltaje de actuación para viga en forma de víbora.

Pull-In	Pull-In máximo	Pull-In mínimo.
CoSolve Pull-In	2.81 Volts	2.5 Volts

Con ese voltaje de 2.5 Volts la viga alcanza a desplazarse casi un micrómetro hacia el electrodo, o una tercera parte de la distancia total para el contacto con la segunda línea de conmutación, rompiendo así el estado estático de la viga y poder alcanzar a tener contacto con la siguiente línea de salida para realizar la conmutación como se muestra en la siguiente tabla de voltaje contra desplazamiento.

Tabla 5.6 Desplazamientos a partir del eje horizontal del plano de deposición de la viga móvil con voltaje de actuación (Pull-in) aplicado.

Desplazamiento.	Voltaje	Máximo[μm]	Máximo en X[μm]	Máximo en Y[μm]	Máximo en Z[μm]
Paso 1	0 Volts	2.41	1.23E-03	1.07E-02	2.41
Paso 2	2.5 Volts	1.54	1.21E-03	1.14E-03	1.54

Así pues, ya estando en contacto la viga móvil, con la segunda línea de conmutación, la distancia existente entre la viga fija y la móvil llega a ser de aproximadamente de 3 μm de separación, por lo que se reduce el riesgo de la ruptura eléctrica, al necesitarse cerca de 9 voltios entre ambas para que tal efecto se produzca. Las frecuencias de resonancia obtenidas en el análisis mecánico, no varían para el análisis electro-mecánico como se muestra en la siguiente tabla.

Tabla 5.7 Frecuencias de resonancia para los diferentes modos.

Frecuencia.	Voltaje	Modo 1	Modo 2	Modo 3
Resonancia.	2.5 V	2.333232E+003	1.494629+004	2.427512E+004

¿Qué pasa al modificar la forma del bazo de la Viga móvil?, ¿ayuda al voltaje de actuación (Pull-in)?, ¿Mejora la rigidez mecánica contra los golpes? Choquemos a hora el diseño para la viga recta.

5.6.2 Interruptor viga recta.

Este diseño, a comparación del brazo en forma de víbora, está pensado en tener mayor rigidez mecánica para evitar la desconexión del dispositivo, aunque se sacrifique algo el voltaje de actuación, dicha configuración es más sencilla, al tener un brazo mas corto en longitud en la misma área entre el apoyo de la viga y la zona de contacto con las líneas de salida 1out y 2out se tiene mas rigidez en la misma.

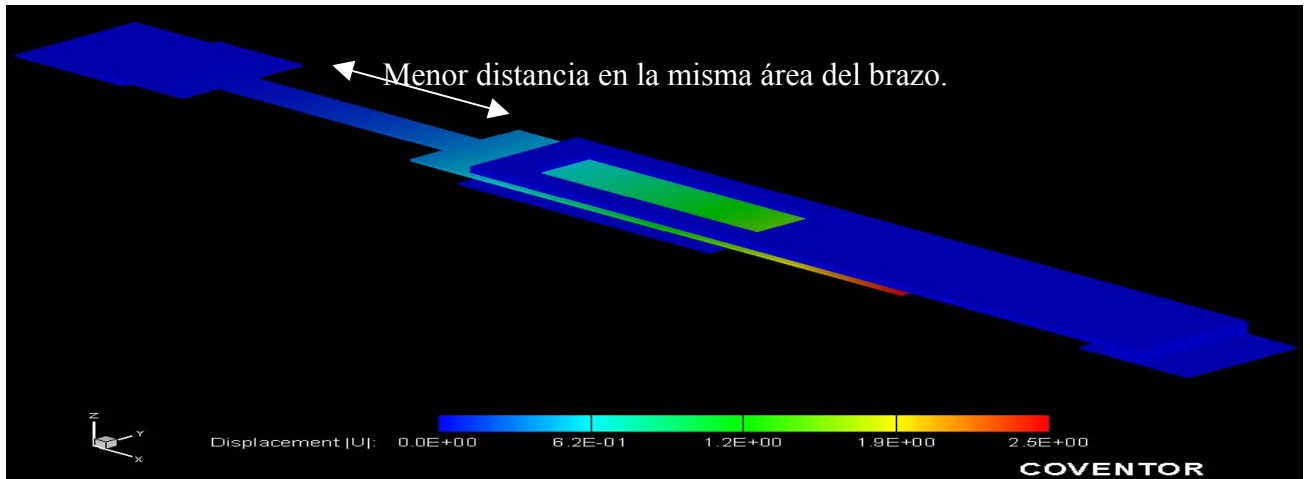


Figura 5.23 Interruptor con brazo de viga móvil en forma de viga recta.

El estrés aplicado a los materiales oro y titanio de la viga móvil es el mismo que e la configuración anterior, en cambio, como se puede ver en la figura anterior y en la tabla de desplazamiento, la viga se desplaza casi a los 2.5 μm sobre el plano en donde se depositaron los materiales. Esto, nos indica que al tener una menor distancia del brazo con el mismo gradiente de estrés éste experimento un mayor dobles en su estructura lo que permitió una mayor zona de contacto.

Tabla 5.8 Desplazamientos a partir del eje horizontal del plano de deposición de la viga móvil.

Desplazamiento	Máximo[μm]	Mínimo[μm]
Total.	2.488791	0
En X	1.239977E-003	-4.259170E-002
En Y	4.502181E-003	-1.589121E-003
En Z	2.488632	-3.491002E-004

Por lo consecuente, es factible pensar que las frecuencias de resonancia de los diferentes modos también tendrán variación. En este caso las frecuencias de 3.3kHz, 33.71kHz y 41.66kHz proporcionan la resonancia de la viga.

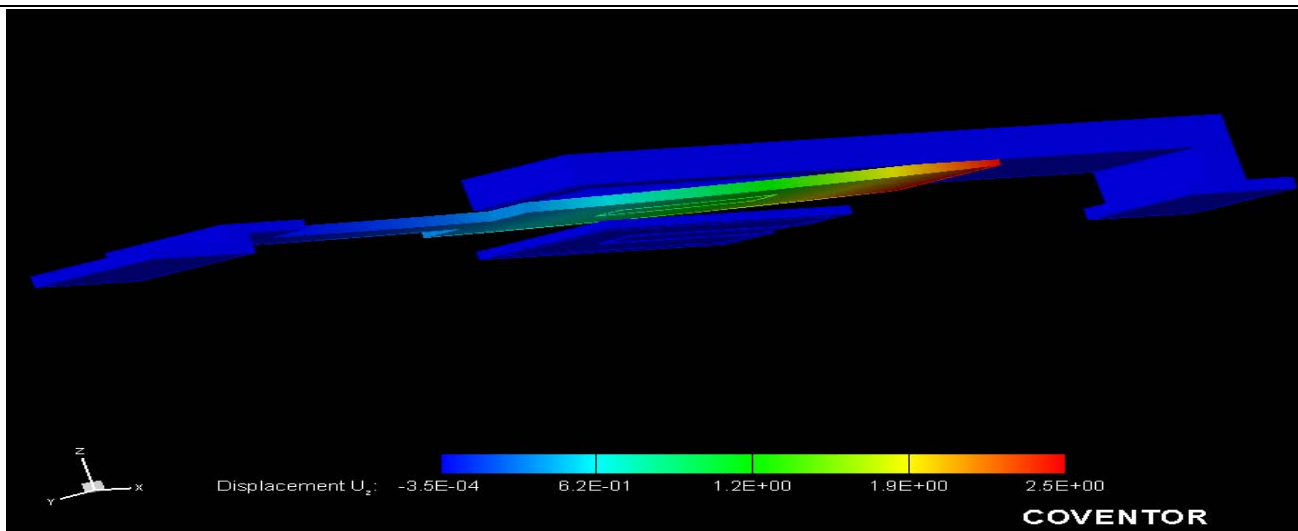


Figura 5.24 Desplazamiento de la viga recta hacia la viga fija (medida en micrómetros).

Pero el propósito de esta estructura era el de tener mayor rigidez en el soporte de la viga móvil, aunque con 1G se tuviera un mejor contacto y un poco menos pérdidas de estrés en el soporte se tiene que analizar el comportamiento del Switch para un golpe de 10G.

Al aplicarse una fuerza de 10G sobre el dispositivo, éste, como era predecible, tiende a perder su estado de contacto entre las vigas por el empuje que se llega a ejercer en todas las direcciones del sistema, X, Y y Z, siendo en el eje Z el caso mas importante en este caso debido a que el encurvamiento y contacto de las vigas se da en dicha dirección.

Tabla 5.9 Desplazamientos a partir del eje horizontal del plano de deposición de la viga móvil, con una fuerza de 10G.

Desplazamiento	Máximo[μm]	Mínimo[μm]
Total	2.154288	0
En X	1.230466E-003	-3.867432E-002
En Y	4.432619E-003	-1.589491E-003
En Z	2.154123	-3.473285E-004

Con la aplicación de 10G, la viga efectivamente bajó, pero a una distancia de 2.1 μm , lo cual nos permite saber que, a pesar de la aplicación de dicha fuerza, el Switch siguió conectado y no perdió contacto con dicho golpe., lo que refuerza la idea de que la estructura en el brazo refuerza la estructura.

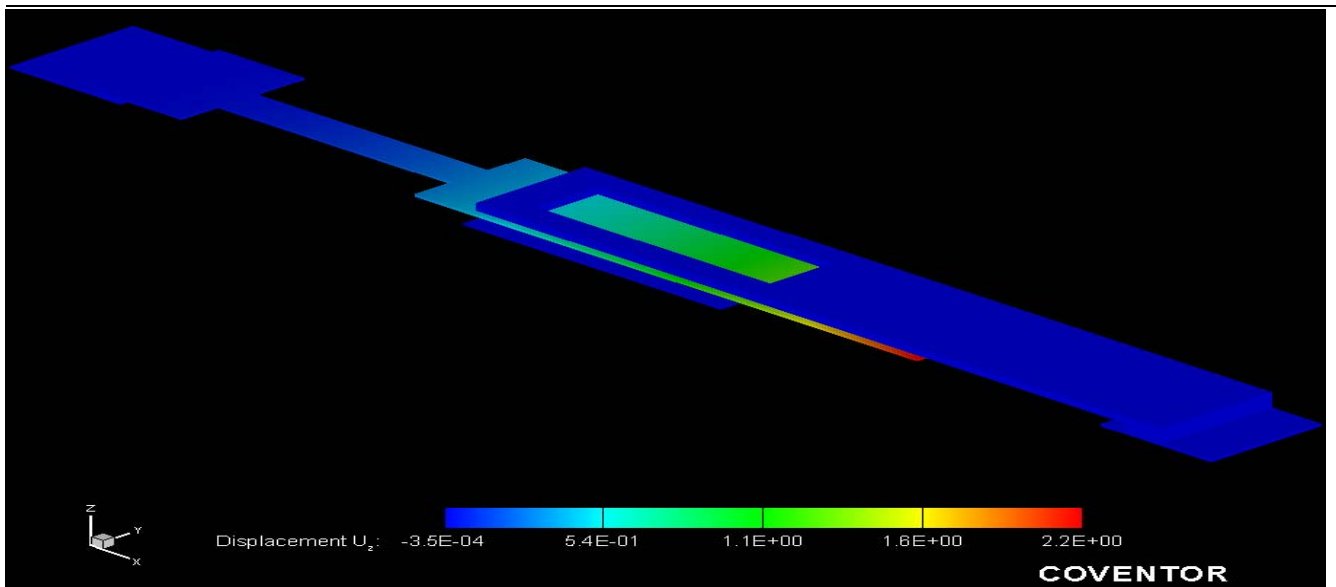


Figura 5.25 Desplazamiento de la viga hacia la viga fija aplicando fuerza de 10G.

Aunque el contacto es mínimo, es lo suficiente para no perder el paso de corriente, aunque se tenga una mayor resistencia eléctrica mayor.

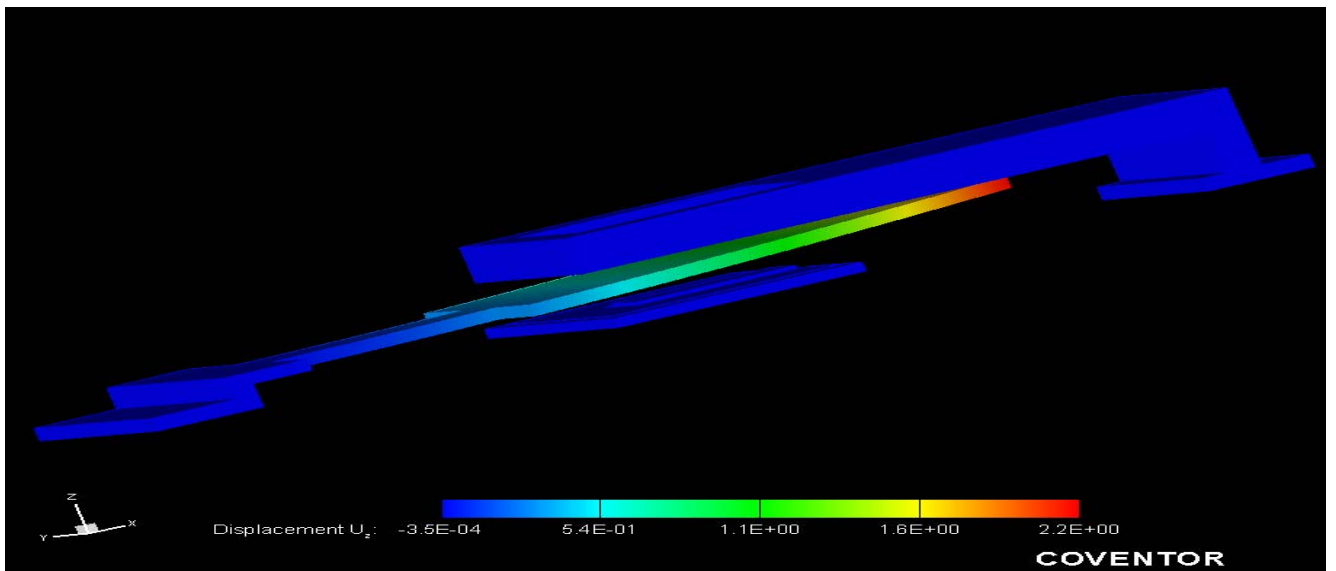


Figura 5.26 Contacto entre vigas aún con la fuerza 10G aplicada.

Aunque se tenga un contacto, debemos ver si este diseño nos sirve, ya que al ser más rígido, es probable que el voltaje Pull-In se incremente, en cuanto a los demás resultados al parecer no se tiene que variar demasiado.

Desafortunadamente, al hacer más rígido el brazo de la viga se vio afectado el voltaje de actuación (Pull-In) ahora este se incremento en cerca de 1.5 Volts en comparación del interruptor con brazo en forma de vóvora. Esto es importante ya que el sistema requerirá de mayor energía suministrada para en funcionamiento de este tipo de interruptor.

Tabla 5.10 Rango de voltaje de actuación para interruptor con viga recta.

Rango	Máximo Valor	Mínimo Valor
Pull - In	4.06Volts	3.75Volts

Otro punto en contra es que aunque la viga tiende a perder su estado estático o romper su estado de equilibrio con ese voltaje, la viga móvil en nuestro caso aun no se desconecta de la viga fija, por lo que esta tendrá que recorrer mayor distancia para llegar al electrodo y la línea 2 de conmutación por lo que se necesitará mas voltaje para alcanzar dicho estado. Como podemos observar a continuación:

Tabla 5.11 Desplazamientos a partir del eje horizontal del plano de deposición de la viga móvil, aplicando voltaje de actuación (Pull-In).

Desplazamiento	Voltaje	Máximo	Máximo X	Máximo Y	Máximo Z
Paso 1	0	2.48 μm	1.23E-03 μm	4.50E-03 μm	2.48 μm
Paso 2	2.50E+00	2.14 μm	1.22E-03 μm	4.42E-03 μm	2.21 μm

También podemos observar que las frecuencias de resonancia no son afectadas al aplicar el voltaje de actuación sobre la viga.

Tabla 5.12 Frecuencias de resonancia para los diferentes modos.

Frecuencias.	Voltaje	Modo 1	Modo 2	Modo 3
Paso 1	0	3.360989E+003	3.371752E+004	4.166521E+004
Paso 2	2.5	3.360794E+003	3.371746E+004	4.167267E+004

Ahora, que pasará si en la misma área en la que se tiene es brazo de la viga se intenta otra configuración para alargar esta viga tratando de conseguir un voltaje de actuación aun menor para su mejor aplicación en sistemas de bajos recursos de energía. Para ello se pensó en la otra configuración o diseño de brazo en forma de una Z para poder tener mayor longitud de brazo en la misma área.

5.6.3 Interruptor Zeta.

Como se comento en el punto anterior, el objetivo de esta nueva configuración es tratar de obtener una mayor flexibilidad en el brazo de la viga haciendo que el voltaje de actuación (Pull-In) sea menor.

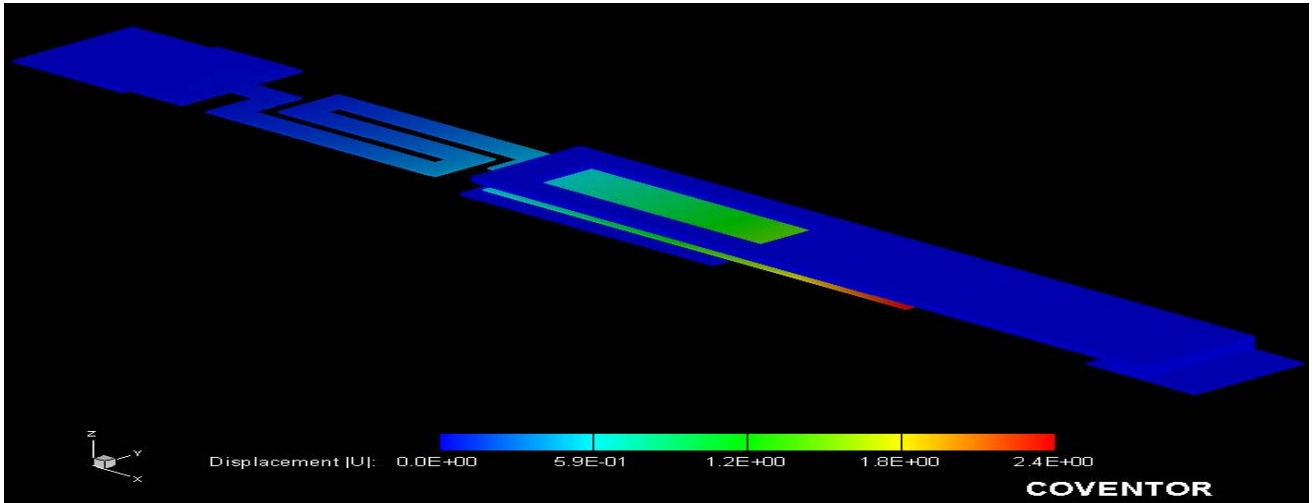


Figura 5.27 Interruptor con brazo de viga móvil en forma de Z.

El estrés aplicado a los materiales oro y titanio sigue siendo de 15MPa y con lo único que se trabaja es con la configuración del brazo. Dicho coeficiente lo podemos aumentar, pero esto equivale a necesitar un voltaje de actuación más elevado, en nuestro caso tratamos de tener dicho Pull-In aceptable.

En este caso la distancia del brazo ayuda a que el peso de la viga ayude a no que ésta no tienda a subir tanto como los anteriores, tiene una curvatura que en su punto más alto en 2.357 μm sobre el plano en que se aplicaron las capas. Como se muestra en la siguiente tabla, los desplazamientos que se llegan a tener en los otros ejes son mínimos.

Tabla 5.13 Desplazamientos a partir del eje horizontal del plano de deposición de la viga móvil.

Desplazamiento.	Máximo [μm].	Mínimo [μm].
Total	2.357	0
En X	1.235612E-003	-4.076618E-002
En Y	2.035115E-003	-2.877026E-003
En Z	2.357	-3.447462E-004

Incluso, las frecuencias de resonancia son aun menores que en los casos anteriores, aunque es muy parecido a el interruptor con brazo en forma de víbora. En este caso, como podemos observar las frecuencias de resonancia son 2.2kHz, 15.86kHz y 23.22kHz.

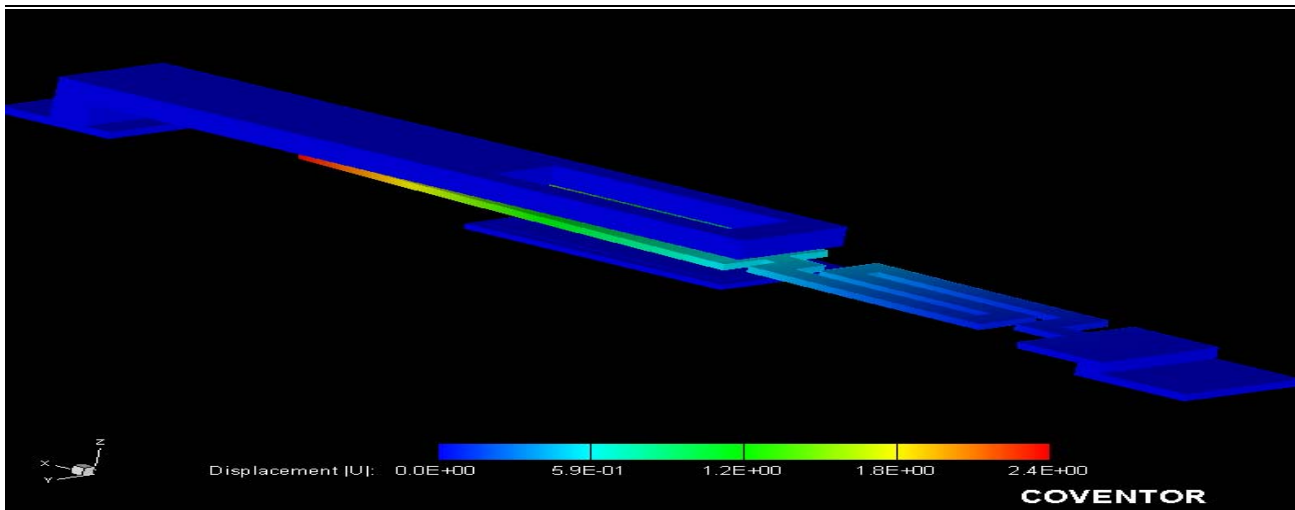


Figura 5.28 Desplazamiento de la viga recta hacia la viga fija (medida en micrómetros).

El toque entre vigas, como se muestra en la siguiente figura, sigue siendo lo suficientemente amplia para un aceptable paso de la señal.

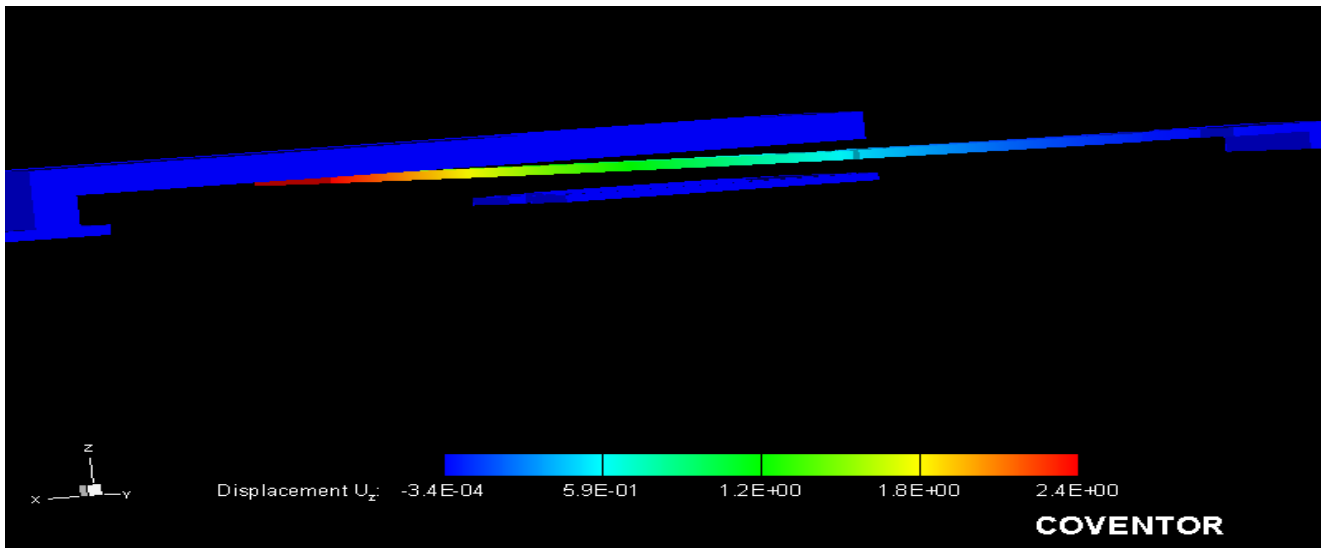


Figura 5.29 Contacto entre vigas del interruptor forma de brazo de la viga en Z.

Las pérdidas de estrés siguen dándose en la zona de soporte de la viga, al igual que en la vólera, estos se incrementan un poco en el área al tener más masa sobre su brazo.

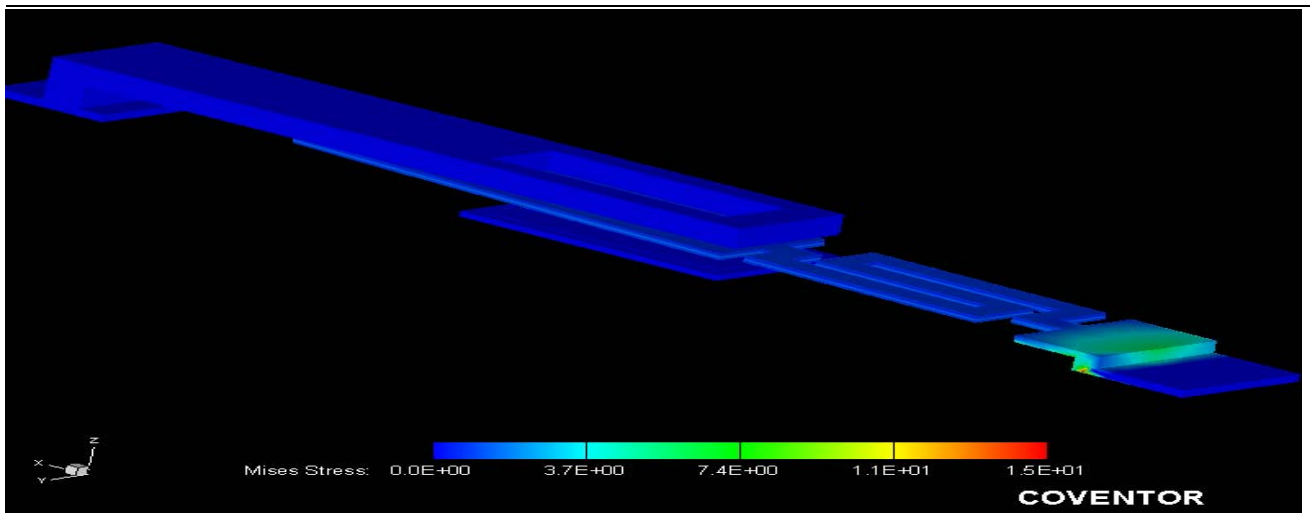


Figura 5.30 Pérdidas de estrés en el soporte de la viga.

¿Qué pasa si a este tipo de interruptor se le aplica la misma prueba de fuerza que a los interruptores anteriormente propuestos?

Como era de esperarse, al hacer aún mas flexible el brazo, este tendería a desconectarse mas fácilmente, incluso la viga móvil tiende a bajar aun más que en el caso de el diseño de forma de víbora, hasta llegar a 1.6µm sobre el plano de deposición de los materiales de la viga móvil.

Tabla 5.14 Desplazamientos a partir del eje horizontal del plano de deposición de la viga móvil, con una fuerza de 10G.

Desplazamiento	Máximo[µm]	Mínimo[µm]
Total	1.60	0
En X	1.225966E-003	-3.299467E-002
En Y	2.104196E-003	-3.067116E-003
En Z	1.60	-3.428546E-004

Como se muestra en la figura, el brazo alcanza a ser desconectado en el análisis de impacto a 10G.

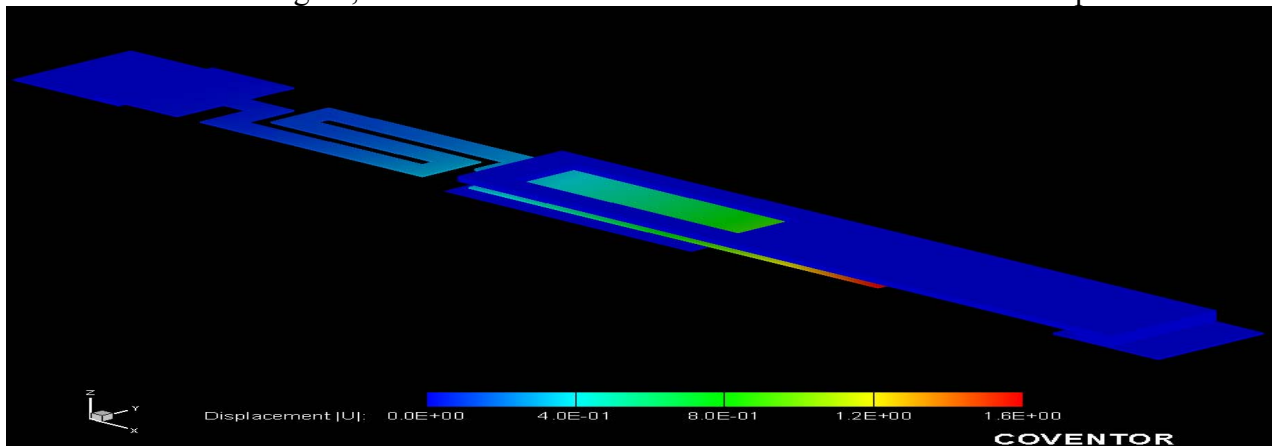


Figura 5.31 Desplazamiento de la viga móvil hacia la fija suministrando fuerza de 10G.

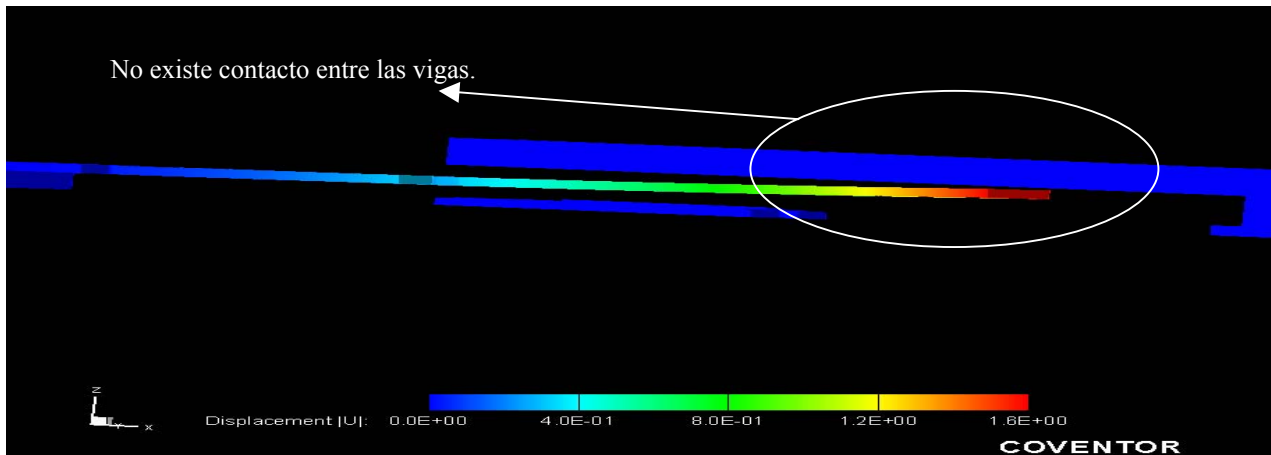


Figura 5.32 Contacto nulo entre las vigas al aplicar 10G al interruptor con brazo en forma de Z.

El voltaje de actuación en este caso se encuentra en el rango de 2.5 a 2.81volts, lo cual es muy similar al diseño de la viga en forma de Víbora.

Tabla 5.15 Rango de voltaje de actuación para Switch Z.

Rango.	Máximo	Mínimo
Pull-In	2.81Volts	2.5Volts

Incluso el desplazamiento de la viga a este voltaje es el mismo aunque las frecuencias de resonancia sean algo diferente, lo que trae consigo la duda de cual funcionará mejor, dependiendo de las aplicaciones a realizar.

Tabla 5.16 Desplazamientos a partir del eje horizontal del plano de deposición de la viga móvil, aplicando voltaje de actuación.

Desplazamiento	Voltaje [Volts]	Máximo [μm]	Máximo en X [μm]	Máximo en Y [μm]	Máximo en Z [μm]
Paso 1	0	2.35	1.23E-03	2.03E-03	2.35
Paso 2	2.5	1.04	1.21E-03	2.15E-03	1.04

5.7 Factor de calidad de conmutación y confiabilidad.

En cuanto a la confiabilidad posible del interruptor, esta puede ser calculada por medio del módulo de Architect de Coventor, desgraciadamente, la licencia no está disponible en la FI. Así que nos limitaremos a mencionar que es posible obtenerla sin complejos procesos matemáticos por medio del software, mediante el módulo de Architect.

En nuestro caso, no trabajamos con señales de frecuencias altas, esto con respecto a la utilización de interruptores en otros sistemas, estando nuestras frecuencias en el rango de los 0 a 4MHz. Así pues, mencionaremos como se puede sacar el factor de calidad de conmutación del interruptor tomando en cuenta la consideración de que los parámetros del interruptor para el calculo del factor de calidad no llegan a variar en este rango de frecuencias de los 0 a los 4MHz.

El factor de calidad de conmutación en el caso de dispositivos de conmutación se utiliza para la optimización de dichos dispositivos mediante sus propiedades establecidas en su estado tanto cerrado como abierto. En nuestro caso, se puede utilizar el proceso analítico descrito en [77] para obtener dicho factor. De esta forma podemos darnos cuenta que a frecuencias bajas como las que trabajamos en nuestro caso, se cree que no es necesario simularlo en software. Así pues, el método es muy complejo e incluso sería tema de otra tesis y éste consiste en lo siguiente:

Los dos estados del dispositivo, tanto encendido, como apagado, están caracterizados por las impedancias:

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \text{ y } Z_2 = R_2 + jX_2$$

La ecuación general del factor de calidad de conmutación (K) estará dado por:

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

Donde:

$X_1 = 1/\omega C_{AB} + \omega L_{AB}$; donde C_{AB} y L_{AB} es capacitancia e inductancia en estado abierto.

$X_2 = 1/\omega C_{CD} + \omega L_{CD}$; donde C_{CD} y L_{CD} es capacitancia e inductancia en estado cerrado.

$R_1 = r_{AB}$ (figura 5.33); donde r_{AB} es resistencia eléctrica de estado abierto.

$R_2 = r_{CD}$ (figura 5.34); donde r_{CD} es resistencia eléctrica de estado cerrado.

Al trabajar en frecuencias consideradas relativamente bajas y en comparación a otros interruptores, se puede decir que los elementos reactivos no llegan a variar en el rango de frecuencias de 0 a 4MHz. La idea es tratar de despreciar los elementos reactivos en el estado abierto y el cerrado, quedando nuestra formula de la forma:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1}$$

Para obtener R_1 , nos podemos basar en el siguiente esquema equivalente del estado abierto.

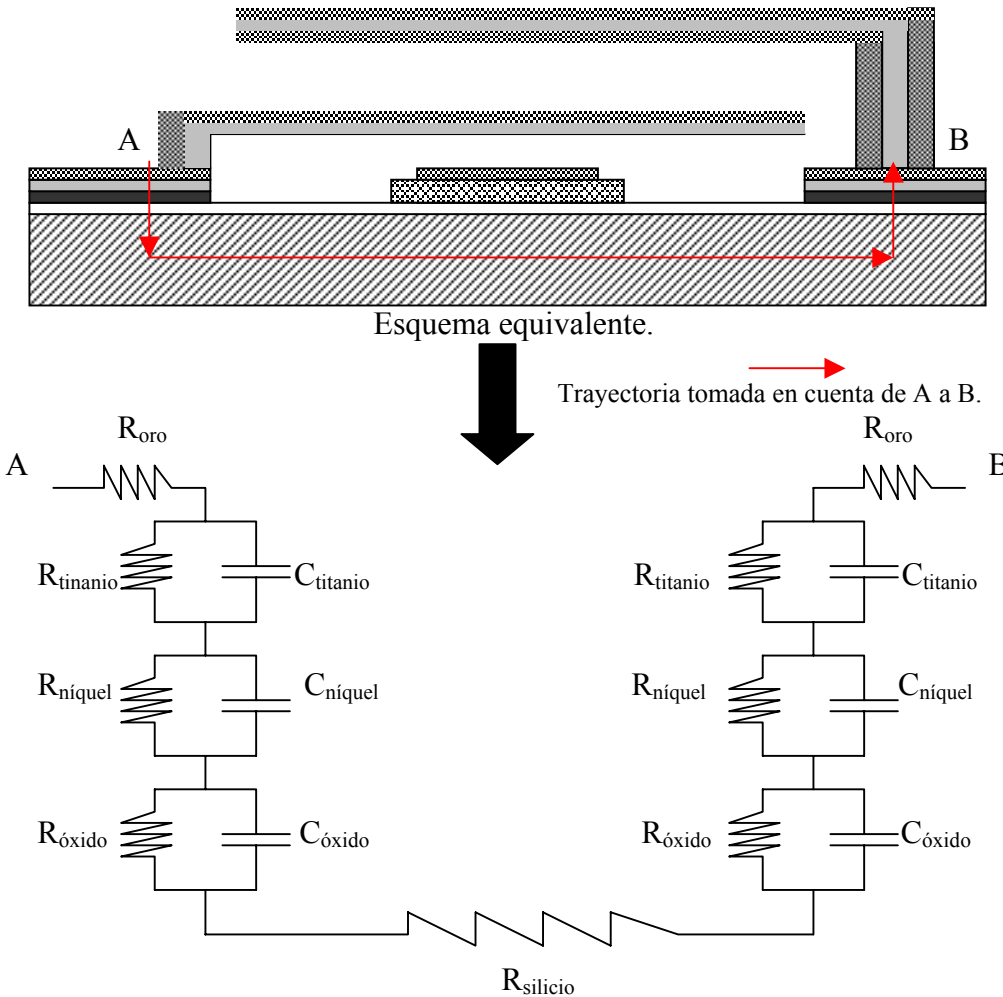


Figura 5.33 Valor de la resistencia R_1 , de A a B despreciando elementos reactivos como la capacitancia entre capas.

Dicho modelo solo es una aproximación e idea de que elementos pueden incurrir en el modelo para el análisis en estado abierto, la forma correcta es la de trabajar con MicroWaveStudio, para obtener el modelo correcto.

En el caso de despreciar los elementos reactivos y solo dejar R_1 (del punto A al B) como la suma de las resistencias volumétricas de las capas depositadas en el dispositivo de conmutaciones necesitaría saber los valores de resistividad eléctrica de los materiales de cada capa.

Tabla 5.17 Resistividad eléctrica de materiales usados en el interruptor [78], [79].

Material	Resistividad ρ ($\mu\Omega \cdot \text{cm.}$)
Silicio	23×10^{10}
Óxido de Silicio	3×10^{21}
Níquel	6.8
Titanio	42
Oro	2.4

Entonces, la resistencia R_1 esta dada por:

$$R_1 = R_{ti\ tan\ io} + R_{niquel} + R_{oro} + R_{oxido} + R_{silicio} \text{ Entonces:}$$

$$R_1 = \frac{\rho_{ti\ tan\ io} \cdot l_{ti\ tan\ io}}{A_{ti\ tan\ io}} + \frac{\rho_{niquel} \cdot l_{niquel}}{A_{niquel}} + \frac{\rho_{oro} \cdot l_{oro}}{A_{oro}} + \frac{\rho_{oxido} \cdot l_{oxido}}{A_{oxido}} + \frac{\rho_{silicio} \cdot l_{silicio}}{A_{silicio}}$$

Para el estado cerrado del Interruptor sería de una forma similar se tendría la resistencia de C a D (r_{CD}), como se muestra a continuación.

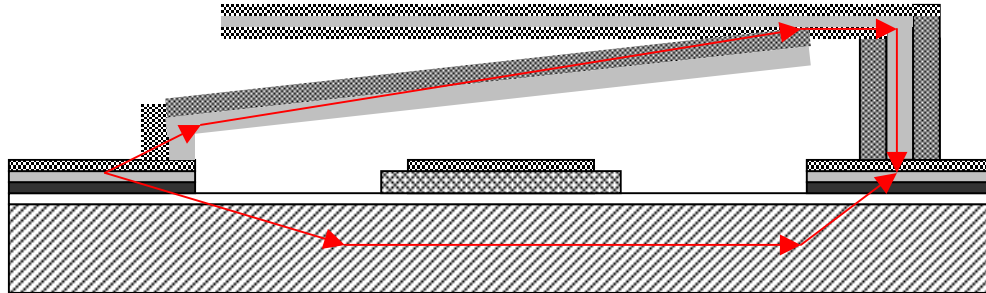


Figura 5.34 Valor de la resistencia R_2 , de C a D.

En este caso se tiene que tomar en cuenta el área de contacto entre las placas y los puntos específicos de está por donde pasa la corriente.

También se debe tomar en cuenta la homogeneidad de la corriente a lo ancho del las líneas de transmisión del dispositivo. Para ello, necesitamos saber si es que en realidad, para las frecuencias de trabajo, por lo menos para la de 4MHz, la profundidad de penetración del efecto piel de la corriente en los conductores es mayor a las capas depositadas.

Basándonos en [80], tenemos que la profundidad de corriente en efecto piel es de:

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\gamma}}$$

Donde;

ω = frecuencia.

γ = Conductividad del material (oro = 4.098×10^7 [siemens/m]).

μ = permeabilidad magnética del vacío.

Entonces, para $\omega=20.9$ rad/s, tenemos:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{(20.9 \times 10^6)(8.84 \times 10^{-12})(4.09 \times 10^7)}} = 1.62 \text{cm}$$

Así pues, considerando que la capa de oro es menor que la profundidad de penetración de efecto de piel para frecuencias menores a 4MHz, suponemos una corriente homogénea a través de las capas del interruptor por lo que no tomaremos en cuenta el efecto de piel.

De este modo, por medio de $K + 1/K = R_1/R_2 + R_2/R_1$, podemos obtener un factor de calidad aproximado en el rango de frecuencias de los 0 a los 4MHz para así, poder optimizar en un momento dado el buen funcionamiento del interruptor.

Conclusiones.

Carga de unas decenas de mili Amperes, transportar una señal que trae consigo una componente de DC, velocidad de conmutación de unos cuantos microsegundos, así como el detalle de estar en un estado inicial que haga que el sistema esté pueda recibir alimentación son parámetros necesarios que se tienen en este interruptor de contacto metal-metal.

Al tener contacto la viga móvil con la viga fija gracias a la tensión implementada en esta primera, el interruptor es capaz de utilizar la energía recibida y almacenada en el capacitor para poder conmutar la señal de regreso. Entonces, es parte fundamental en la fabricación darle el estrés suficiente para que exista contacto entre ambos electrodos, y cumplir con los requerimientos de energía del sistema (5V) para poder suministrar el voltaje de actuación necesario para poder bajar la viga y realizar la conmutación. Los 15 MPa aplicados como gradiente de estrés, fueron suficientes para cumplir ambos propósitos, el de bajo voltaje de actuación en el switch, así como el un buen contacto entre los electrodos. El voltaje de actuación aplicado entre el electrodo de actuación y la viga móvil, es suficientemente bajo para evitar la posible ruptura dieléctrica posiblemente debida a la corta distancia existente entre la viga móvil y electrodo de actuación.

En la simulación, los resultados fueron factibles, el contacto entre vigas es se dio en forma adecuada, el voltaje Pull-In que se necesita para mover la viga móvil y quitarla de su estado de reposo oscila por de bajo de los 3.5 V aproximadamente, por lo que toma como factible para a utilización del switch en el sistema. En cuanto a la parte mecánica, el diseño de los tres tipos de brazo nos ayuda a disminuir significativamente el voltaje de actuación requerido para su funcionamiento, aunque trae consigo problemas de seguridad en cuanto a la posible desconexión por golpes al dispositivo. Así pues una posible solución para este tipo de problema es la implementación de interruptores balanceados en su viga móvil.

Particularizando, el interruptor en forma de Z tiene la ventaja de necesitar menor voltaje de actuación para poder conmutar las dos líneas de salida, al tener una configuración en su brazo en la cual se tiene una mayor distancia sobre área entre el soporte y el brazo de contacto de la viga móvil.

Se requiere, también, de una menor fuerza para hacer que esta descienda a pesar de su estrés, aunque esto es contraproducente se ve desde el punto de vista mecánico al tener que soportar un peso determinado con una viga mas larga, la cual tiende a ceder por ese peso, a comparación de los brazos en forma larga y víbora que son mas rígidos para soportar dicho peso.

Así pues, si el uso no es muy rudo (con aceleraciones hasta 10G) nos quedamos con el tipo Z, dando a entender que este se ve desde el punto de vista de ahorro de energía por menor voltaje de actuación necesitado, sin llegar a descartar los otros tipos de switch para otras aplicaciones.

6. Conclusiones generales.

El estudio de los principios de tecnología de fabricación de los MEMS fue de gran importancia, ya que de esto dependió la correcta toma de decisión para el diseño, desarrollo y análisis de los dispositivos que se utilizaron para la creación de la interfaz inalámbrica.

Técnicas de fabricación de MEMS como la de micromaquinado de superficie, nos permitió la posibilidad tomar en cuenta dispositivos como capacitores, inductores e interruptores basados en tecnología MEMS compatible con tecnologías como la CMOS para así mejorar las características principales de unidad lejana de la interfaz completa de un sistema sensorial, haciéndolas más compactas, independientes, móviles y multifuncionales.

Se decidió trabajar con una interfaz inalámbrica por la movilidad, colocación de dispositivos y aplicación que se puede llegar a tener en nuestros días gracias al nuevo auge en las telecomunicaciones donde la moda es ya no tener cables. Así pues, las limitantes o especificaciones de la interfaz, están dictadas por la aplicación y el lugar donde se utiliza, tomando en cuenta que existen normas a seguir para las diferentes aplicaciones y regiones de su utilización.

Se llama interfaz completa inalámbrica debido a que queremos que dicha interfaz, por lo menos el dispositivo lejana, sea alimentado de forma externa inducida o por otro tipo de alimentación inalámbrica, sin depender de pilas.

La forma mas adecuada de transmitir información de control y energía de alimentación desde un dispositivo base a uno lejano, así como recibir la información por dicho dispositivo, es por medio de un mismo canal, optimizando así el funcionamiento de la interfaz. La alimentación del dispositivo lejano es por medio de un transductor (un inductor) el cual es inducido de forma electromagnética, de igual forma, por este mismo medio se tenga la transmisión de información.

Los principales problemas que se presentaron en el diseño de la interfaz, están enfocados al subsistema de alimentación, en el cual, el objetivo consistió en obtener la mayor eficiencia posible tomando en cuenta las limitantes tanto tecnológicas como de suministro de potencia asignadas para la interfaz, la distancia de alcance y los tamaños de dispositivos aceptables.

Todos y cada uno de los parámetros para el análisis del subsistema de alimentación, van ligados unos con otros, por ejemplo al usar un inductor como antena de la señal y energía electromagnética, nos trajo consigo limitaciones como las distancias posibles con las que se puede trabajar y posibles tamaños de dichos inductores. Al tener la demanda de aplicaciones en donde se requieran pequeñas dimensiones del sistema y buena optimización de consumo de energía, nos enfocamos a tecnologías en donde se utilicen bajos requerimientos de energía y sean puedan ser compatibles con la tecnología MEMS.

La opción de poder utilizar dispositivos como microcontroladores y elementos analógicos para el procesamiento de la señal, nos trajo consigo dos diferentes casos de potencia consumida por la unidad lejana. En el primer caso (microcontroladores) tuvimos 2 mW de potencia y 5V de suministro para dicho tipo de sistema, para el segundo caso (elementos analógicos) los requerimientos de potencia fueron de 1mW y 5V. Gracias a esto, se pudo decidir con que rangos de energía se trabaja en la interfaz, y así poder hacer un análisis de su funcionamiento.

Para el análisis del funcionamiento de la interfaz, se escogió el modelo del rectificador clase E de corriente cero, el cual permitió manejar el conjunto de los parámetros del subsistema de alimentación, optimizándolos para nuestro caso en particular. A partir del modelo, se fijaron variables como las distancias con las que se puede trabajar, el parámetro D (relación de los tiempos de estado abierto y cerrado del diodo de rectificador), frecuencias de trabajo y diseños de micro inductores, lo cual nos trajo consigo la variación de diferentes parámetros que afectan el diseño de los otros subsistemas o dispositivos.

La variación de los parámetros del sistema afectó los requerimientos físicos y diseño de los dispositivos como capacitores, inductores (tanto para transmisión y recepción de la señal), interruptores, así como sensores y actuadores del dispositivo lejano basados en tecnología MEMS. Al estar todos estos parámetros dependientes entre sí, se pueden realizar los cambios adecuados para cualquier aplicación que difiera de la que se tomo en éste trabajo en particular.

La parte del subsistema de alimentación en donde más pérdidas se tuvieron, fue la parte de rectificación de la señal (hay que decir mas exacto que pérdidas, porque si se trata sobre las pérdidas totales del subsistema de alimentación, la parte con pérdidas mayores posiblemente es la parte de acoplamiento entre los inductores), esto debido principalmente a los dispositivos que tienen una impedancia activa, como los inductores y el diodo. La configuración de rectificador de media onda por medio de un diodo,

fue parte importante en la eficiencia obtenida del sistema, teniendo apenas un 30% de eficiencia en la rectificación de la señal.

Aun así, la eficiencia en el enlace entre los dispositivos o unidades base y lejana no tuvieron el peso esperado, teniendo un 92% de eficiencia en esta parte del análisis para k_1 y un 60% para k_2 . Esto significa que todavía es posible aumentar la distancia o disminuir los tamaños de inductores sin afectar significativamente la eficiencia total, aunque esto puede cambiar si se tiene un medio diferente al aire entre estos dos dispositivos, y variando las propiedades de los inductores de la interfaz.

Las impedancias activas de los inductores, influyen considerablemente a dichas pérdidas, pero son más difíciles de manejar debido a la construcción de los micro inductores. Dichos micro inductores son propuestos para ser realizados por la técnica de deposición eléctrica mediante incrustado, la cual nos provee de una baja impedancia activa del inductor. El valor mínimo del factor de calidad del interruptor para un rango bajo de frecuencias es de 3.17×10^{22} lo cual llega a ser alto, pero esto es debido a las bajas frecuencias con las que se trabaja, ya que a mayores frecuencias este factor disminuye. Así pues muchas veces, se deja fuera de análisis el factor de calidad para interruptores que trabajan a bajas frecuencias.

Al tener baja impedancia en el inductor, se obtienen distancias cercanas a los 2cm para inductores con radios de 5mm para el inductor de la unidad lejana y 1cm para la unidad base, y de 2.5cm para inductores con radios de 5mm del inductor de la unidad lejana y 2cm para la unidad base, con una eficiencia del subsistema de alimentación de un 22% cuando se suministra energía al sistema y de un 15% para cuando se transmite la información de la unidad lejana a la base. Dichos porcentajes son aceptables para los requerimientos de potencia establecidos.

El capacitor que es el encargado de suministrar la energía, fue diseñado también a micro escala para reducir su tamaño, aunque este llegó, junto con el inductor de la unidad lejana, a adquirir proporciones bastante grandes en cuanto a MEMS se refiere, teniendo el capacitor una área de 4mmx4mm y el inductor de 10mmx10mm. Estos tamaños llegan a ser bastante grandes en comparación a la tecnología MEMS, lo cual llega a ser molesto e inadecuado en ciertas aplicaciones debido a que el capacitor y micro inductor llegan a ocupar casi todo el tamaño de la unidad remota. Esto, debido principalmente, a que las distancias que se requieren son dependientes de los tamaños del inductor de una forma no muy lineal, y de los requerimientos de energía de almacenaje del capacitor.

Conclusión 164

Para el diseño del interruptor basado en tecnología MEMS, se utilizó el Software Coventor Ware2003, el cual integra al usuario desde un inicio a la elaboración virtual y simulación de parámetros de MEMS, además está muy bien documentado, y tiene varios tutoriales de ayuda.

La carga que pasa por las líneas de transmisión del interruptor es de 2.4 mA en promedio transportando una señal que trae consigo una componente de DC.

Dicho contacto de la viga móvil con la viga fija se da gracias a la tensión implementada en el brazo de la viga fija. Son 15 MPa los aplicados como gradiente de estrés a la viga móvil, fueron suficientes para cumplir ambos propósitos, el de bajo voltaje de actuación (de 2.5V aproximadamente) en el interruptor, así como el un buen contacto entre los electrodos con una resistencia en estado cerrado del interruptor de 0.7Ω .

La diferencia entre usar en nuestra aplicación los interruptores MEMS y no los diodos PIN o FET consiste básicamente en tener una disipación más pequeña de la energía respecto a los diodos PIN o FET, además de que en nuestro caso requerimos de muy poca corriente la conmutación de los interruptores. Otro punto a favor para su utilización en la interfaz, es que en el interruptor MEMS se tiene un aislamiento muy alto entre líneas y bajas pérdida de la inserción comparados a otras tecnologías, y teniendo las ventajas de baja resistencia y capacitancia en el interruptor.

La optimización de forma del brazo de la viga móvil del interruptor se realizó en el sentido de balance óptimo entre el voltaje mínimo de actuación del interruptor, por un lado, y su insensibilidad a las aceleraciones hasta 10G, por otro lado. El Switch en forma de Z es escogido para nuestra aplicación, al tener la ventaja sobre los otros dos diseños de interruptor mostrados, de necesitar menor voltaje de actuación.

Así pues, el presente trabajo se enfocó al diseño de una interfaz inalámbrica completa, proporcionando una visión general de las diferentes formas en las que se puede implementar la interfaz y caminos a seguir para diversas aplicaciones. Mostrado el desarrollo de algunos de los componentes principales de la interfaz completa basados en tecnología MEMS y considerando las formas posibles de suministrar la energía a la unidad lejana y funcionamiento del sistema así como tomar casos particulares para la exposición de las eficiencias y distancias logradas con la interfaz inalámbrica completa basada en tecnología MEMS.

Apéndice A.

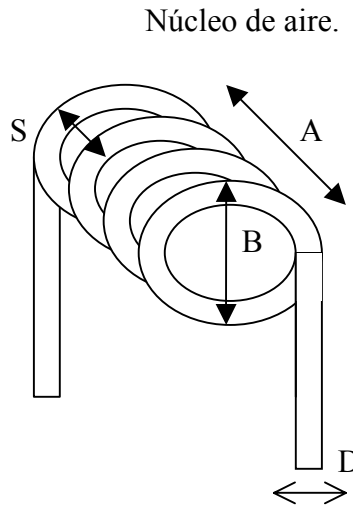
Inductores.

Existen diferentes formas de realizar diferentes tipos de bobinas o inductores. Entre las más básica se encuentran las siguientes:

- a) Bobinas con núcleo de aire.
- b) Bobinas con núcleo metálico.
- c) Bobinas impresas.

Bobinas con núcleo de aire.

En este tipo de bobina, las inductancias generadas por la bobina, estarán determinadas por la dimensión y su construcción. En este se requiere bobinar en sentido transversal y con un número "n" de espiras un conductor sobre una forma de cualquier tipo.



Aunque no existe un calculo exacto, podemos tomar aproximaciones de diferentes autores, las cuales las cuales solo varían en coeficientes de una formula generalizada.

$$L = (B^2 n^2) / (0.45B+A)$$

$$L = (100 B^2 n^2) / (0.45B+A) \text{ Nagaoka [26].}$$

Conociendo el material utilizado y la geometría de la bobina, se puede calcular la resistencia en Serie R de la Bobina R_L . Otro elemento parásito de dicha bobina es la capacitancia distribuida entre cada espira, y ésta está dada por la expresión:

$$C \approx (B \epsilon_R) / (11.45 \cosh^{-1} (S/D))$$

Apéndice A

Donde:	S: diámetro del conductor en mm
A: Longitud total de la bobina en mm	L: Inductancia
n: Número de espiras	C: Capacitancia en pF
B: diámetro en mm del inductor	ϵ_R = Constante dieléctrica del material

Estos valores de inductancias con aire tienen una gama de inductancias que van desde unas cuantas decenas de nH hasta μ H.

Bobinas con núcleo metálico.

En radio frecuencia generalmente se utilizan toroides cuyas dimensiones y composición dependen específicamente de la frecuencia a la que se trabaja. Las bobinas con núcleo metálico, son muy similares a las sin núcleo, en este caso un metal hace reunir más eficientemente las líneas de campo aumentando así la inductancia de estas. A frecuencias grandes podemos usar materiales a base de níquel y zinc o compuestos de níquel y manganeso. Estos materiales tienen un valor A_L [nH/n espiras] el cual es proporcionado por el fabricante el cual aumenta la inductancia e la relación $A_L = L/n^2$, donde n es el número de vueltas a embobinar. En radio frecuencia este factor puede variar de 10 a 50, dependiendo del material.

Bobinas impresas.

Las bobinas impresas son muy diferentes en construcción, sin embargo son muy poco sensibles a vibraciones en circuitos oscilantes. Estas bobinas, están constituidas por una cinta, (o conductor impreso) de anchura W , en un área con radio o longitud de lado D , y constituidas por N espiras a una distancia S . El trazado puede ser circular o rectangular, donde el circular, proporciona un valor de inductancia más elevado. Estas bobinas pueden ser conectadas en ambos lados de las obleas donde son hechas para obtener mayores niveles de inductancia.

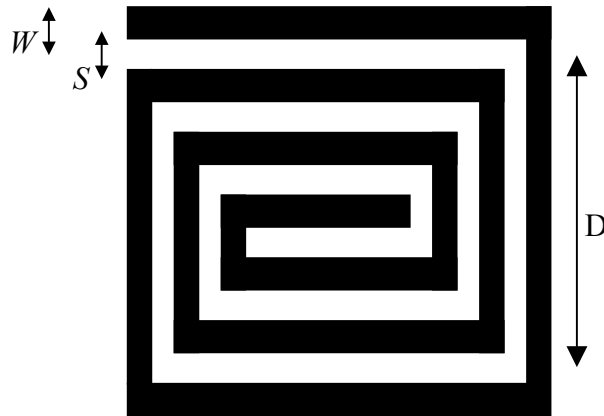
El valor aproximado de inductancia para este tipo de bobinas está dado por la forma:

$$L[\text{nH}] = 8.5 D^n \quad \text{en donde:}$$

D : es la longitud del lado del cuadrado en cm.

n : número de vueltas.

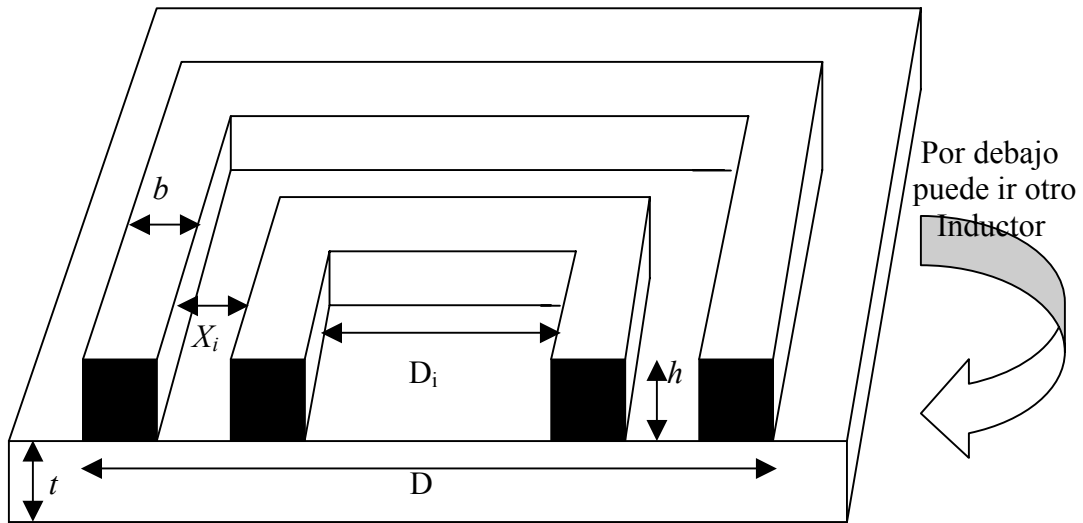
$W=S$: anchura del conductor y distancia entre conductores.



Este tipo de estructuras son interesantes para circuitos integrados que trabajan por encima de los GHz, ya que para frecuencias más bajas pueden ser inconvenientes por el tamaño. Al igual que todos los tipos de inductores, también presentan una resistencia en serie y una capacitancia en paralelo.

Dimensiones del inductor y sus parámetros asociados.

Dependiendo de las dimensiones de el inductor se pueden manejar de forma adecuada los parámetros necesitados. A continuación se muestra la relación entre las dimensiones del inductor y los cambios de los parámetros que se pueden obtener al modificar dichas dimensiones [31].



donde:

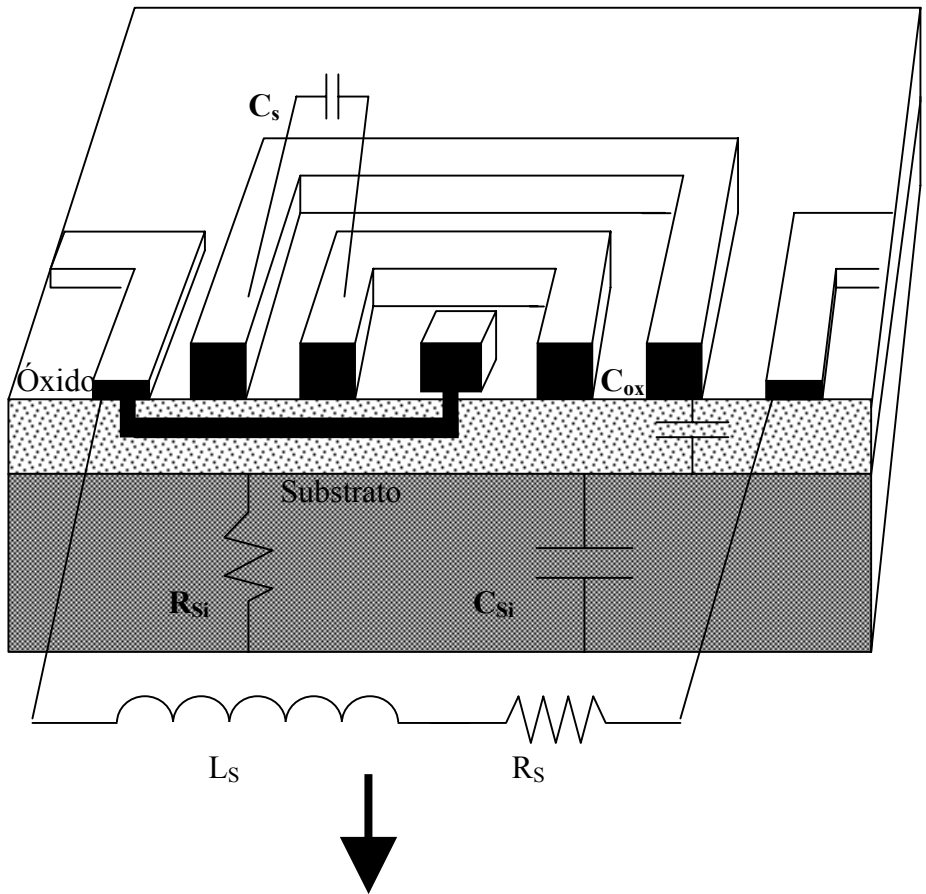
- D : Diámetro del dispositivo.
- D_i : Diámetro interno.
- h : altura o grosor de las líneas de conducción.
- X_i : separación entre las líneas de conducción.
- b : ancho de las líneas de conducción.
- t : grosor del sustrato
- N : número de vueltas

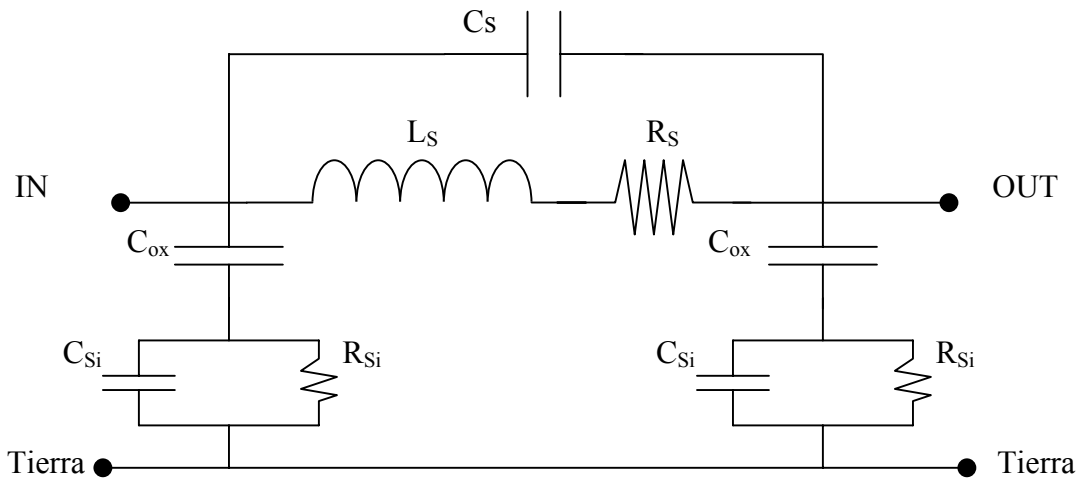
Parámetro	R_s	L_s	C_{in}	Ω_{in}	Q_{in}
$N \uparrow / D_i \downarrow$	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	0
$h \uparrow$	\downarrow	0	\uparrow	\downarrow	0
$b \uparrow / X_i \downarrow$	\downarrow	0	\uparrow	\downarrow	0
$t \uparrow$	0	0	\downarrow	\uparrow	\downarrow

En donde podemos observar que por ejemplo, la inductancia será directamente proporcional al número de vueltas en la bobina o inductor, la resistencia interna también aumentará al incrementar el número de vueltas, aunque para disminuirla se necesita aumentar en grosor de las líneas, aunque este implique también el aumento de capacitancias parásitas que para ser disminuidas se necesitará una mayor separación X_i entre las líneas. Así pues dependiendo lo que se busque en un inductor será con lo que se tenga que trabajar en las dimensiones y fabricación de un inductor.

Modelo del micro inductor.

Estos cambios en los parámetros debidos a las dimensiones del dispositivo, se entienden mejor gracias al modelo físico de este tipo de inductores. En donde se tienen capacitancias parásitas y resistencias debido a la construcción, en este caso el modelo sería de la siguiente manera [32].





Donde :

L_S : Inductancia en serie del inductor.

R_S : Resistencia en serie del inductor.

C_S : Capacitancia del inductor.

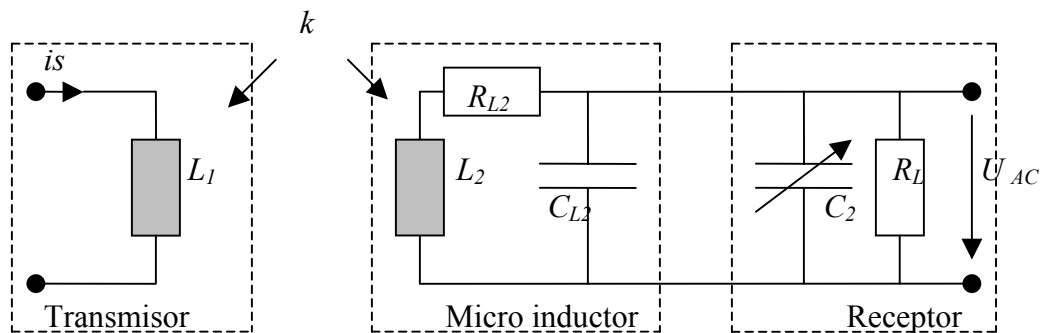
C_{ox} : Capacitancia entre el sustrato y el inductor ocasionado por el óxido.

C_{Si} : Capacitancia causada por el sustrato

R_{Si} : Resistencia causada por el sustrato.

En cuanto a la eficiencia que se pueden tener dos inductores de este tipo acoplados magnéticamente, esto dependerá del número de vueltas y la concentración de dichas vueltas en un radio distribuido en el inductor, esto, debido a que se afecta la calidad de algunos factores en los inductores de la bobina. Es muy importante tener en cuenta el coeficiente de acoplamiento en este tipo de casos ya que en diferentes aplicaciones como las transcutaneas debido al medio (piel) se llegan a tener bastantes pérdidas así como perdidas de eficiencia del sistema. Así pues, la distribución del número de vueltas en los inductores acoplados de transmisión y recepción en un sistema traerá consigo dos efectos [33]:

- 1) El acoplamiento entre ambos aumentará con el aumento de número de vueltas.
- 2) El factor de calidad Q disminuirá.



En donde:

R_{L2} = la resistencia del inductor.

C_{L2} = la capacitancia parásita de dicho inductor.

Apéndice A

Por lo que es conveniente saber que es lo que se necesitará en cada aplicación para trabajar con los diferentes parámetros, en el caso de este acoplamiento entre dos inductores al tener menor factor de acoplamiento k se llegan a obtener mayores distancias de comunicación, por lo que es conveniente, si es el caso, buscar k bajas en el análisis del sistema entre dos inductores acoplados magnéticamente.

A partir de esto, podemos elegir una opción para trabajar en nuestro caso, tomando en cuenta que tanto una como otra tecnología traen consigo pros y contras para diferentes aplicaciones, se puede hacer un análisis del sistema previo en nuestro para darnos una idea de los parámetros requeridos, para posteriormente tomar una decisión y optimizar lo mejor posible los parámetros para nuestro caso.

Dimensiones del inductor y capacitor.

Como ya se observó en el punto 3.3.2., existen diversas formas de diseñar y construir inductores en tecnología MEMS, en nuestro caso, decidimos utilizar " Inlaid electroplating " para la realización de nuestro micro inductor en el dispositivo lejano. Tomando como base el inductor de $L_2=23.6 \mu\text{H}$, $C_{L2} = 243.6 \text{ pF}$, $R_{L2} = 5.95 \Omega$ (Tema tres, tabla 3.17), proporcionado en el artículo de " Selective Signal Transmission to Inlaid Microcoils By Inductive Coupling", a partir de [1], se nos proporciona una fórmula para determinar las dimensiones aproximadas más importante para nuestro caso para darnos una idea de que proporciones tiene este, entonces, se tiene que:

$$L = \frac{\mu D^3}{4\mu p^2} (1 - \alpha^2)(1 - \alpha) \left[\ln \frac{(1 + \alpha)}{(1 - \alpha)} + 0.2235 \left(\frac{(1 - \alpha)}{(1 + \alpha)} + 0.726 \right) \right]$$

En donde:

Para el caso del micro inductor receptor, μ es la permitividad del aire, $\mu = 4\mu \times 10^{-7} [\text{H}/\text{m}]$, D diámetro aproximado del inductor, en este caso $D = 10\text{mm}$, debido al análisis en tema 4. $L_2 = 23.6 [\mu\text{H}]$, α es el radio entre el diámetro mayor y menor, para la construcción elegida se toma de 0.5, y p tirada del embobinado.

Entonces, para obtener p , se substituyen lo valores dados y se tiene que $p = 46.06\mu\text{m}$. Ahora, para el número de vueltas se tiene que:

$$L[n\text{H}] = 8.5^{D[\text{cm}]n^{5/3}}$$

Considerando que L es $L_2=23600$ [nH], $D = 1\text{cm}$, se tiene que n es igual a 2 y media vueltas. Para las otras dimensiones como t (distancia entre líneas), h (espesor de las líneas) y b (ancho de las líneas), necesitamos dar los valores para la capacitancia requerida, que en nuestro caso es de $C_{L2} = 243.6$ [pF], en este caso no daremos aproximaciones para dicha construcción, pero todas estas están relacionadas por:

$$C_p = \frac{2E_0 h D}{p - b} \left(1 + \alpha - \frac{4p}{D(1 - \alpha)}\right) + \frac{\epsilon_{SB} b D^2}{4tp} (1 - \alpha^2) + \frac{\epsilon_{SB} A}{t}$$

Donde: $E_0 = 8.84 \times 10^{-12}$ [F/m]

ϵ_{SB} = Permitividad del material entre las líneas y el sustrato.

A = es el área de visión de las caras.

Para el caso del inductor transmisor o del dispositivo base se tiene a partir de la tecnología vista en 3.3.2.2 (electroplated), se designa el inductor como el del diseño de tipo A, donde dicho inductor tiene las siguientes características, $L_1 = 2.70\mu\text{H}$, $R_{L1} = 10\Omega$ y un diámetro de 2cm , o sea $r_p = 10\text{mm}$, con $N = 10$ vueltas con un grosor de las líneas de $10\mu\text{m}$. En este caso las dimensiones más precisas del inductor se pueden obtener por el método anterior, aunque en este caso no lo haremos ya que en el dispositivo base tenemos menos problemas en cuanto a limitantes de tamaño y con el diámetro de el inductor nos basta para darnos una idea de sus proporciones.

En el caso del capacitor, por medio de [2] tenemos que, $C = \frac{k_e A \epsilon_0}{d}$ entonces, la distancia mínima entre

las placas la consideraremos como $0.5\mu\text{m}$, y tomando en cuenta que la constante dieléctrica del cuarzo (material a utilizar para tener un mayor rango de ruptura dieléctrica) es de $k_e = 4.3$ o $30\text{V}/\mu\text{m}$ y no se llegan a utilizar más de 10 Volts en la alimentación del análisis del sistema, además $\epsilon_0 = 8.84 \times 10^{-12}$ [F/m], $C = 1.24\text{nF}$, $A = l_1 \times l_2$, si $l_1 = 4\text{mm}$, $l_2 = ?$, ahora, tenemos:

$$l_2 = \frac{Cd}{l_1 k_e \epsilon_0}$$

de donde, $l_2 = 4\text{mm}$, por lo que las dimensiones del inductor ocuparán un área aproximada de $4\text{mm} \times 4\text{mm}$ y el espesor especificado por las capas en su construcción.

Apéndice B.

Parámetros de rectificador clase E.

D	ϕ	$R_L/\omega L$	I_{DM}/I_0	V_{DRM}/V_0	R_i/R_L	L_i/L	M_R	K_i
0	0	∞	∞	2	0	1	∞	0
0.1	-11.98	2865.33	17.777	2.022	2.33×10^{-7}	0.999	2070.5	4.828×10^{-4}
0.2	-23.86	171.88	8.889	2.093	5.66×10^{-5}	0.996	132.9	7.525×10^{-3}
0.25	-29.72	68.217	7.111	2.151	3.24×10^{-4}	0.990	55.54	1.8×10^{-2}
0.3	-35.51	31.612	5.927	2.228	1.32×10^{-3}	0.976	27.45	3.642×10^{-2}
0.4	-46.79	8.9733	4.447	2.460	1.16×10^{-2}	0.915	9.26	0.1079
0.5	-57.52	3.1416	3.562	2.862	5.84×10^{-2}	0.788	4.13	0.2909
0.6	-67.46	1.2080	2.976	3.608	0.2014	0.590	2.22	0.4487
0.7	-76.25	0.4655	2.566	5.207	0.5214	0.354	1.38	0.7270
0.75	-80.07	0.2789	2.407	6.712	0.7645	0.240	1.14	0.8744
0.8	-83.41	0.1580	2.274	8.918	1.0565	0.142	0.972	1.0273
0.9	-88.25	0.03338	2.079	19.404	1.6788	0.022	0.772	1.2957
1	-90	0	2	∞	2	0	0.7071	1.4142

Bibliografía.**Introducción.**

[1] www.insight-corp.com

Tema 1.

Nadim Maluf. *An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering*. Artech House Inc. Norwood, USA, 2000.

P. Rai-Choudhury. *MEMS and MOEMS Technology and Applications*. SPIE Press. Washington, USA, 2000.

Julian W. Gardner. *Microsensors, MEMS, and Smart Devices*. John Wiley & Sons. Ltd. West Sussex, England, 2001.

1* Julian W. Gardner. "Microsensors, MEMS, and Smart Devices". John Wiley & Sons. Ltd. West Sussex, England, 2001.

2* Marc Madou. "Fundamentals of Microfabrication. The Science of Miniaturization". CRC Press. Second Edition. USA, 2002. ISBN 0-8493-0826-7.

Tema 2.

www.coventor.com

www.intellispace.co.uk/services/BDW/options.asp

Tema 3.

[2] Wendi Rabiner, A.Sinha, A.Wang and A.P.Chandrakasan. "Energy-scalable algorithms and protocols for wireless microsensor networks" MIT. IEEE.

[3] Enrique Herrera Pérez, "Introducción a las telecomunicaciones Modernas". Limusa, Noriega Editores. México, 2001.

[4] Leonberger. *Revealing the small range of radio-microwave frequencies*. Phys. Educ. Vol. 37, September 2002, pp. 425-427

[5] <http://www.eveliux.com/articulos/medios.htm>

[6] http://www.cofetel.gob.mx/html/agitec/cuadro/index_espectro.html

[7] O.A. Mohammed, W.P. Batina, L.H.Gipson. "Electromagnetic field modeling of implantable telemetry systems" IEEE transactions on magnetics, vol.Mag-21, No. 5 septiembre 1985.

[8] Dr. Abel Herrera Camacho. *Comunicaciones digitales*. DIE FI UNAM.

[9] Marc J. Madou. *Fundamentals of Microfabrication*. Second Edition. Editorial CRC. Año 2002.

Bibliografía

- [10] S. Bermejo, P.Ortega, E. Cabrera, and L. Castañer. "c-Si Photovoltaic Minipanel Technologies for Gireles Power Suply Applications" IEEE.
- [11] J.B. Lee, Z.Chen, M.G. Allen, A.Rohatgi, and R.Arya. "A Miniaturized Hight-Voltage Soar CellArray as an Electrostatic MEMS Power Suply," J. Microelectromech. Syst. Vol.4, pp. 102-8, 1995.
- [12] T.Sakakibara, H. Izu, T. Kura, W. Shinohara, H Iwata S. Kiyama, and S. Tsuda, "High-Voltage Photovoltaic Micro-Devices Fabricated by a New Laser –Processig," in Proceedings: IEEE micro Electro Mechanical Sistems (MEMS'95). Amsterdam, Nethelands, 1995, pp. 82-87
- [13] M. Kimura, N. Miyakoshi, and M. Daibou, "A miniature Opto- Electronic Transformer,"in proceedings: IEEE Mcro Electro Mechanical Systems (MEMS '91). Nara, Japan, 1991, pp. 227-32
- [14] J. Sniegowski and E. Garcia "Microfabricated Actuators and Their Applications to Optics", in Micro-Optics/Micromechanics and laser Sacanning and Shaping. San Jose California, 1995. pp 46-64.
- [15] E. Garcia and J. Sniegowski, "Surface Micromachined Microengine," Sensors and Actuators A, Vol.A48, pp. 203-14,1995.
- [16] C.B. Williams and R.B Yates. " Analysis of a micro-electronic generator for Microsystems " IEEE.
- [17] P.A.F.M. Goemans. "Microsystems and Energy: The role of energy" in Microsystem Tecnology: exploring opportunities, G.K.Lebbink, Ed. Alphen aan de Rijn/Zaventem, 1994.
- [18] Jeffrey A. Von Arx and Khalil Najafi. " On-Chip Coils with Integred Cores For Remote Inductive Powering of Integred Microsystems" University of Michigan. IEEE.
- [19] Paul B. Koeneman, Ilene J. Busch-Vishniac, and Kristin L. Wood. " Feasibility of Micro Power Supplies for MEMS"
- [20] C.L.Britton, Jr. , R.J. Warmack, et. al. " Batttery-powered, Gíreles MEMS Sensors for High-Sensitivity Chemical and Biological Sensing ".
- [21] F.D.Bannom iii, et al., IEEE J.Solid State Circuits, vol.35, no.4, pp.512 – 526, April 2000
- [22] K. Wang, et al; 2000 IEEE J.Microelectromech. Syst. Vol.9, no.3, pp.347-30 sept 2000
- [23] D.J.Young, et al ; 1996 Solid – State sensor and actuator work ship, jure 2-6, 1996, pp.86-89
- [24] J.B.Yoon, et al; 1999 IEEE Int. Electron devices meeting(IEDM), Dec.5-8,1999,pp.753-756
- [25] Z.J.Yao, e al; IEEE/ASMEJ. Microelectronics. Sys;pp.129-134 Junio 1999.
- [27] S. Ullerich, W.Mokwa, G. vom Bögel, and U. Schnakenberg, "Micro coils for an advanced system for measuring intraocular preasure, "Proc. 1st Annual International IEEE-EMBS Special Topic Conference on micro technologies in Medicine and Biology, pp.470-474, 2000.

- [28] H.A. Wheeler, "Simple inductance formulas for radio coils", Proc. of IRE, vol. 16, no.10, pp.1398-1400, 1928.
- [29] Jie Wu and Gary H. Bernstein, "Selective signal transmission to inlaid micro coils by inductive coupling". Transducers '03 The 12th international conference on solid state sensors, actuators and Microsystems, Boston, June 8-12 2003.
- [30] Jeffrey A. Von Arx and Khalil Najafi, "On-Chip With Integrated Cores For Remote Inductive Powering Of Integrated Micrisystems" IEEE. International Conference on Solid-State Sensors and actuators, Chicago, June 16-19, 1997.
- [34] AleksanderDec, and Ken Suyama, "Micro machined Electro.Mechanically Tunable Capacitors and Their Applications to RF IC's" IEEE Transsactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46 No.12, p.2587 December 1998.
- [35] R.R. Mansour, M.Bakri-Kassem, M. Danesshmand and N.Messiha. "RF MEMS DEVICES" The 2003 International Conference on MEMS, NANO, and Smart Systems Alberta Canada.
- [36] http://iteso.mx/~jorgeaguilar/cap03_04.htm
- [37] Reto Zingg, Michael Jun Li, Jaes Chinchiang Fu, "Simulation of Micromachined Electro-Mechanically Tunable Capacitor". University of Colorado.
- [38] <http://www.memsnet.org/material>
- [39] Jioghong Chen, *MEMBER IEEE*, Juo Zou, hang Liu, *SENIOR MEMBER, IEEE*, José E. Schutt-Ainié, *SENIOR MEMBER, IEEE*, and Sung-Mo (Steve) Kang, *Fellow, IEEE* "Design and Modelin of a Micromachined High-Q Tunable Capacitor With Large Tuning Range and a Vertical Planar Spira Inductor". IEEE transactions on electron devices, vol.50, No3, March 2003.
- [40] Rebeiz, 2003 de la transmisión del RF; Varadan, Vinoy, y Jose, 2003;De Los Santos, 2002; y Rebeiz y Muldavin, 2001.
- [41] E. W. Jacobs, H. B. Simonds, M. W. Roberts, T. O. Jones III, D. W. Brock, C. E. Dempsey, "TST Reconfigurable Aperture RF MEMS for Antenna Applications" SSC San Diego, February 2004
- [56] RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits Elliott R. Brown, Senior Member, IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, No.11, November 1998.
- [57] L.E. Lrson, R.H. Hackett, and R.F. Lorh, "Microactuators for GaAs- based microwave integrated circuits," in Proc. Transducers 1991, San Francisco CA, june 24-27, 1991, pp. 743-746.
- [58] J. Yao "RF MEMS from a device perspective," J.Micromech. Microeng., Vol 10, pp. R9-R38, 2000.
- [59] M.Kim, J.B. Hacker, R.E.Mihailovich, and J.F. DeNatale, "A DC-to-40GHZ four bit RF-MEMS true-time delay network,"IEEE Microwave Wireless Comp. Lett., vol.11,no.2, pp.56-58,Feb.2001

Bibliografía

[60] J.Jasón Yao and M. Frank Chang. "A Surface Micromachined Miniature Switch For Telecommunications applications with signal frecuencies from DC to 4GHz" Rockwell Science Center, California, USA.

[61] Joachim Oberhammer y Göran Stemme, Senior Member, IEEE. "Low-Voltage High-Isolation DC-to-RF MEMS Switch Based on an S-shaped Film Actuator" IEEE transactions on electron devices, vol.51, No.1 January 2004

[62] Dimitrios Peroulis, Kamal Sarabandi and Linda P.B. Katehi. "Low Contact Resistance series MEMS Switches" University of Michigan.

a* www.vision.ethz.ch/antifako/sensors.html (información requerimientos de sensores).

b*http://dspvillage.ti.com/docs/catalog/resources/techdocs.jhtml?familyId=325&navSection=user_guides (DSPs).

Tema 4.

[42] Jie Wu, Shailendra Dubhashi and Gary H.Bernstein, "Inductive generation of arbitrary waveforms for electrical stimulation using implantable microcoils" Journal of Micromechanics and Microengineering. 2004 IOP Publishing Ltd.

[43]<http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/electromagnet/inducccion/autoinducccion/autoinducccion.htm>.

[44] Van Valkenburg, Nooger and Neville, INC, "Electricidad Básica 3". Ed. CECSA 1971

[45] Mark N.Horestein. "Microelectronic Circuits and Devices". Second Edition. Prentice Hall. 1996. Chapter 4.

[46] Marian K. Kazimierczuc and Jacek Józwik, "Anaysis and Design of Class E Zero-Current-Switching Rectifier". IEEE transactions on circuits and systems, vol.37, No.8 August 1990.

[47] Jie Wu and Gary H. Bernstein, "Selective Signal Transmission to Inlaid Microcoils By Inductive Coupling", IEEE transducers 2003, The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, June 8-12, 2003.

[48] Yamu Hu, Jean-Francois Gervais, M. Sawan, "High Power Efficiency Inductive Link and Full-Duplex Data Communicatio" 2002 IEEE, DEE, EP de Montreal.

[49] Jack Smith, "Modern Communications Circuits". Mc Graw Hill.

[50] Andrew DeHennis and Kensall D. Wise, "A Double-Side Single-Chip Wireless Pressure Sensor". 2002 IEEE, Engineering Research Center for Wireless Integrated MicroSystems, DEECS, University of Michigan.

- [51] C.M. Zierhofer and E.S. Hochmair, "HCoil Design For Improved Power Transfer Efficiency In Inductive Links", 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Amsterdam 1996.
- [52] Shoji Takeuchi, Nobuyuki Futai, and Isao Shimoyama, "Selective drive of electrostatic actuators using remote inductive powering", 2001 IEEE, DMI, the university of Tokio, Japan.
- [53] Toshi Hiro Nishimura, Tetsuji Eguchi, Akira Kubota, Kazuhiko Hamamoto, Masao Saito, "An Improved Transmission Energy Transformer for a Non Invasive Rechargeable Battery to Artificial Organs". 2001 IEEE. Oita 870-0870 Japan.
- [54] Woohyeok Choi, Babak Ziaie, "Inductively Powered Implantable Microcoil Temperature Measurements: Safety Implications and Operational Guidelines". Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE EMBS, Cancún, México. September 17-21, 2003.
- [55] B. Lenaerts, R Puers, "Inductive Powering of a Freely Moving System". Eurosensors XVIII, Rome-Italy, September 13-15, 2004.
- [72] Marian K. Kazimierzczuk and K Puczek, "Class E low dv/dt synchronous rectifier with controller duty ratio and output voltage". IEEE transactions on circuits and systems, cas-38 October 1991.
- [73] M. K. Kazimierzczuk and Jacek Jóźwik, "Resonant dc/dc converter with class E inverter and class E rectifier". IEEE transactions on circuits and systems, cas-36. Nov. 1989
- [74] M. K. Kazimierzczuk and Jacek Jóźwik, "dc/dc converter with class E zero-voltage-switching inverter and zero-current-switching rectifier". IEEE transactions on circuits and systems, cas-36. Nov. 1989
- [75] Alexandru Ivanescu, and M. K. Kazimierzczuk, "Class E resonant dv/dt rectifier" IEEE transactions on circuits and systems, vol 39. N 8. August 1992.
- [76] Philip R. Troyk and Martin A.K. Schwan, "Closed-loop class E transcutaneous power and data link for microimplants". IEEE transaction on biomedical engineering. Vol.39, N6. June 1992

Tema 5.

- [63] C. Goldsmith, J. Ehmke, A. Malczewski, B. Pillans, S. Eshelman, Z. Yao, J. Brank, M. Eberly, "Life time characterization of Capacitive RF MEMS Switches", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol 1, June 2001, pp.227-30
- [64] Mohamed Gad-el-Hak, The MEMS Handbook. CRC PRESS 2002. Cap 16. pp.100-104.
- [65] Sergio P. Pacheco, Linda P.B. Katehi, and Clark T.-C. Nguyen "Design of Low actuation Voltage RF MEMS Switch" TU3B-4 IEEE 2000.

[66] Peter Råback and Antti Pursula, "Finite element simulation of the electro-mechanical pull-in phenomenon". European Congress on Computational Methods in Applied Sciences and Engineering ECCOMAS 2004.

[67] Devarajan Balaraman, et al. "Low- Cost Actuation Voltaje Koper RF MEMS Switches". 2002 IEEE MTT-S

[68] Efecto Corona. <http://bacterio.uc3m.es/docencia/profesores/herreros/itts/ficheros/Corona.pdf>

[70] Paul G Slade, "Electrical contacts: principles and applications". M. Dekker New York 1999

[71] Holm, Raguar "Electric contacts: theory and applications". Cuarta edición. Berlin 2000.

Apéndice A.

[26] Anexo B. Componentes pasivos en Alta Frecuencia. Ing. Oscar M.Santa Cruz 2003.

[31] Andrew DeHennis and Kensall D. Wise, "A Double- Side Single-Chip Wireless Pressure Sensor". 2002 IEEE .Engineering Research Centre for Wireless Integrated Microsystems DEECS The University of Michigan.

[32] C.Patrick Yue and S.Simon Wong, Fellow, "Physical Modeling of Spiral Inductors on Silicon". IEEE transactions on devices, vol.47, No.3, March 2000.

[33] C.M.Zienhofer and E.S.Hochmair. "Coil Design For Improved Power Transfer Efficiency In Links" 18th Annual International Conference of the IEEE Engeniering in Medicine and Biology Society, Amsterdam 1996.

[69] Shoji Takeuchi, Nobuyuki Futai, and Isao Shimoyama, "Selective drive electrostatic Actuators Using Remote Inductive Powering" 2001 IEEE. DMI, The university of Tokio, Japan.

[77] Irina B. Vendik, Orest G. Vendik and Eric L. Kollberg, "Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices" IEEE transactions on microwae theory and techniques, vol.48, No.5, May 2000.

[78] Nadim Maluf. *An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering*. Artech House Inc. Norwood, USA, 2000.

[79] Marc Madou. "Fundamentals of Microfabrication. The Science of Miniaturization". CRC Press. Second Edition. USA, 2002. ISBN 0-8493-0826-7.

[80] Alexander Martiniuk. Apuntes Antenas. Facultad de Ingeniería UNAM. 2003