



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

DESARROLLO DE UN CONMUTADOR MEMS PARA ANTENA RADANT

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

PRESENTA:
ROSALBA ÁLVAREZ CHÁVEZ

TUTOR PRINCIPAL:
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK
Facultad de Ingeniería

MÉXICO, D. F. ENERO 2014



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.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón

Secretario: Dr. Gómez Castellanos Javier

Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr

1^{er}. Suplente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

2^{d o}. Suplente: Dr. Martínez López José Ismael

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: Ciudad Universitaria, México, D.F.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Martynyuk Oleksandr

FIRMA

Agradecimientos

A la Universidad Nacional Autónoma de México, mi Alma Máter, por ofrecerme una formación profesional dentro los más altos valores humanos y una educación de calidad.

Al Posgrado de Ingeniería de la UNAM, Coordinación de Estudios de Posgrado (CEP), por el apoyo económico que me otorgó durante el primer año, para la realización de mis estudios de Maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico que me otorgó durante el segundo año, para la realización de mis estudios de Maestría.

Al Dr. Oleksandr Martynyuk, por su apoyo, comprensión y experiencia para la realización de este trabajo de tesis.

A la DGAPA-PAPIIT de la UNAM por el apoyo a este trabajo en forma del proyecto “Antenas de lente reconfigurables para banda de extremadamente alta frecuencia basadas en principio de conversión de modos de propagación” con número de referencia IN114911.

A la DGAPA-PAPIIT de la UNAM por el apoyo a este trabajo en forma de beca para para obtención de materiales y sustancias utilizadas en el desarrollo de la tesis, con números de referencia IN114213, IN116112, IN117814.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo en forma de beca para sustancias y materiales necesarios para el desarrollo de esta tesis, con número de referencia 166106.

A mis padres, porque gracias a su apoyo, confianza y consejos, he llegado a culminar una de las grandes metas de mi vida, que me llena de orgullo compartir con ellos.

A mis hermanos, que con su ayuda y apoyo incondicional me han impulsado a continuar con mi carrera profesional.

A mis amigos y familiares, por la ayuda, comprensión y compañía brindada a lo largo de la maestría, vemos hoy reflejada una de las más grandes satisfacciones.

Índice General

Contenido	Página
Introducción	1
Justificación	2
Objetivos	3
Metodología	3
Capítulo 1. Estado del Arte “Tecnología MEMS aplicadas a las antenas de arreglo de fase”	
1. Antenas en arreglo de Fase	4
1.2 Conmutadores MEMS	7
1.3 Característica de los conmutadores MEMS	10
1.4 Tecnologías de fabricación.	15
1.4.1 Micro-maquinado de volumen	16
1.4.2 Micro-maquinado de superficie	16
1.4.3 LIGA	17
1.5 Conclusiones	18
1.6 Referencias	19
Capítulo 2. Escaneo electrónico de una lente RADANT (Radome-Antenna)	
2. RADANT	21
2.1 Efecto de una rejilla metálica sobre una Onda Electromagnética Plana	23
2.2 Lentes RADANT	27
2.3 Antenas con lentes RADANT	29
2.4 Configuraciones de los desplazadores de fase con lentes RADANT.	31
2.5 Conclusiones	35
2.6 Referencias	36
Capítulo 3. Análisis del comportamiento del conmutador MEMS dentro de las rejillas RADANT	
3.1 Comportamiento esperado del Conmutador MEMS.	38
3.2 Comportamiento de la celda unitaria.	41
3.2.1 Comportamiento de la rejilla con base en el circuito equivalente.	42

Desarrollo de un conmutador MEMS para antena RADANT

3.2.2 Análisis de datos obtenidos para una $f=30$ [GHz].	44
3.3 Dimensionamiento de la celda unitaria para $f=30$ [GHz].	50
3.4 Análisis de datos obtenidos para una $f=10$ [GHz].	51
3.4.1 Dimensionamiento de la celda unitaria para $f=10$ [GHz].	56
3.5 Diseño del conmutador MEMS.	57
3.5.1 Integración de un Stub en las rejillas con el conmutador MEMS.	61
3.6 Conclusiones	65
3.7 Referencias	66

Capítulo 4. Proceso y simulación del conmutador MEMS

4.1 Definición de elementos para el conmutador y las rejillas.	68
4.2 Simulación del proceso de fabricación	70
4.3 Análisis Electromecánico del conmutador MEMS.	73
4.3.1 Voltaje de actuación	75
4.3.2 Tiempo de conmutación	79
4.4 Conclusiones	80
4.5 Referencias	81

Capítulo 5. Trabajo a Futuro (Fabricación del conmutador MEMS)

5.1 Proceso de fabricación experimental	83
5.2.1 Materiales y equipo utilizado	83
5.2.2 Desarrollo del proceso	84
5.2.3 Marcas de alineación	90
5.3 Conclusiones	101
5.4 Referencias	102

Capítulo 6. Conclusiones generales

Apéndice



Introducción General

Introducción

El hombre siempre ha tratado de desarrollar tecnología que le permita plasmar sus observaciones obtenidas del entorno. El entorno tecnológico actual ha permitido la miniaturización de las distintas herramientas o equipos para desarrollar o manufacturar producto de menor tamaño.

En los últimos años se ha impulsado la búsqueda del camino para mejorar la portabilidad y la eficacia de nuevos sistemas y dispositivos de telecomunicaciones, en especial el desarrollo de sistemas inteligentes que operan a frecuencias cada vez mayores, por ejemplo en la banda Ka, con un menor costo. Uno de esos sistemas en el área de telecomunicaciones son las antenas en arreglos de fase, ya que están constituidos por cientos de desplazadores de fase para poder llevar a cabo el control electrónico de la fase de cada uno de los elementos radiadores.

Contenido

Introducción	1
Justificación	2
Objetivos	3
Metodología	3

Los desplazadores de fase son utilizados ampliamente en los sistemas RADANT (Radome-Antenna), estos sistemas son básicamente un conjunto de rejillas reconfigurables, capaz de generar el corrimiento de fase en la onda electromagnética que incide en estas.

Los arreglos de antenas son más eficientes y tienen numerosas ventajas, el problema es que son muy caros, en los desplazadores de fase se utilizan interruptores con base en diodos PIN o transistores de efecto de campo como FET's para su control, lo que eleva las pérdidas disipativas a niveles inadmisibles en las bandas de súper y extremadamente alta frecuencia, es por eso que se requiere mejorar el desempeño en estos desplazadores, por lo que es conveniente remplazar los interruptores de estado sólido por interruptores MEMS (por sus siglas en inglés Micro-Electro-Mechanical- Systems) para RF, a lo que llamamos desplazadores de fase MEMS.

Esta tesis comenzará con una investigación previa de lo que se tiene hoy en día y cómo se comporta el mercado de RF MEMS, para esto se iniciará con el estado del arte de esta tecnología MEMS. También se incluirá el desarrollo y el diseño de un dispositivo MEMS con la finalidad de consolidar los fundamentos teóricos y prácticos, así como la aplicación de criterios al emplear un determinado modelamiento y realizar la simulación en un Software de Evaluación.

Los MEMS representan una de las áreas tecnológicas de rápido crecimiento de la industria y su rango de aplicaciones crece constantemente, generando gran interés en el desarrollo de estos sistemas e impulsando el desarrollo de este mercado. A pesar de las grandes expectativas aún se encuentran en desarrollo y requieren superar diversas dificultades técnicas, para convertirse en una opción atractiva para muchas aplicaciones de uso comercial.

Los conmutadores MEMS son una alternativa a las tecnologías convencionales de conmutación en circuitos de RF/microondas basados en dispositivos de estado sólido como los transistores FET o los diodos PIN. Los micro-conmutadores basados en tecnología RF-MEMS ofrecen ventajas respecto a estos últimos presentando pérdidas de inserción menores, mayor aislamiento, mayor linealidad, así como, un mayor grado de integración y un menor peso.

❖ Justificación

En esta tesis se busca diseñar conmutadores MEMS para antenas RADANT, desarrollar y modelar el dispositivo MEMS, de una forma económica, confiable y de uso fácil que permita estudiar la evolución hacia los lentes RADANT.

Se considera el uso de arreglos basados en conmutadores MEMS como una alternativa económica, confiable y eficiente para los sistemas RADANT, en comparación a los conmutadores a diodos PIN.

En cuanto al diseño de conmutadores basados en tecnología MEMS, la naturaleza de estos dispositivos supone retos a la hora de modelarlos eléctricamente.

❖ Objetivos

El objetivo general de la tesis es diseñar un conmutador MEMS para antena RADANT, con la finalidad de reducir pérdidas adicionales y costos, que se tienen hoy en día.

Se compone de dos objetivos particulares

1. Diseño geométrico y teórico de un conmutador MEMS, con base en trabajos teóricos previamente realizados y analizados.
2. Simulación y optimización de la geometría del elemento RADANT y formalización de requerimientos para el conmutador MEMS.

El primer objetivo particular se logrará utilizando trabajos previamente realizados, debido a que es un tema bastante amplio y se tiene mucha información al respecto, ya que esta tecnología está creciendo mucho en el mercado, y anteriormente se han trabajado en proyectos de doctorado para la parte teórica.

El segundo objetivo involucra equipo de cómputo y diferentes tipos de software (COVENTOR) que se utilizará para la simulación del conmutador, debido a que se está construyendo el laboratorio de MEMS se procederá al diseño y modelado del interruptor MEMS.

❖ Metodología de la tesis

La propuesta de metodología a seguir es la siguiente:

- Investigar soluciones que ya existen, realizar una crítica sobre ella (ventajas-desventajas)
- Proponer un nuevo diseño, basado en la investigación previa.
- Realizar simulaciones con base en el diseño propuesto, utilizando un software comercial con las características de la propuesta.
- Construir un modelo del circuito equivalente de la propuesta realizada.
- Optimizar parámetros del conmutador diseñado
- Realizar una propuesta sobre la tecnología de implementación del conmutador MEMS, basado en la capacidad del laboratorio en el CCADET.
- Obtener conclusiones.



1. Estado del Arte “Tecnología MEMS aplicada a las antenas de arreglo de fase”

1. Antenas en arreglo de fase

En este capítulo nos enfocaremos al “Estudio del estado del arte” de los siguientes temas indicados en el contenido, del cual no me enfocaré muy profundo, debido a que existen trabajos ya más detallados de cada uno de los temas.

Los arreglos de fase se consideran como las antenas que aseguran las ventajas significativas en los sistemas de radar con escaneo electrónico y en los sistemas de comunicaciones de banda ancha.

En la actualidad, las antenas basadas en arreglos de fase son utilizadas en aplicaciones militares debido a su alto costo, ya que por sus características de funcionamiento utilizan módulos de transmisión-recepción activos, los cuales resultan ser de costo elevado, esta situación, de alguna manera ha complicado la aplicación de los arreglos de fase a nivel comercial.

Contenido

Antenas en arreglo de Fase	1
Conmutadores MEMS	1.2
Característica de los MEMS	1.3
Tecnologías de fabricación	1.4
Conclusiones	1.5
Referencias	1.6

Las antenas en arreglos de fase son de una configuración geométrica de elementos independientes e iguales, mediante los cuales es posible formar patrones de alta directividad.

Un arreglo de fase está formado por más de un elemento radiador en coherencia de fase. Los elementos radiadores pueden ser dipolos, aperturas, espirales, reflectores parabólicos y muchos otros tipos de antenas.

Existen dos tipos de antenas en arreglos de fase, los pasivos y los activos. Los arreglos pasivos utilizan un transmisor y un receptor central al arreglo, pero poseen la habilidad de desplazamiento de fase de la señal en cada elemento o subarreglo.

En los arreglos activos, la generación de alta potencia para transmisión y la amplificación de bajo ruido están distribuidas, como lo está el control de fase en cada elemento. Una ventaja importante de un arreglo activo es que la sensibilidad del sistema aumenta, debido a que la figura de ruido del sistema permanece fija y la potencia de RF se genera en la apertura.

En la siguiente figura 1.1 se presenta un ejemplo de los arreglos pasivos fig (a) y arreglos activos fig (b)[1]. Los arreglos pasivos tienen el módulo transmisor – receptor, T/R, central a todos los elementos de arreglo. En cambio, en los arreglos activos, cada elemento del arreglo tiene su propio T/R.

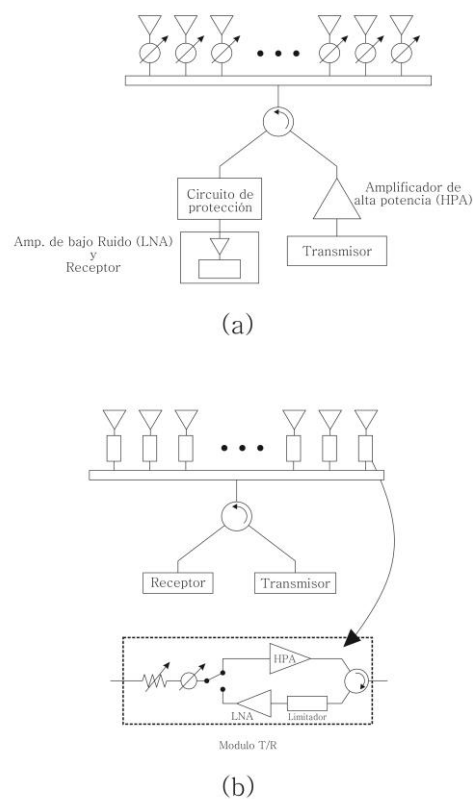


Fig. 1.1 Sistema de arreglos pasivos y activos [1].

Debido a la necesidad de contar con una tecnología apropiada en cuanto a costo y complejidad y con la aparición de los circuitos integrados monolíticos (MMIC) de Arseniuro de Galio de bajo costo, la automatización del ensamble de componentes de microondas, los procesadores de arreglos activos de bajo costo y alta velocidad, se han abierto opciones que resultan accesibles para muchas aplicaciones en sistemas de radar y de comunicaciones que requieren de un escaneo rápido [2].

Hoy en día los desplazadores de fase se basan en materiales de ferrita, como son los conmutadores basados en diodos P-I-N y en transistores de efecto de campo (FET). Debido a que los desplazadores de fase de estado sólido proporcionan una buena solución a frecuencias de microondas, sin embargo también presentan un gran problema y que introducen muchas pérdidas.

Otro punto importante es que las antenas de arreglos con desplazadores de fase son muy caras, debido a que cada uno de los elementos del arreglo puede costar un promedio de 1000 dólares y que un arreglo puede tener miles de elementos, entonces estamos hablando de un sistema cuyo costo de fabricación es de millones de dólares, por lo que su uso lo hace exclusivo por ser muy caro.

Ahora bien los desplazadores de fase con diodos PIN se componen de interruptores electrónicos que realizan la conmutación mediante el cambio en el voltaje de polarización, en la figura 1.2 se muestra el comportamiento de un diodo PIN.

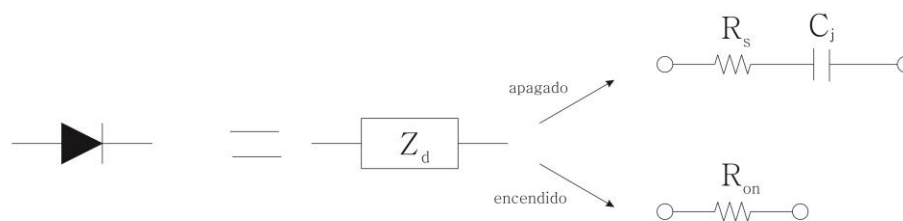


Fig. 1.2 Diodo PIN en estado encendido- apagado.

Los desplazadores con base en los diodos PIN son menos costosos que los desplazadores de ferrita, además poseen una velocidad de conmutación de cientos de ns, sin embargo estos mismos representan mayores pérdidas de inserción para altas frecuencias. Consumen cantidades moderadas de potencia, alrededor de 3 a 10 mW por diodo [3]. En la tabla 1.1 se muestra las comparaciones que se tienen para los desplazadores de fase con base en diodos PIN y ferrita para los arreglos pasivos.

Tabla 1.1. Comparación de parámetros de los desplazadores de fase de 5 bits con base en diodo PIN y Ferrita para arreglos pasivos[3].

Parámetros	5-Bit PIN		Ferrita	
	Diodo	Toroidal	De modo Dual	Campo Rotatorio
Pérdidas	1.4-2.3 dB	0.6 dB	0.7 dB dB	0.7 dB dB
Tamaño	15.2x 27.9 mm	15.2x40.6mm	25.4x55.8 mm	25.4x66 mm
Peso	20 g	23 g	28 g	79 g.
Tiempo de conmutación	50-200 nsec	2-5 μ sec	50-150 μ sec	50-200 μ sec
Precisión de cambio de fase	4° rms	7° rms	6° rms	3° rms
Sensibilidad a la temperatura	Bajo	Alto	Moderado	Bajo
Manejo de Potencia	2 Watts	10 Watts	20 Watts	120 Watts
Potencia consumida	500 mW	100 mW	100 mW	2 mW

Es por esto que se está considerando los arreglos de fase con base en sistemas micro-electromecánicos de los cuales se basan en diseños establecidos, en donde el conmutador de estado sólido es remplazado por un conmutador MEMS.

1.2 Conmutadores MEMS

Uno de los principales temas de este capítulo es el tema de los conmutadores MEMS (Micro-Electro-Mechanical-Systems), debido a que esta tesis se enfocará al diseño y simulación de un conmutador MEMS para una antena RADANT, quise explicar de manera general lo que era un desplazador de fase y su principal funcionamiento, puesto que en los siguientes capítulos se tocará los temas a profundidad del desplazador de fase en un sistema RADANT.

En la actualidad la tendencia hacia la miniaturización ha llevado al desarrollo de los dispositivos MEMS. Las razones por las cuales se utilizan estos dispositivos son las siguientes:

- ✓ Mejoras en las capacidades de procesamiento porque se integran un mayor número de componentes en un chip.
- ✓ Integración de la electrónica y mecánica sobre un mismo sustrato.
- ✓ Los MEMS pueden hacer posible aplicaciones ineficientes e inconcebibles en la macro-escala.
- ✓ Bajo costo en grandes volúmenes de fabricación.

De esta manera surgen los MEMS como dispositivos integrados por elementos mecánicos (partes móviles) y electrónicos (o eléctricos) que funcionan como sensores y actuadores de tamaños micrométricos, fabricados por medio de técnicas y materiales usados en

semiconductores. Estos dispositivos están elaborados con componentes entre 1 a 1000 [μm] y, los dispositivos totales miden generalmente cerca de 10 [mm].

El crecimiento de dispositivos de comunicaciones se presenta mucho más pronunciado que otras aplicaciones, en especial para los MEMS RF.

En la siguiente figuras 1.2.1, se muestra el crecimiento que se ha tenido en estos últimos años dentro del área de comunicaciones [12].

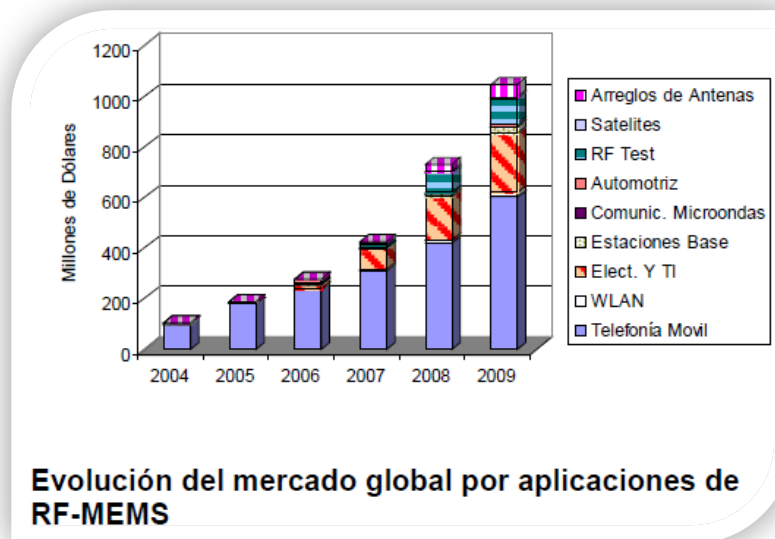


Fig 1.2.1.- Crecimiento del mercado MEMS

Los dispositivos conmutadores MEMS son una alternativa a las tecnologías convencionales de conmutación en circuitos de RF/microondas basados en dispositivos de estado sólido como los transistores FET o los diodos PIN. Los micro-conmutadores basados en tecnología RF-MEMS ofrecen ventajas respecto a estos últimos presentando pérdidas de inserción menores, mayor aislamiento, mayor linealidad, así como, un mayor grado de integración y un menor peso, sin embargo, su tiempo de vida es limitado y una velocidad de conmutación que suele ser superior a los 30 μs debido a su naturaleza mecánica.

En la actualidad, la tecnología MEMS está cambiando del uso del Silicio [Si] como material principal al uso de semiconductores compuestos, polímeros, cerámicas, diamantes y carbono. El silicio es el material utilizado para crear la mayoría de los circuitos integrados utilizados en la electrónica de consumo en el mundo moderno, sin embargo no es tan eficiente para el área de microondas, ya que tiende a agregar pérdidas adicionales, así como a la larga un costo alto.

Las antenas diseñadas con base en dispositivos MEMS se caracterizan principalmente por su respuesta altamente lineal y muy baja distorsión de señal [4] en comparación con los dispositivos semiconductores. Es por eso que los MEMS son una alternativa para reducir los costos de una antena en arreglo de fase con escaneo electrónico de haz, debido a que se tienen

baja pérdida de inserción, bajo consumo de potencia (1mW), elevada confiabilidad y mejoramiento en empaquetamiento [4].

Las áreas de aplicación de los conmutadores MEMS son las antenas arreglos de fase, aperturas reconfiguradas en sistemas de telecomunicaciones, conmutación de redes en comunicaciones satélites, conmutadores de un solo polo con N salidas, para comunicaciones inalámbricas.

Los conmutadores MEMS son dispositivos muy prometedores por sus características de bajas pérdidas, aislación, linealidad, consumo de potencia y compatibilidad con circuitos integrados. La confiabilidad de los conmutadores MEMS mejoró con nuevos diseños, por ejemplo, la pérdida a través de un conmutador de fase de 4 bits utilizado en una antena de lente RADANT con escaneo en una dimensión es aproximadamente 1.25 dB. La pérdida introducida por un arreglo RADANT con escaneo en dos dimensiones será de aproximadamente 5 dB, pero aún se espera mejoramiento en estos aspectos [5]. Es por eso que el principal elemento de los Arreglos RADANT es el desplazador de fase RF-MEMS.

Los conmutadores RF-MEMS son los conmutadores microelectromecánicos diseñados específicamente para funcionar en las siguientes frecuencias de RF 0.1 a 100 GHz, por lo que los conmutadores MEMS utilizados en los desplazadores de fase producen baja pérdida a cualquier frecuencia, especialmente entre 8-120 GHz.

Uno de los objetivos de esta tesis es diseñar un conmutador MEMS. De esta manera se demuestra la importancia de haber realizado un estudio previo del estado del arte de esta tecnología para finalmente vincular lo teórico con lo práctico.

A continuación se describe la metodología que se estará siguiendo en el siguiente capítulo de la tesis, para la creación del conmutador MEMS:

1. Determinar la aplicación y sus requerimientos: En ella se describe la aplicación en la que se utilizará el dispositivo y los parámetros de funcionamiento del sistema, del cual se tomará como base para el desarrollo del siguiente capítulo.
2. Analizar los requerimientos del conmutador: En este punto se realiza una selección del tipo de conmutador, su estructura física y los materiales a utilizar.
3. Modelo eléctrico: Se obtiene el modelo del circuito equivalente eléctrico del sistema.
4. Simulación del dispositivo: Se utiliza una herramienta de software para comprobar el funcionamiento del dispositivo.
5. Pruebas y comparación de resultados: Si los parámetros obtenidos cumplen con los requerimientos del dispositivo se puede concluir que el proceso y las consideraciones de diseño son correctas, sino se debe regresar al paso 2.

Estos 5 puntos son básicos para el diseño del conmutador, debido a que se tiene como objetivo sustituir el conmutador diodo P-I-N en la antena RADANT por un conmutador MEMS.

Los MEMS pueden utilizarse como conmutadores en las celdas pequeñas que conforman las rejillas de la lente RADANT, por lo que en el siguiente capítulo se explicará el comportamiento de una lente RADANT.

1.3 Características de los conmutadores MEMS

Los conmutadores RF-MEMS son dispositivos micro-actuadores que básicamente utilizan un movimiento mecánico para cambiar de estado. El origen del movimiento de estos dispositivos es una fuerza generada por una inyección externa de energía.

Las fuerzas que requiere el movimiento mecánico pueden ser obtenidas por varios principios de actuación, siendo los más comunes: electrostático, térmico, piezoeléctrico y el magnético, en la tabla 1.3 se muestran las características principales de los diferentes principios de actuación.

Tabla 1.3. Mecanismos de actuación para los conmutadores MEMS.

Mecanismo de actuación	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (mW)	Tamaño	Tasa de conmutación (μ s)	Fuerza de contacto (μ N)
Electrostático	20-80	0	0	pequeño	1-200	50-1000
Térmico	3-5	5-100	0-200	grande	200-10000	500-4000
Electromagnético	3-5	20-150	0-100	mediano	200-1000	50-200
Piezoeléctrico	3-20	0	0	mediano	50-500	50-200

El principio de actuación electrostático es en el que me basaré para el estudio y diseño del conmutador, del cual se basa en la aplicación de una tensión entre dos placas paralelas o electrodos siendo una de las placas fija y la otra móvil. En consecuencia, aparece una fuerza de atracción electrostática entre ambas placas que provoca que la placa móvil se aproxime a la fija a medida que la tensión se incrementa, llegando a colapsar a una determinada tensión denominada tensión de actuación o de pull-in.

Los conmutadores MEMS trabajan mediante el movimiento mecánico de una membrana y esta requiere de un anclaje que garantice su funcionamiento. Es por eso que los conmutadores MEMS se clasifican en dos grupos según su tipo de anclaje. El primer grupo es del tipo “cantilever” o viga, en el cual su membrana se encuentra suspendida únicamente por uno de sus extremos, como lo observamos en la figura 1.3.1(a). El segundo grupo es del tipo “fixed-fixed beam” o puente, donde la membrana permanece anclada por sus dos extremos, figura 1.3.1(b); en ambos casos el movimiento de conmutación se basa en la flexión de la membrana.

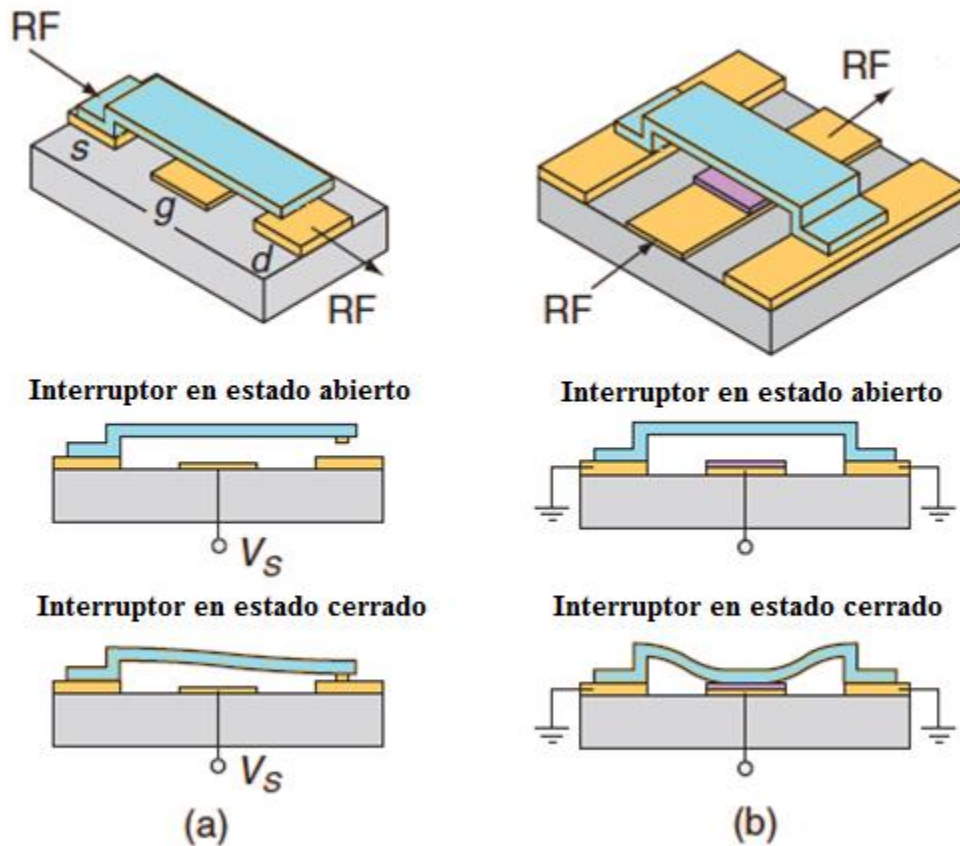


Fig 1.3.1. a) Conmutador tipo viga voladiza. b) Conmutador tipo puente[6].

Se han realizado varios estudios y se tiene documentado varios artículos, que hacen referencia al diseño, la fabricación e implementación de este tipo de conmutadores, en donde se consideren diferentes tipos de parámetros para su construcción y estudio.

Para el principio de actuación electrostático se tienen que considerar algunos parámetros para diseñar el conmutador MEMS, como son:

- Pérdidas de inserción
- Aislamiento
- Voltaje de actuación
- Tiempo de conmutación
- Acoplamiento de impedancia
- Ancho de banda
- Resistencia serie
- Frecuencia de resonancia

Existen dos grandes familias de conmutadores RF-MEMS: los de contacto capacitivo y los de contacto resistivo. El contacto de tipo resistivo (DC-contact) se basa en el contacto entre dos metales (contacto metal-metal) definiendo un camino resistivo. El contacto de tipo capacitivo está basado en un contacto metal-dieléctrico-metal en el que los dos estados del conmutador se definen a partir del valor alto o bajo de la capacidad de contacto a la frecuencia de diseño.

Mientras que la característica más importante en los conmutadores de tipo resistivo es el propio contacto que depende en mayor medida del material utilizado, la característica más importante del contacto capacitivo es el promedio entre la capacitancia en estado ON y la capacitancia en estado OFF. Los micro-conmutadores de tipo resistivo operan en un rango de frecuencias de DC a 30-40 GHz y los micro-conmutadores de tipo capacitivo operan en un rango de frecuencias que va desde los 5-10 GHz hasta frecuencias mayores que 100 GHz.

Otra clasificación que se tiene para los conmutadores RF MEMS son interruptores verticales e interruptores laterales, de la cual se basan en la dirección del movimiento de la estructura de conmutación. Los interruptores verticales realizan un movimiento fuera del plano y los interruptores laterales realizan un movimiento en el plano y hacen contacto hacia los lados.

A continuación se muestra la tabla 1.3.2 y 1.3.3 una comparación de los parámetros considerados en el diseño de un conmutador MEMS estándar y un mini MEMS[7], de lo que se tiene hoy en día, y de los valores que se han alcanzado con esas características, como son los voltajes de pull-up y pull-down, así como los capacitores en estado up y en estado down.

En los siguientes capítulos se realizarán un análisis más detallado de cómo obtener algunos de los parámetros para el análisis del conmutador MEMS como son los voltajes de pull-up y pull-down para el diseño propuesto, así como obtener la parte teórica y práctica (simulaciones) del diseño.

Tabla 1.3.2.- Parámetros del mini MEMS y MEMS estándar [7].

Parámetros	Símbolo	Mini	Estándar
Largo de la viga (μm)	lb	20	280
Ancho de la viga (μm)	wb	9.5	100
Ancho del electrodo (μm)	W	10	100
Grosor de la viga (μm)	tb	0.37	0.8
Altura inicial de la viga (μm)	g0	0.25	2
Grosor del dieléctrico (μm)	tdiel	0.15	0.15
Permitividad del dieléctrico	Erdiel	6.8	6.8
Módulo de Young (GPa)	E	78	78
Coefficiente de Poisson	v	0.42	0.42
Tensión (MPa)	s	60	60
Capacitancia en estado abierto	Cu	3.8 fF	54.2 fF
Capacitancia en estado cerrado	Cd	20.7 fF	2.2 pF
Razón de cambio de la capacitancia	Cr	5.4	40

Tabla 1.3.3. Parámetros mecánicos

Parámetros	Mini	Estándar
Constante de rigidez k (N/m)	125(92,33)	5183,48)
Frecuencia de resonancia mecánica (MHz)	2.6	0.08
Mecánica Q	7.47	1
Voltaje de actuación (V)	27	33
Tiempo de conmutación (μ s)	0.2	9
Fuerza de liberación (μ N)	55	214
Fuerza de liberación por área de contacto (Mpa)	1.35	0.021
Tensión (Mpa)	60	60
Tensión de ruptura (Mpa)	150	4

Los conmutadores MEMS tienen muy baja capacitancia en estado abierto y tienen un buen desempeño comparado con los diseños que utilizan dispositivos de estado sólido. En la tabla 1.3.4 se muestran la comparación de pérdidas en los desplazadores de fase de un conmutador MEMS y uno de estado sólido. Los conmutadores MEMS pueden ser fabricados directamente con el elemento de la antena en sustratos cerámicos o vidrio, lográndose antenas en arreglos de fase más económicos.

Tabla 1.3.4.-Pérdidas de inserción para distintos dispositivos desplazadores de fase [8]

Frecuencia (GHz)	Pérdida de MEMS RF (dB)	Pérdida de FET de GaAs (dB)
Banda X – 10	-0.9 a -1.0	-3 a -4
Banda Ka – 35	-1.7 a -2.0	-6 a -7
Banda V – 60	-2.3 a -2.6	-8 a -9
Banda W – 94	-2.6 a -3.0	-9 a -10

Observando estas características de la tabla 1.3.2, 1.3.3 y 1.3.4, se pueden tomar como base, para el diseño que se quiere proponer en esta tesis, puesto que previamente ya se han realizado tesis con los estudios y marcos teóricos que conllevan a un desplazador de fase y la inclusión de un conmutador MEMS.

Otro punto muy importante que se tiene que considerar dentro del desarrollo de un conmutador MEMS es el tiempo de conmutación que está en el orden de 1-20 μ s, y estos pueden ser utilizados en la mayoría de los sistemas. Los conmutadores MEMS trabajan sosteniendo potencia entre 10 a 50mW con elevada confiabilidad, lo cual limita su aplicación a arreglos que requieren relativamente baja potencia de radiación por elemento. El tiempo de vida de los conmutadores MEMS es de billones de ciclos, lo que permite su utilización en una gama amplia de aplicaciones. Para que sean utilizados en aplicaciones aéreas y satelitales, el tiempo de vida debe de mejorarse a 100 billones de ciclos.

En la tabla 1.3.5 se muestra algunas aplicaciones y el tiempo de vida requerido para los conmutadores MEMS, estos fueron reportados por Rebeiz y Muldavin [9], también en la figura 1.3.2 se muestra el diagrama de las principales aplicaciones de los switches MEMS.

Tabla 1.3.5.-Aplicaciones y tiempo de vida de los conmutadores MEMS.

	Áreas de aplicación				
Sistemas de radares de defensa (5-94 GHz):	Radares satelitales-desplazadores de fase (20 billones de ciclos)	Sistemas de misiles (0.1-1 billones de ciclos)	Radares de gran alcance (20-200 billones de ciclos).		
Radares de automotores. De 1 a 4 billones de ciclos a frecuencias 24, 60 y 77 GHz.					
Sistemas de comunicaciones satelitales(12-35 GHz):	Redes conmutadoras utilizando configuraciones 4x4 y 8x8 y matrices Butler reconfigurables (0.1 millones de ciclos).	Bancos de filtros conmutados (0.1-100 millones de ciclos, dependiendo de la aplicación).	Desplazadores de fase para sistemas satelitales (1-20 billones de ciclos).		
Sistemas de comunicaciones inalámbricas (0.8-6 GHz):	Banco de filtros conmutadas para unidades portatiles (0.1-1 millones de ciclos)	Banco de filtros conmutadas para estaciones base (0.1-10 billones de ciclos)	Conmutadores de SP2T a SP4T (0.1-10 billones de ciclos)	Conmutadores Trransmisor/receptor (2-4 billones de ciclos y 5-20 μ s tiempo de conmutación).	Conmutadres SP2T en antenas de diversidad (10-100 millones de ciclos).
Sistemas de instrumentación (0.01-50 GHz):	Operación los conmutadores de alto desempeño, atenuadores variables, redes SPNT, y desplazadores de fase de almenos de 20 a 40 billones de ciclos y 10 años de operación				

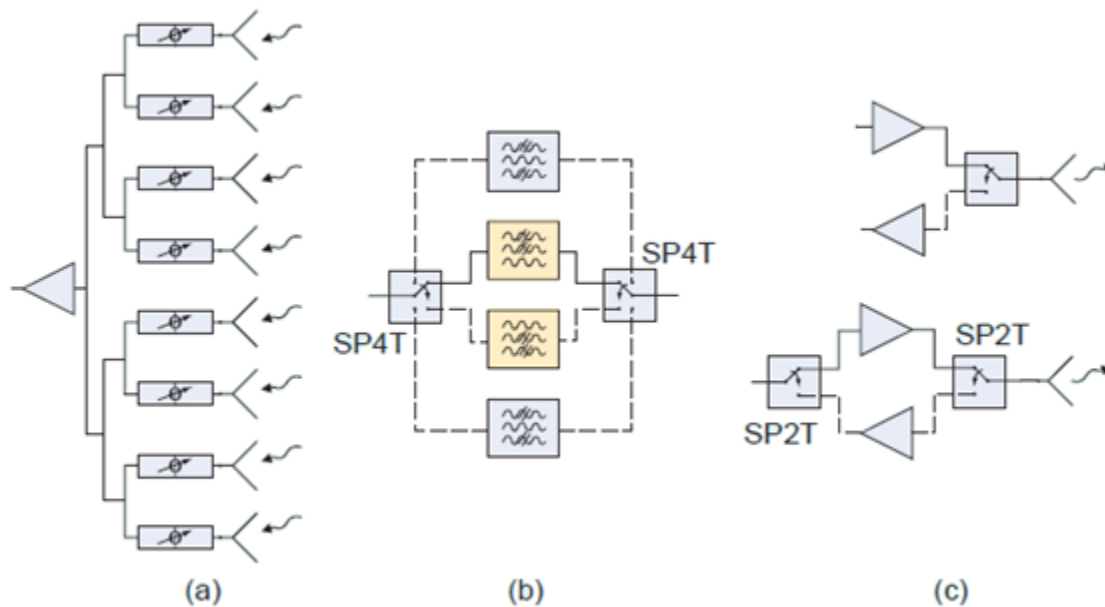


Fig 1.3.2. Algunas áreas de aplicación de los interruptores MEMS. a) Arreglos de fase. b) Banco de filtros para aplicaciones inalámbricas. c) Conmutadores T/R SP2T[9].

1.4 Tecnologías de fabricación

Los conmutadores MEMS han sido fabricados utilizando varias tecnologías como Micro-maquinado de volumen (bulk micromachining), Micro-maquinado de superficie (surface micromachining), y LIGA (acrónimo en alemán Röntgenlithographie, Galvanoformung, Abformung, en inglés X-ray lithography, electroforming and moulding). Los materiales utilizados incluyen silicio, GaAs, cuarzo, dióxido de silicio, nitruro de silicio y varios metales[10].

Existen varios métodos de fabricación para cualquier tipo de MEMS, por otro lado también se aprovecha la técnica existente para los circuitos integrados, lo que significa que en una oblea de silicio se pueden producir miles de dispositivos semiconductores usando litografía, es por eso que se continua utilizando esta tecnología disponible para la fabricación de MEMS.

Los conmutadores RF MEMS verticales son fabricados utilizando procesos de micromaquinado de superficie y utilizan metal como material estructural. Por otra parte, los interruptores RF MEMS laterales son usualmente fabricados utilizando procesos de litografía de volumen y utilizan silicio o polisilicio como material estructural. La mayoría del desarrollo en interruptores RF MEMS durante la última década fue sobre interruptores verticales debido a su excelente desempeño en RF.

La fabricación de MEMS es un área en donde constantemente se realizan nuevas propuestas en las técnicas de fabricación, por otro lado también se agregan materiales útiles para la construcción de los dispositivos, además de que algunas están basadas en las tecnologías de

fabricación de circuitos integrados y utilizan muchas de estas otras técnicas como son: oxidación, difusión, implantación de iones, LPCVD, sputtering, etc., y una combinación de algunas de estas hacen procesos de micro-maquinado altamente especializado[11].

1.4.1 Micro-maquinado de volumen

El micro-maquinado de volumen define las estructuras de forma selectiva por el grabado dentro de un sustrato, una de las técnicas del micro-maquinado de volumen es el Etching anisotrópico, que logra figuras geométricas de gran definición aprovechando ciertas sustancias que atacan selectivamente los diferentes planos cristalográficos.

Para el grabado húmedo requiere la inmersión del sustrato en una solución de reactivos químicos que graban las regiones expuestas de forma controlada. Es popular por que otorga selectividad y gran profundidad de grabado. Además, estas características se modifican cambiando la composición de la solución, ajustando la temperatura, modificando la concentración de dopaje en el sustrato o modificando en que plano cristalográfico es expuesto el sustrato. Por lo general, las obleas de silicio son utilizadas como sustratos para el micro-maquinado en volumen, ya que pueden ser grabadas en mojado anisotrópicamente, formando estructuras altamente regulares. En la figura 1.4.1 se muestra un ejemplo de la tecnología micro-maquinado de volumen.

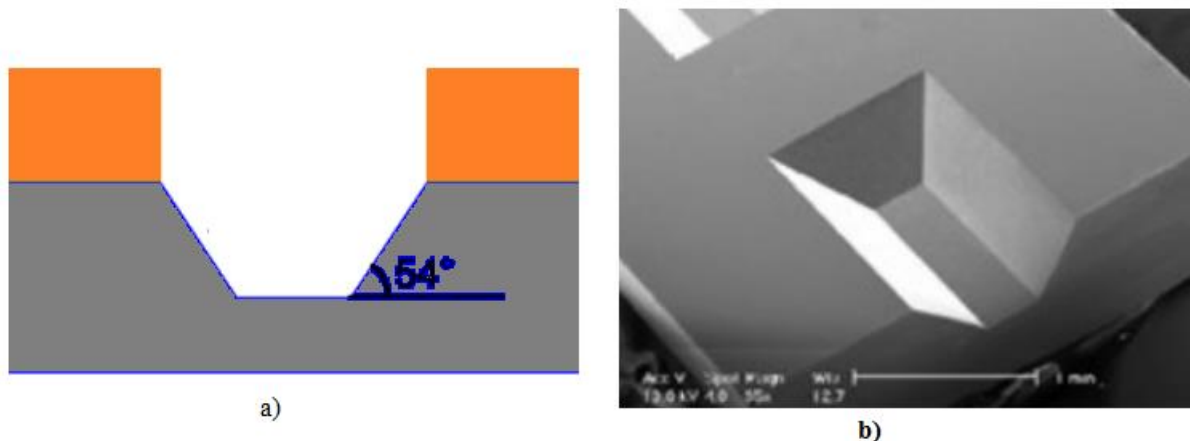


Fig 1.4.1 Ejemplo de tecnología de fabricación Micro-maquinado de volumen. a)Figura en 2D. b)Figura en 3D.

1.4.2 Micro-maquinado de superficie

El micro-maquinado de superficie está basado sobre la sucesiva deposición y atacado de diferentes capas estructurales sobre la superficie del sustrato. El proceso inicia con un material como sustrato. Las estructuras son construidas, encima del sustrato y no dentro de éste.

El micro-maquinado de superficie es popular por que permite un control dimensional preciso en la dirección vertical, ya que el grosor de las capas estructurales y de sacrificio es controlable; además, permite un control dimensional preciso en la dirección horizontal mediante procesos fotolitográficos y de grabados modernos, en la figura 1.4.2 se muestra un ejemplo de esta tecnología.

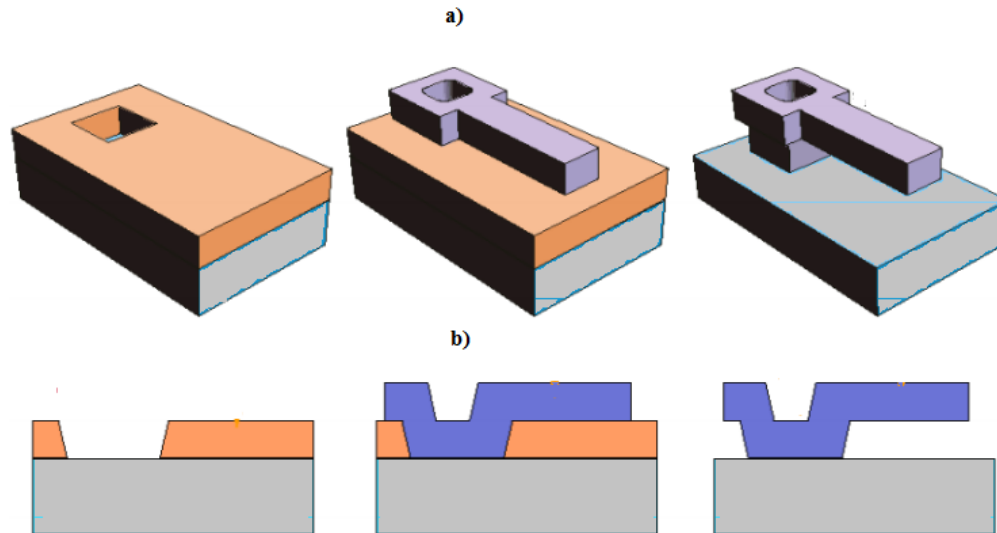


Fig 1.4.2 Ejemplo de tecnología de fabricación Micro-maquinado de superficie. a)Figura en 3D. b)Figura en 2D.

1.4.3 LIGA

Este tipo de tecnología obtuvo sus siglas por un acrónimo alemán, que significa litografía de los rayos X, es un proceso desarrollado por W. Ehrfeld, la LIGA fue una de las técnicas más exitosas y permitió la demanda de manufacturar estructuras muy delgadas y altas.

Consiste en fabricar un molde grueso de fotorresina con rayos X y rellenarlo con metal. Este proceso es importante en la fabricación de microsistemas, ya que permite la fabricación de alta relación de aspecto, grandes profundidades, precisiones laterales elevadas y rugosidades muy pequeñas, en la figura 14.3 se muestra un ejemplo unos actuadores realizados mediante esta tecnología.

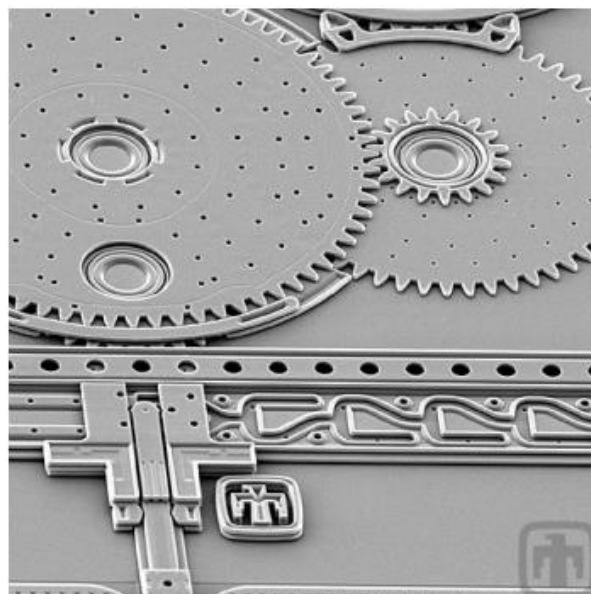


Fig 1.4.3 Ejemplo de tecnología de fabricación LIGA (actuadores).

1.5 Conclusiones

Con base en los desarrollos presentados en este capítulo, se demuestra la importancia del uso de diferentes tecnologías. Tal es el caso de la tecnología MEMS en la cual se observa la gran utilidad que los conmutadores RF-MEMS en los sistemas de telecomunicaciones en bandas superiores a los 1 GHz. Esto es debido a las ventajas del propio dispositivo, por lo que se pueden listar las siguientes diferencias con respecto a las tecnologías de estado sólido.

1. Los conmutadores MEMS tienen muy baja capacitancia en estado abierto y tienen un buen desempeño comparado con los diseños que utilizan dispositivos de estado sólido.
2. Los conmutadores MEMS pueden ser fabricados directamente con el elemento de la antena en sustratos cerámicos o de vidrio, lográndose antenas en arreglos de fase más económicos.
3. Un conmutador MEMS ofrece un bajo consumo de potencia, alto aislamiento y baja pérdida de inserción, como se pueden apreciar en las tablas 1.3.2 – 1.3.4.
4. Una de las pocas desventajas que se tienen en los conmutadores MEMS son que pueden llegar a tener baja velocidad en la conmutación, sostenimiento de potencia, un elevado voltaje de operación, y por ende se puede tener una baja confiabilidad.

Para poder dar características de las ventajas y desventajas de este tipo de conmutadores específicamente en las antenas RADANT, en el siguiente capítulo se tocará el tema de las antenas RADANT para poder realizar las conclusiones correspondientes del porque se optó por usar un conmutador MEMS en vez de uno de estado sólido.

1.6 Referencias

- [1] D. Parker and D. Zimmermann, “*Phased arrays-Part I: Theory and architectures*,” IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, vol 50, No 3, Marzo 2002 pp. 678- 686.
- [2] Brookner, Eli. “(Arreglos de Fase Alrededor del Mundo- Progreso y Tendencias Futuras) Phased Arrays Around the World- Progress and Future Trends”. IEEE. On Phased Array Systems and Technology. Boston, MA, October 2003.
- [3] D. Parker, and D.C. Zimmermann, “Phased arrays-part II: implementations, applications, and future trends,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, no. 3 , Marzo 2002, pp. 688-698.
- [4] Gabriel M. Rebeiz, Guan-Leng Tan, Joseph S. Hayden, “RF MEMS Phase Shifters: Design and Applications”, IEEE microwave magazine 73, June 2002.
- [5] E. Brookner, “Phased-Array and Radar Breakthroughs”, IEEE Radar Conference, 2007 17-20 April 2007 Page(s):37 – 42.
- [6] Koen Van Caekenberghe “Modeling RF MEMS Devices” IEEE magazine 86, January 2012.
- [7] Balaji Lakshminarayanan, Denis Mercier, Gabriel M. Rebeiz, “*High-Reliability Miniture RF-MEMS Switched Capacitors*” IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 56, NO. 4, APRIL 2008.
- [8] Gabriel M. Rebeiz, Guan-Leng Tan, Joseph S. Hayden, “RF MEMS Phase Shifters: Design and Applications”, IEEE microwave magazine 73, June 2002.
- [9] Gabriel M. Rebeiz and Jeremy B. Muldavin, “RF MEMS Switches and Switch Circuits”, IEEE microwave magazine, December 2001.
- [10] S.T. Patton and J.S. Zabinski, “Fundamental Studies of Au contacts in MEMS RF switches”, Tribology Letters, Vol. 18, No.2, February 2005, pp. 215-230.
- [11] www.mems-exchange.org/MEMS/fabrication.html.
- [12] Microelectromechanical Systems (MEMS) Technology: Current and Future Markets - Electronics Industry Market Research and Knowledge Network - <http://www.electronics.ca/publications-2010>



2. Escaneo electrónico de una lente RADANT (Radome-Antenna)

En este capítulo se describirá las características y funcionamiento de una lente RADANT (por sus siglas en inglés Radome Antenna), así como las aplicaciones de hoy en día.

Las antenas RADANT utilizan un proceso de escaneo electrónico, se basa en el principio de modificación del índice de refracción de los lentes hechos de un dieléctrico artificial, de cual es expuesto por Chekroun Claude y Herrick D en 1981 [1].

Con esta técnica los desplazadores de fase discretos se eliminan y el control de fase se distribuye dentro de los elementos radiadores y algunos diodos controlan las propiedades del dieléctrico artificial. El dieléctrico artificial de las lentes consiste principalmente de rejillas de un conductor, o cintas metálicas con dimensiones determinadas que contienen muchos diodos pin conectados entre sí. Debido al cambio del estado de polarización del diodo se obtiene el cambio deseado en el índice de refracción.

La propuesta de esta tesis es sustituir los conmutadores con base en diodos pin por conmutadores que utilicen Sistemas Microelectro-Mecánicos (MEMS).

Contenido

RADANT	2
Efecto de una rejilla metálica	2.1
Lentes RADANT	2.2
Antenas con lentes RADANT	2.3
Configuraciones de desplaz.	2.4
Conclusiones	2.5
Referencias	2.6

2. RADANT

Los desplazadores de fase son utilizados ampliamente en los sistemas RADANT, estos sistemas son básicamente un conjunto de rejillas reconfigurables, capaz de generar el corrimiento de fase en la onda electromagnética que incide en estas.

El proceso de escaneo electrónico de la antena RADANT se basa en el principio de modificar el índice de refracción de una lente fabricada con un dieléctrico artificial. Con esta técnica, se descarta utilizar conmutadores de fase discretos, y el control de fase ciertamente se distribuye dentro de la apertura de la lente. La lente RADANT está compuesta por rejillas de diodos, en la figura 2.1 se muestra una comparación de la lente RADANT, de los cuales son baratos en pequeñas cantidades de elementos, sin embargo los diodos usados en las antenas RADANT son demasiados y por ende el costo es más elevado [2], es por eso la necesidad de cambiar a otra tecnología como la MEMS.

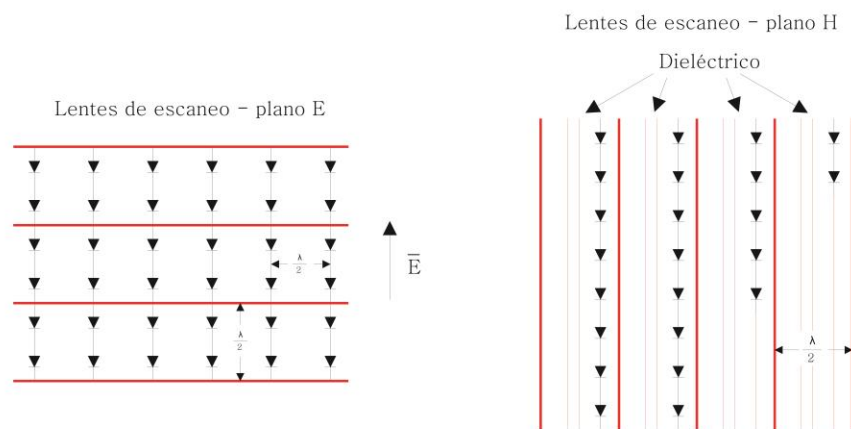


Fig 2.1. Comparación esquemática de una lente RADANT, para el Plano E y el plano H[2]

La lente contiene un dieléctrico artificial con un control de su índice de refracción por medio de los diodos. Este dieléctrico artificial consiste principalmente de rejillas con alambres, aberturas metálicas, o cintas metálicas de determinadas dimensiones, con diodos interconectando cada uno de ellos, de los cuales conmutan los diodos entre estados de alta y baja impedancia y por eso se consigue el cambio deseado en el índice de refracción.

El dieléctrico artificial está conformado por rejillas en paralelo, que son superficies en las cuales se encuentran los elementos de control. Cada rejilla puede ser representada por una admitancia de la forma $Y = G + jB$. Si se considera que esta admitancia es sin pérdidas, se tiene $Y = jB$. Ahora para una rejilla con alambres continuos paralelos al campo eléctrico E de la onda incidente, su reactancia $X = 1/Y = 1/B$ será inductiva, y su valor dependerá de la longitud de onda, del diámetro de los alambres y del ángulo de incidencia de la onda plana.

Para dos lentes RADANT (2D) frente a la alimentación, el primero se enfoca el haz para analizar en el plano horizontal, la segunda lente enfoca y analiza en el plano vertical como se muestra en la figura 2.2[2], posteriormente se abordará más de tema.

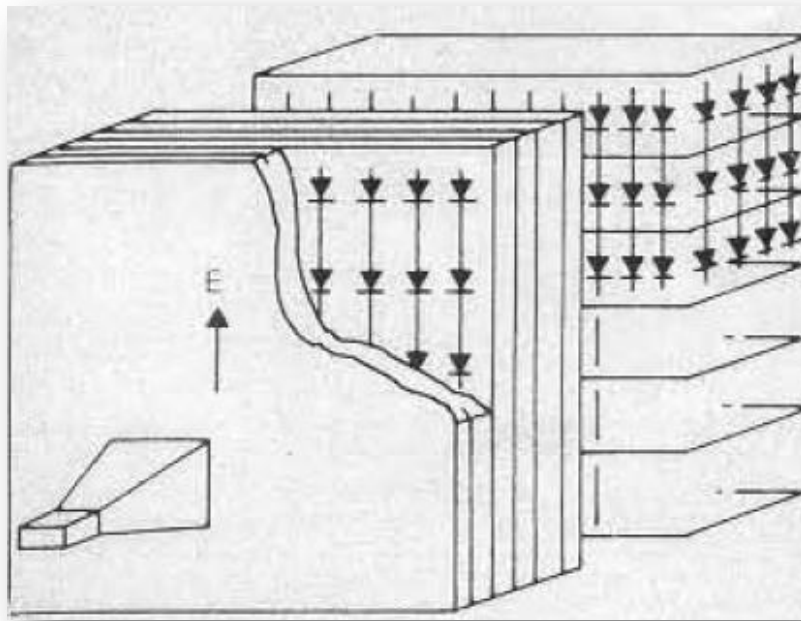


Fig. 2.2. Lente RADANT escaneo de 2 planos. [2]

El costo de fabricación de una lente RADANT de es de 2 millones de dólares aprox, ahora si se combina con el arreglo transmisor de guías de onda, llegaría a un costo de 3 millones de dólares. Por otro lado, el arreglo de fase de las mismas dimensiones requeriría 1200 desplazadores de fase y módulos transmisor y receptor (T/R) con un costo de hasta 14 Millones de dólares. Por ello, esta antena híbrida con lente RADANT se considera como una antena de arreglos de fase de bajo costo.

2.1 Efecto de una rejilla metálica sobre una Onda Electromagnética Plana

Ahora bien, para entender la forma en que un dieléctrico artificial controla la fase, se ha considerado la representación de la fase del coeficiente de transmisión de una red en términos de admitancias.

Considerando la transmisión y la reflexión de una onda electromagnética plana que incide en un plano, como se muestra en la fig 2.1.1.

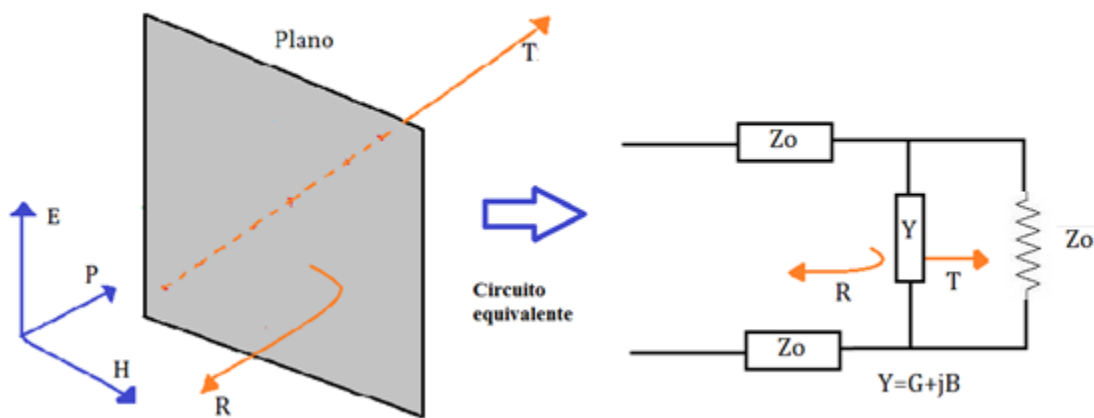


Fig 2.1.1 Transmisión y reflexión de una onda electromagnética plana sobre un plano Y; circuito equivalente

Se tiene que $Y = G + jB$, y asumimos que esta admitancia es sin pérdidas, se tiene $Y = jB$, por lo que se tiene una expresión simple para la susceptancia B , ahora los coeficientes de transmisión T y reflexión R (ec 2.1) se expresan de la siguiente forma:

$$R = \frac{|B|}{\sqrt{|B|^2 + 4}} \quad (2.1)$$

Teniendo $\tan(\varphi) = \frac{-B}{2}$ donde φ es el desplazamiento de fase durante la transmisión.

$$\text{Con } |R|^2 + |T|^2 = 1 \quad (2.2)$$

Cabe mencionar que la admitancia jB representa la superficie en donde se encuentran los elementos de control.

Ahora bien, si se considera que el plano es una rejilla de cables conductores continuos paralelos al campo eléctrico E de una onda incidente, su reactancia será $X = 1/Y = 1/B$ será inductiva, y su

valor dependerá de la longitud de onda, del diámetro de los conductores y del espacio entre ellos, así como del ángulo de incidencia de la onda plana, en la figura 2.1.2 se muestra el esquema equivalente de la rejilla de los cables continuos paralelos.

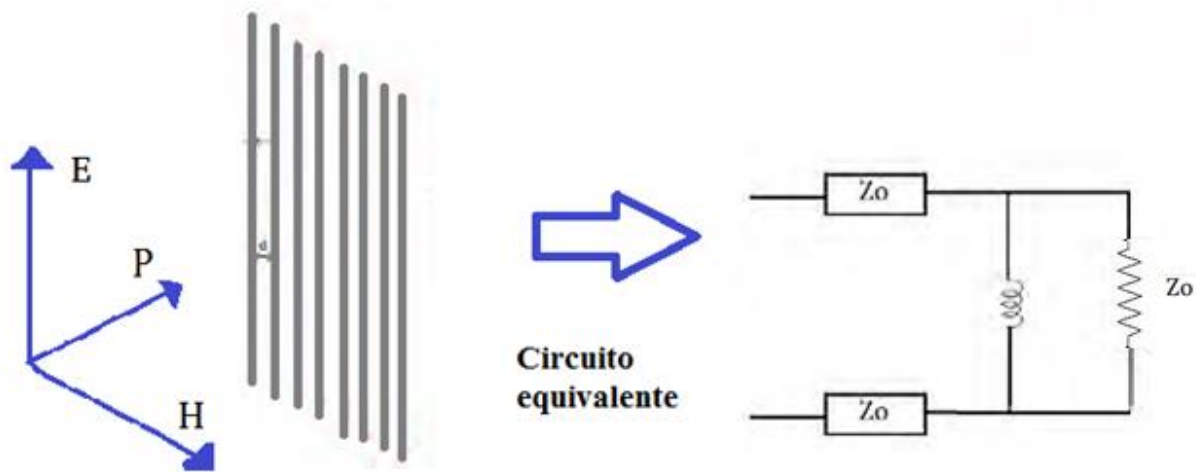


Fig 2.1.2.- Red de rejilla de cables conductores continuos y circuito equivalente.

Paras las antenas RADANT el método de escaneo electrónico esta derivado de una configuración menos usada, esto es empleando conductores interrumpidos, los cuales se forman estructuras resonantes [1], como se muestra en la siguiente figura 2.1.3.

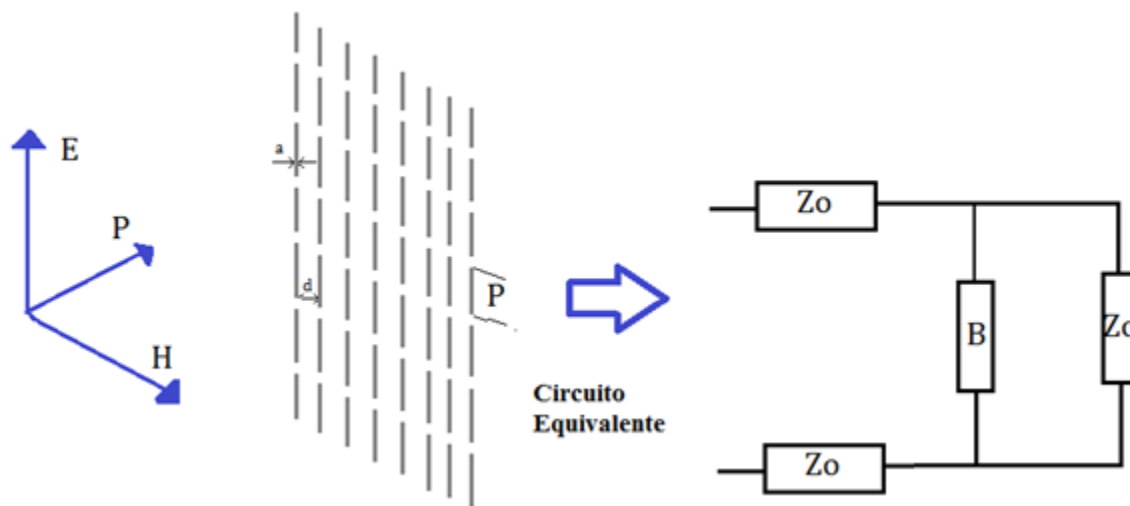


Fig 2.1.3.- Red de rejilla de cables conductores discontinuos y circuito equivalente.

Cuando una rejilla está compuesta por cables conductores discontinuos tienen la misma susceptancia B, la cual depende principalmente de la longitud del conductor, de las distancias entre los cables paralelos, del diámetro de los cables y de la distancia colineal de los dipolos.

La rejilla de cables conductores puede tener comportamiento capacitivo o inductivo dependiendo si la longitud de los cables es menor o mayor a media longitud de onda, respectivamente. La estructura alcanza resonancia si esta dimensión está cerca de media longitud de onda.

Ahora si se conectan con diodos p-i-n estos segmentos de cables discontinuos como se observa figura 2.1.4, obtenemos una estructura cuya admitancia puede oscilar entre dos valores de susceptancia, despreciando pérdidas. Si la polarización es inversa en los diodos, la rejilla es equivalente a una red de cables con susceptancia B_1 , y con los valores adecuados de diámetro de cables, distancias y parámetros de diodo esta susceptancia tendrá comportamiento capacitivo. Con polarización directa en los diodos, la rejilla es equivalente a una red de cables con susceptancia B_2 . Conmutando el estado de los diodos entre alta y baja impedancia, podemos obtener dos diferentes susceptancias. Este cambio de estado en la susceptancia, ocasiona un desplazamiento en la fase de transmisión de la onda incidente cuando esta atraviesa el plano de la lente.

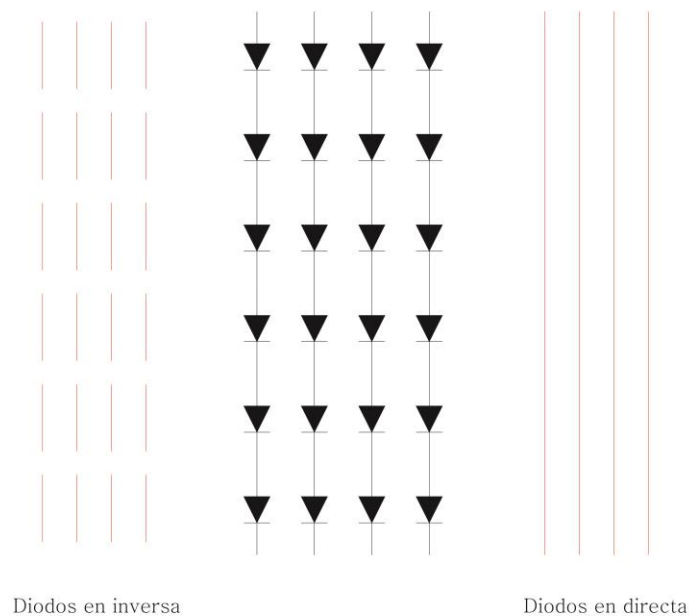


Fig 2.1.4 Red de rejilla con diodos conductores en estado directo e inverso.

Las características de los diodos también afectan el valor de susceptancia, entre los dos estados, directa e inversa de los diodos la susceptancia equivalente es diferente. En la siguiente figura 2.1.5 se muestra curva con los dos valores de susceptancia, B_1 y B_2 , en donde la relación de P son los valores que se pueden tener para la longitud del conductor y la longitud de onda.

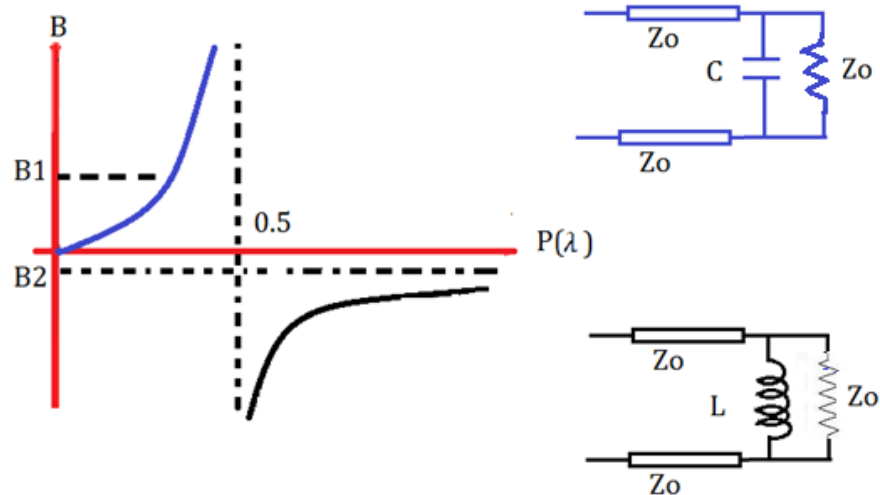


Fig. 2.1.5 Valor de susceptancia en una red de líneas discontinuas con diodos.

Para el sistema de una sola rejilla el cambio de fase está acompañado con una reflexión indeseable.

Es deseable la adaptación de la onda incidente al espacio libre, es decir, prevenir reflexiones, para lograr esto, se utilizan dos paneles de rejillas paralelas con polarización idéntica de diodos.

Es posible definir la distancia entre las rejillas del par para la cual las susceptancias equivalentes se acoplen una con la otra, y lograr así un valor de reflexión aproximado a cero.

Considerando un valor de susceptancia equivalente B_1 en las rejillas del par, cuando los diodos de las rejillas se encuentren en uno de sus dos estados, se tendrá una diferencia de fase de transmisión ϕ_1 en la onda incidente. Y con el otro estado de los diodos, las rejillas del par tendrán un valor de susceptancia equivalente B_2 , originando una diferencia de fase ϕ_2 . De esta manera, el desplazamiento de fase, con mínima reflexión en ambos estados de los diodos, estará dado por $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$, en las figuras 2.1.6 y 2.1.7 se muestran los circuitos equivalentes en donde el diodo tiene un comportamiento en directa y en inversa.

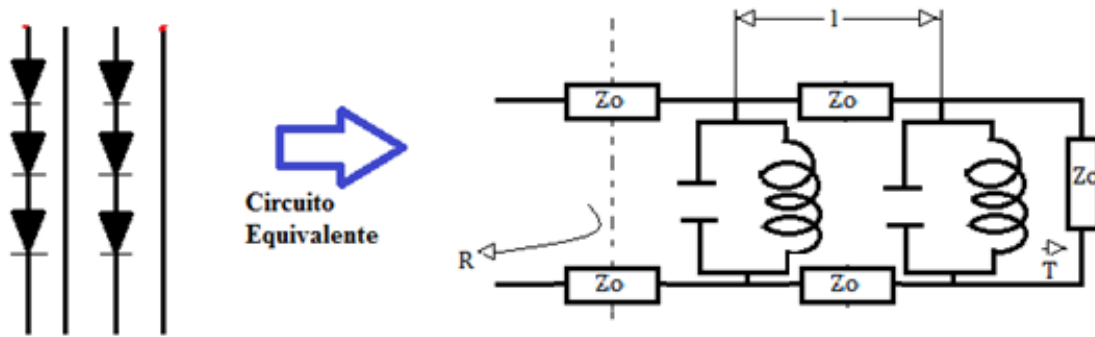


Fig 2. 1.6. Panel de desplazador de Fase y circuito equivalente- diodos en inversa

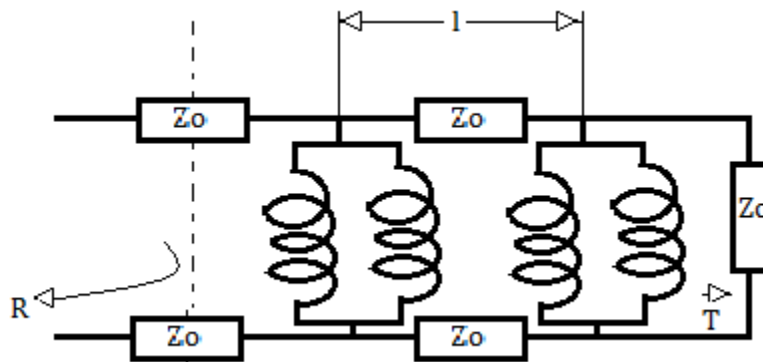


Fig 2.1.7 Desplazador de Fase, circuito equivalente- diodos en directa.

2.2 Lentes RADANT

Usando el desplazador de fase anterior que está compuesto por el par de rejillas como ejemplo de la figura 2.1.6, en donde suponemos que la mitad de los diodos están conduciendo como en la figura 2.2.1, mientras que los diodos de la otra mitad no lo hacen, el frente de onda atraviesa las rejillas y presenta una discontinuidad en la fase de transmisión entre las dos mitades, el retraso de la propagación que se experimenta por las mitades de los planos de propagación el frente de onda es (ec 2.2.1):

$$\tau = \frac{\Delta\phi\lambda}{2\pi} \tag{2.2.1}$$

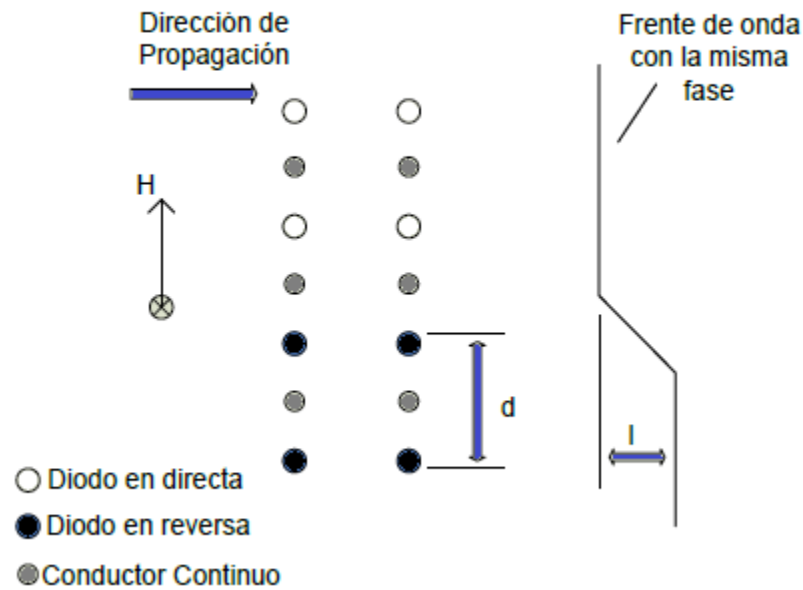


Fig 2.2.1 Desplazamiento de fase como función de la polarización de los diodos [1]

La lente RADANT se construye utilizando N paneles idénticos al de la figura 2.2.1. Si todos los paneles (dos rejillas) son idénticos, $\Delta \phi$ puede ser elegido como una fracción de 2π , como se muestra en el figura 2.2.2. Y es igual a:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi}{N+1} \quad (2.2.2)$$

De esta manera, es posible incrementar la fase en pasos de $\Delta \phi$, en un rango de 0 a 2π .

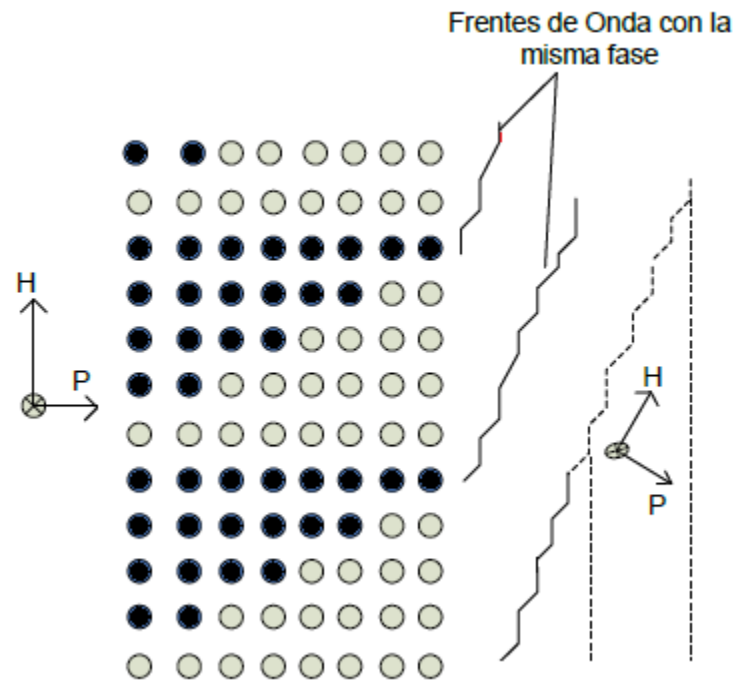


Fig 2.2.2 Cambio del ángulo de escaneo a través de la lente RADANT

2.3 Antenas con lentes RADANT

El principio básico de una lente RADANT tanto su operación como su eficiencia fue demostrada con anterioridad por Tecnologías Radant, Inc. [3] bajo un contrato con los laboratorios de Roma. La lente Radant es construida con base en diodos instalados entre cintas de metal y sostenidos por una capa de dieléctrico. Las cintas con diodos fueron instaladas entre placas de metal. Tal como se muestra en la figura 2.3.1.

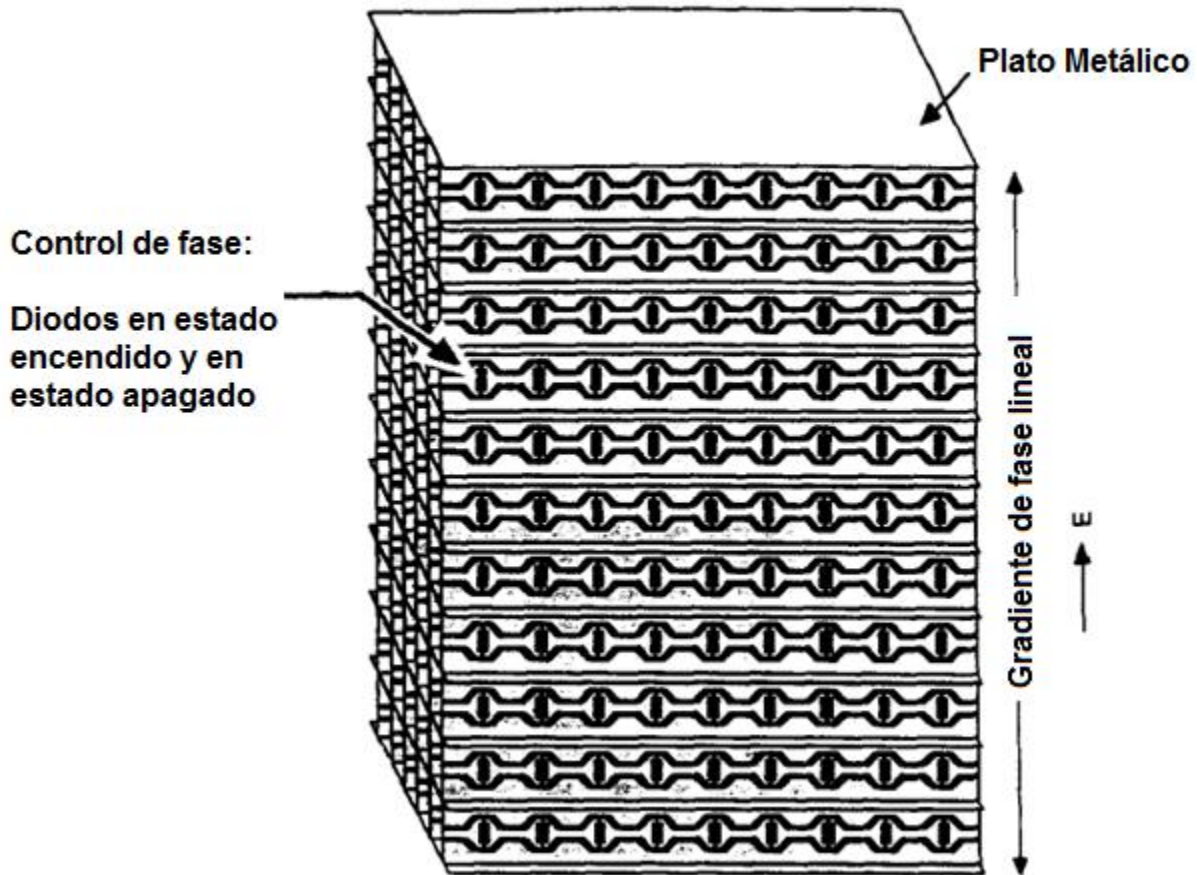


Fig 2.3.1. Configuración con lentes RADANT[4]

La antena RADANT es una antena de bajo costo con la finalidad de implementar la exploración electrónica. El diseño de la antena RADANT simplifica muchos de los detalles de fabricación que incrementan los costos y las pérdidas de transmisión en una implementación convencional.

La antena RADANT elimina el empaquetamiento por separado, conectores, el ensamblado y elementos de radiación [4] por lo tanto la antena RADANT tiene el potencial de ser de bajo peso y costo.

La antena RADANT es construida en un medio controlado por diodos. En el lente RADANT el campo eléctrico es forzado a propagarse entre placas paralelas de metal.

Entre las placas, el medio esta hecho por cintas de metal con diodos conectados en cruz sobre una capa dieléctrica, su principio de operación es que el desplazamiento de fase a través de dicho medio cambia cuando los diodos en una tira están apagados o encendidos. La cantidad de cintas de metal controla la cantidad de desplazamiento de fase por tira de diodos; el máximo retardo alcanzado en un módulo de fase es de 360° .

2.4 Configuraciones de los desplazadores de fase con lentes RADANT

La configuración más simple es un lente de escaneo en el plano E, en que la exploración del haz es el resultado de un gradiente de fase lineal a lo largo de la dimensión del plano. Una lente RADANT simple provee el escaneo electrónico del haz en una dimensión. Al restringir la acción de escaneo de la lente a un plano simple se obtiene una simplificación en los circuitos de polarización ya que los diodos individuales no necesitan ser direccionados independientemente. Esto reduce la complejidad del manejador y facilita su ubicación exterior de la lente.

Para el escaneo en dos dimensiones se puede obtener al colocar en cascada dos lentes RADANT en una configuración híbrida, como se muestra en la figura 2.4.1.

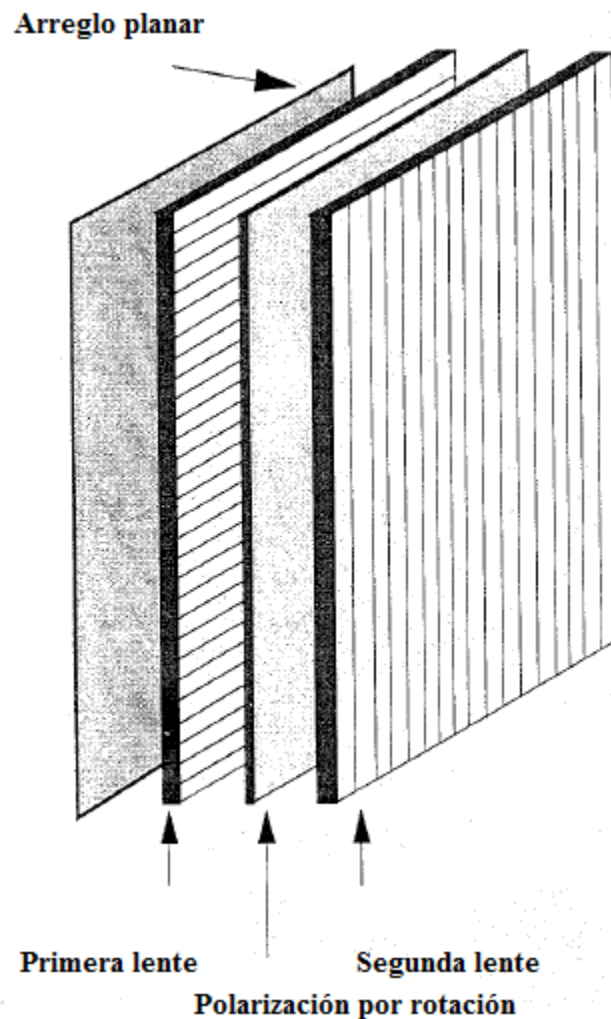


Fig 2.4.1. Arreglo planar de configuración de doble lente [3]

La primera lente RADANT proporciona el escaneo en elevación mientras que la segunda lente puede proveer el escaneo en el plano azimutal. Para la configuración del arreglo planar de la figura 2.4.1 se puede utilizar el tipo de alimentación espacial, como se observa en la figura 2.4.2. Para esta configuración se pueden utilizar controladores de fase fila-columna, para corregir los errores esféricos que puedan presentarse debidas a la alimentación espacial, sin embargo la corrección de fase no es exacto.

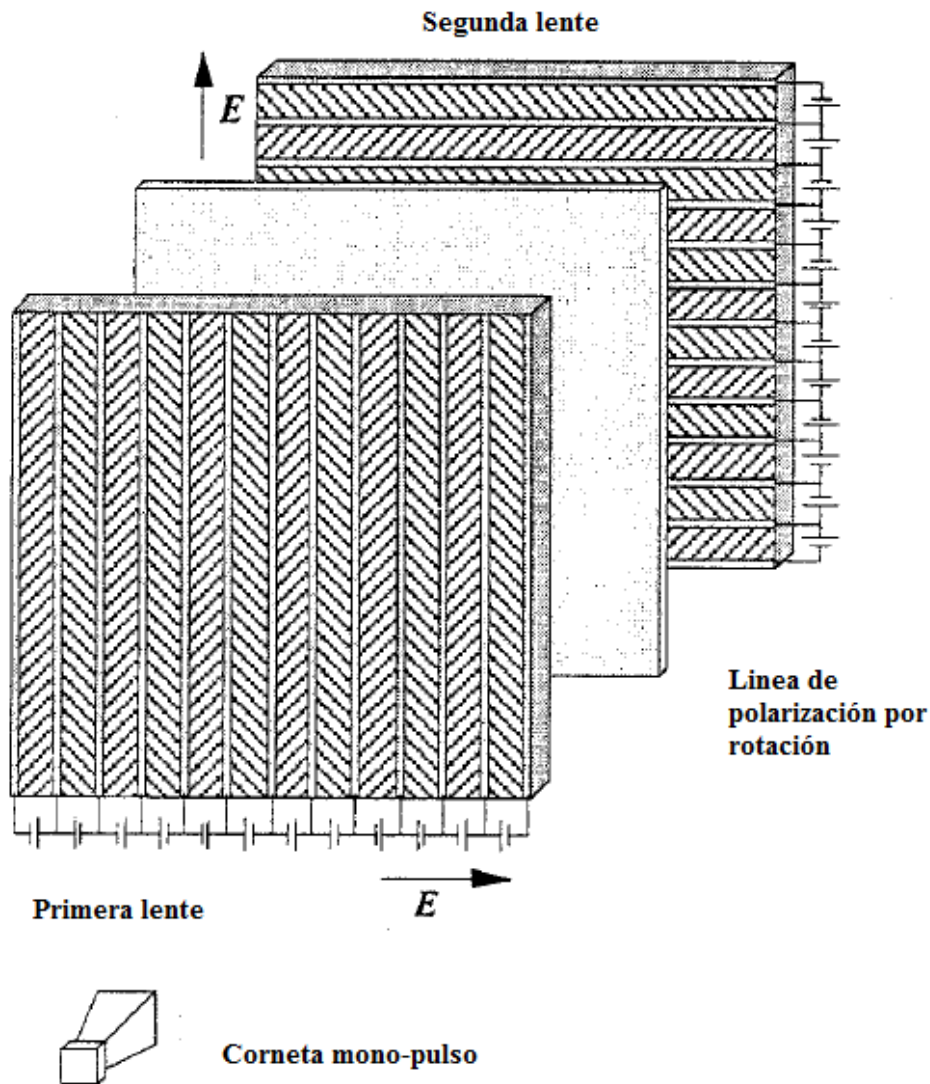


Fig 2.4.2. Configuración de doble lente con un espacio de alimentación [3]

Otro método para obtener el escaneo en dos dimensiones se utiliza una técnica híbrida en el que un arreglo lineal convencional discreto de desplazadores de fase provee la exploración en un plano y la lente RADANT provee el escaneo en el otro plano.

El costo de esta aproximación híbrida es considerado menor en comparación con un arreglo que utiliza desplazadores de fase o módulos T/R para cada elemento radiador.

El costo estimado del desarrollo de una lente RADANT es de cerca de 3 millones de dólares, sin embargo, el costo de producción es estimado en 1 millón de dólares y combinando el lente RADANT con el arreglo de guía de onda ranurada resulta en un costo de producción del arreglo híbrido de tres millones de dólares, cabe mencionar que un arreglo de fase del mismo tamaño tiene un costo tres o cuatro veces mayor. Por lo tanto, el arreglo híbrido con lentes RADANT es un arreglo de fase de relativo bajo costo. Es posible utilizar dos lentes RADANT para proveer el escaneo electrónico de un haz en dos dimensiones. Una lente RADANT puede proveer el escaneo en elevación mientras que la segunda lente puede proveer la exploración en el plano azimutal.

Otra configuración del arreglo de escaneo renglón-columna utiliza lentes ferroeléctricos, para la primera lente contiene columnas de material ferroeléctrico colocado entre las placas conductoras. A través del par de placas se aplica un voltaje de directa, con esto la constante dieléctrica del material ferroeléctrico entre las placas depende del voltaje aplicado, como resultado, la fase de la señal electromagnética que pasa a través de la columna dependerá del voltaje de directa. Con esto, al aplicar apropiadamente ciertos voltajes a través de las columnas ferroeléctricas se puede crear un gradiente de fase en la dirección horizontal para la señal que sale de la primera lente y así direccionar el haz en el plano azimutal. Un segundo lente rotado a 90° podrá direccionar el haz en el plano de elevación.

La característica principal de las antenas que utilizan materiales ferroeléctricos es el cambio de la permitividad con la aplicación de un voltaje de corriente directa, en la figura 2.4.3 se muestra un ejemplo de una antena con un dieléctrico ferroeléctrico. Este tipo de configuración puede ser un arreglo de bajo costo debido a la facilidad de construcción de la antena y a la sencillez de su control de fase, ya que solo se debe de controlar un voltaje de polarización. Sin embargo, existe un problema con este arreglo y es que los materiales dieléctricos presentan pérdidas. Las pérdidas dieléctricas son cercanas a 2 dB por longitud de onda en la banda X. Si la longitud de una antena es de $50 \lambda_0$ (para obtener un haz de 1 grado), entonces las pérdidas del material son considerables ya que la señal tiene que propagarse en una longitud de $50 \lambda_0$. Las pérdidas pueden ser reducidas al utilizar subarreglos, sin embargo, se verá aumentado el número de fuentes de línea, los desplazadores de fase correspondientes y la complejidad será proporcional al número de subarreglos utilizados. Todavía se requerirá de mucho trabajo de desarrollo para producir un arreglo ferroeléctrico práctico.

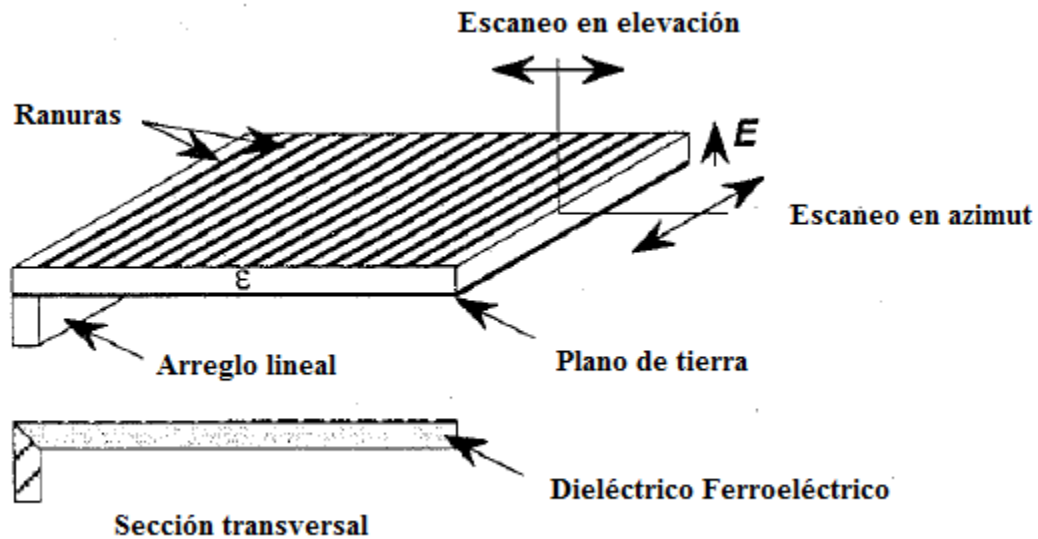


Fig 2.4.3. Ejemplo de una antena con un dieléctrico ferroeléctrico [3]

Una propuesta para lograr cubrir estas características, es sustituir los conmutadores con base en diodos PIN por conmutadores que utilicen Sistemas Microelectro-Mecánicos (MEMS).

Los MEMS pueden utilizarse como conmutadores en las celdas pequeñas que conforman las rejillas de la lente RADANT.

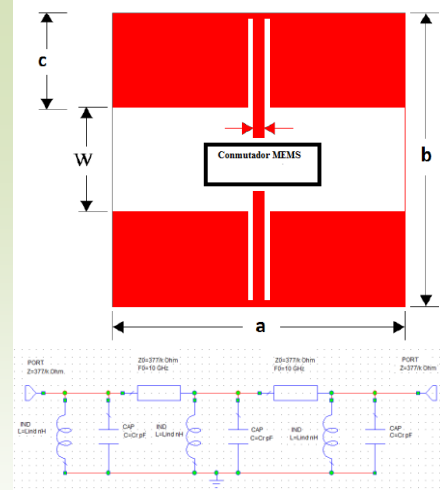
Los conmutadores MEMS son dispositivos que utilizan movimiento mecánico para lograr cerrar o abrir un circuito de una línea de transmisión de radiofrecuencia. Los conmutadores MEMS de RF son los conmutadores microelectromecánicos diseñados específicamente para funcionar en frecuencias de RF a milimétricas (0.1 a 100 GHz). Los que se han probado en un comienzo, han sido los conmutadores electrostáticos en las frecuencias 0.1 a 100 GHz con elevada confiabilidad, entre 100 millones y 10 billones de ciclos.

2.5 Conclusiones

1. Las antenas en arreglos de fase son muy importantes por su característica propia de escaneo electrónico de haz.
2. La tecnología de lentes RADANT representa una innovación sobre las técnicas convencionales usadas para el escaneo electrónico, debido al bajo costo de fabricación en las antenas.
3. El costo de fabricación de las antenas RADANT es alrededor de 12 millones de dólares.
4. El funcionamiento de las antenas RADANT se basan en los llamados dieléctricos artificiales, que están compuestos por rejillas reconfigurables, las cuales son controladas electrónicamente a través de diodos PIN.
5. Los diodos PIN presentan grandes pérdidas de inserción y altos costos debido a la cantidad que se requieren en la fabricación de la antena completa.
6. Es factible el cambio de diodos PIN a interruptores MEMS en este tipo de antenas, debido a que ambos son utilizados como conmutadores en el rango de las microondas.
7. En esta tesis se propone sustituir este medio de conmutación haciendo uso de la tecnología MEMS.
8. El desarrollar una antena RADANT basada en conmutadores MEMS permite reducir costos al integrar los interruptores MEMS al mismo proceso de fabricación de la antena, además que los conmutadores MEMS de RF presentan ventajas superiores a los dispositivos de estado sólido.

2.6 Referencias

- [1] C. Chekroun, D. Heric, Y. Michel, R. Pauchard and P. Vidal, "RADANT: new method of electronic scanning", *Microwave J.*, v. 24, pp. 45-53, Feb. 1981.
- [2] Park. R. "Radant Lens: Alternative to Expensive Phased Arrays". *Microwave Journal*. Septiembre 1981.
- [3] J.B.L. Rao, G.V. Trunk and D.P. Patel, "Two Low Cost Phased Arrays", *Proceedings of the 1996 IEEE International Symposium on Phasedarray Systems and Tech.*, October 15-18, 1996, Boston, MA, pp. 119-124.
- [4] J.B. Rao, P..K. Huges II, G.V. Trunk and J.C Sureaut, " Affordable Phase Array for Self-Defense Engagment Radar", *IEEE 1996 National Radar Conference*, Michigan, 13-16 May 1996.
- [5] John Mazotta, Liang-Yu Chen, Jung-Chih Chiao, "Reconfigurable Transmission-Type Beamformer", *Department of Electrical Engineering, University of Hawaii-Manoa, IEEE-MTT-S International Microwave Symposium*, June 2000.
- [6] Drabovitch S. and C. Ancona, "Antennas" (Tomo II Aplicaciones. I Cap. 14).- Mason, edit. Paris 1978.
- [7] Brookner E. "Phased Arrays Around the World- Progress and Future Trends". *IEEE 2003 Intern. Symp. On Phased Array Systems and Technology*, Boston, MA, Oct. 14-17.2003.
- [8] Martynyuk, Alexander E.; Martínez López, José I.; Martynyuk, Ninel A. "(Reflective Passive Phased Array with Open Polarization Phase Shifters". *IEEE*. 2003.



3. Análisis del comportamiento del conmutador MEMS dentro de las rejillas RADANT

En este capítulo uno de los objetivos principales es realizar el análisis del comportamiento de un sistema de conmutación utilizando sistemas micro electro-mecánicos (MEMS) como conmutadores dentro de un arreglo RADANT, ya que funcionaran de la misma forma como en el cambio de estado de los diodos entre conducción y corte que hoy en día se tienen.

Los arreglos RADANT son básicamente un conjunto de rejillas reconfigurables, capaces de generar el corrimiento de fase en la onda electromagnética que incide en estas [1].

Nos apoyaremos en un software capaz de realizar simulaciones del comportamiento electromagnético del sistema. En especial para señales con frecuencia dentro de la banda de Súper Alta Frecuencia [3-30GHz].

Contenido

Comportamiento Conmutador MEMS.

Análisis de la celda unitaria.

Análisis de la rejilla con base en el circuito equivalente.

Análisis de datos obtenidos para una $f=30$ [GHz].

Diseño de la celda unitaria para $f=30$ [GHz].

Análisis de datos obtenidos para una $f=10$ [GHz].

Diseño de la celda unitaria para $f=10$ [GHz].

Diseño del conmutador MEMS.

Integración de un Stub .

Conclusiones

Referencias

3.1 Comportamiento esperado del Conmutador MEMS

Se requiere realizar un análisis del comportamiento del conmutador MEMS, para eso es necesario conocer el circuito equivalente del conmutador dentro del conjunto de rejillas, para esto se comenzará con el análisis de una rejilla, es decir hacerlo por celda unitaria, en las siguientes figuras 3.1 y 3.1.1 se muestran el circuito equivalente esperado para estado abierto y cerrado del conmutador.

Cada celda unitaria provee un desplazamiento capacitivo o un desplazamiento inductivo usando un conmutador MEMS para reconfigurar los patrones del metal.

En la figura 3.1 se tiene una celda unitaria en donde el conmutador se encuentra en estado cerrado y se tiene el capacitor C_r de la rejilla y L_{ind} que es inductor que se obtiene al momento de cerrar el conmutador, todo este conjunto se forma el estado inductivo que es L_1 .

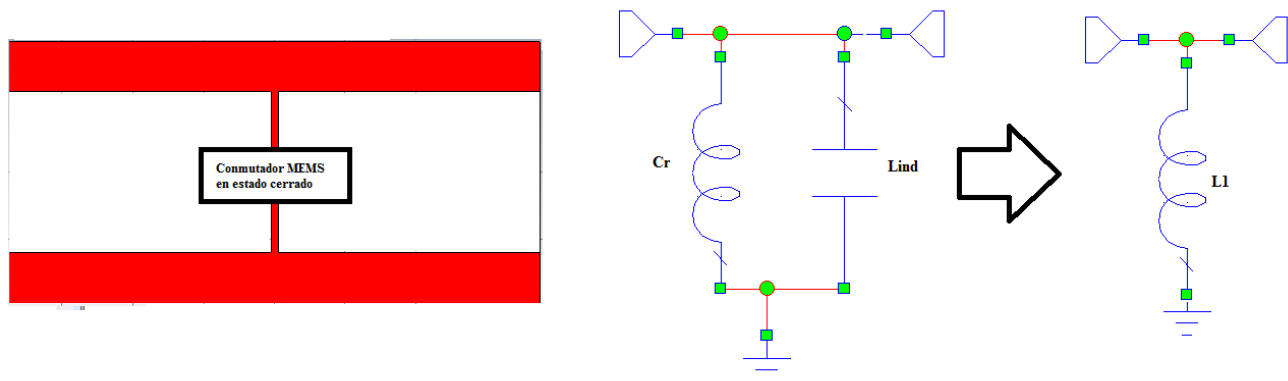


Fig. 3.1 Circuito equivalente del conmutador MEMS en estado cerrado.

Para la figura 3.1.1 se tiene el mismo capacitor de la rejilla C_r y el inductor L_{ind} , sin embargo al momento de tener el conmutador en estado abierto se forma un nuevo capacitor C_m y el comportamiento final es el capacitor C_1 , que se forma en la rejilla completa.

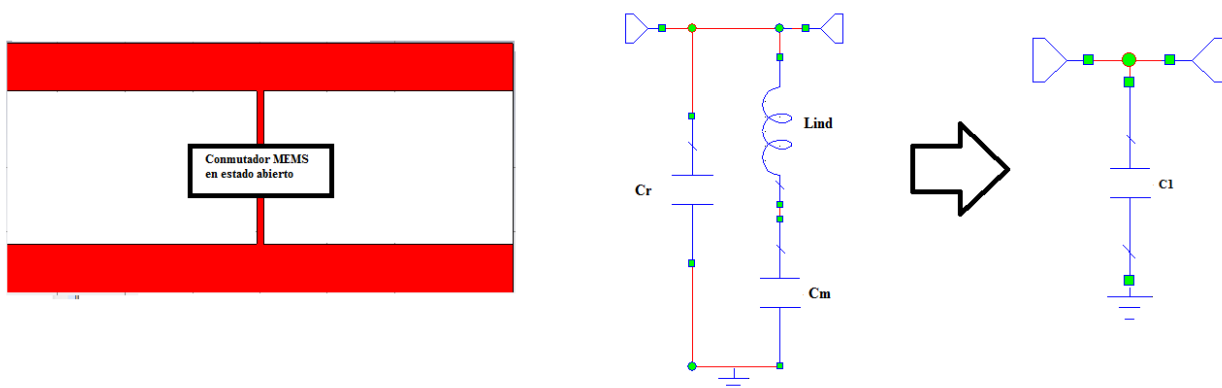


Fig. 3.1.1 Circuito equivalente del conmutador MEMS en estado abierto.

Los conmutadores cambian las reactancias de las rejillas a inductivas cuando los conmutadores están cerrados y cuando se encuentran abiertos se presenta una reactancia capacitiva.

Con el cambio de estado de los conmutadores en las diferentes capas del arreglo se obtienen diferentes reactancias, lo que a su vez genera cambios discretos de fase.

Con apoyo de un software se podrá realizar un diseño para obtener una estimación de los valores esperados con 3 reactancias, es decir con 3 rejillas, para lograr un desplazador de 2 bits con fase discreta a 90° .

El proceso de diseño y simulación consiste en generar dos circuitos; uno con características capacitivas y otro de características inductivas empleando tres reactancias en cada circuito, tomando en cuenta lo siguiente:

El desplazador de Fase de tres reactancias se comprende el conjunto de tres reactancias separadas por dos líneas de transmisión de impedancia característica de $120\pi \Omega$.

En la entrada y salida se conectarán dos puertos de impedancia característica $120\pi \Omega$, en las siguientes figuras 3.1.2 y 3.1.3 se muestra el desplazador de 90° con 3 reactancias optimizado, donde C_{i1} es el capacitor formado con la rejilla completa y L_{i1} es el inductor completo de la rejilla.

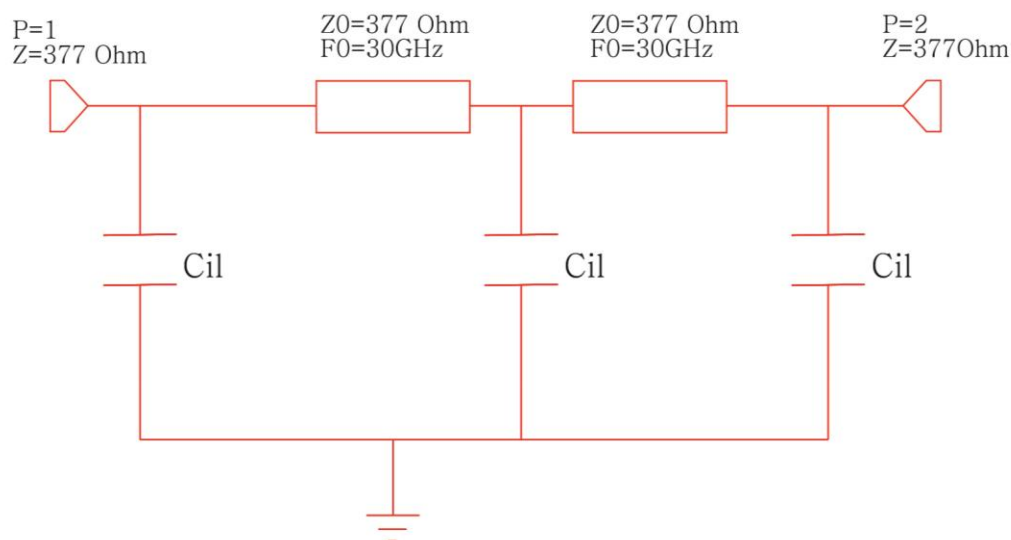


Fig. 3.1.2 Circuito capacitivo con 3 reactancias para 90° .

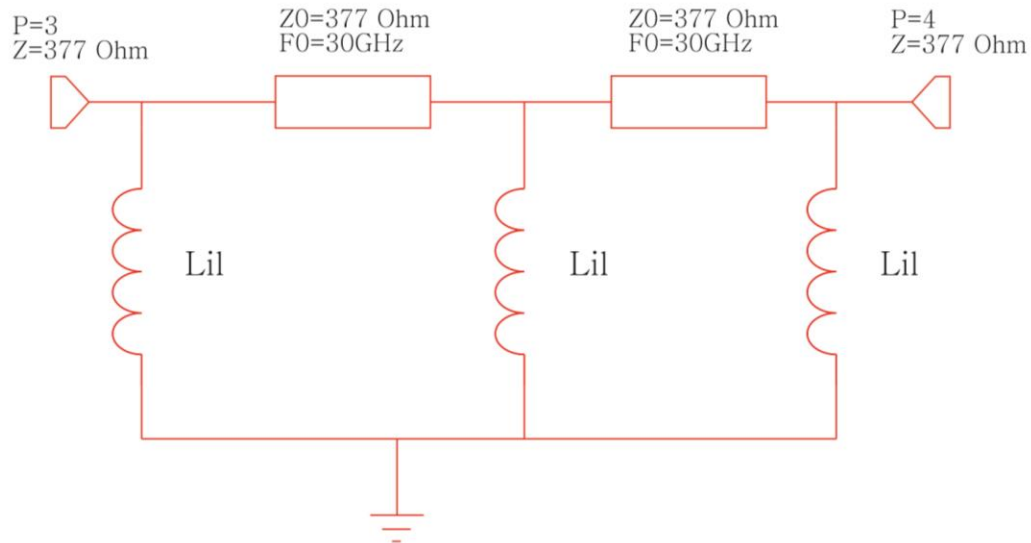


Fig. 3.1.3 Circuito inductivo con 3 reactancias para 90°.

Realizando las simulaciones y optimización correspondiente, se obtienen los siguientes valores:

$$C_{i1} = 0.007 [pF]$$

$$L_{i1} = 3.782 [nH]$$

Obteniendo así un corrimiento de fase a 90° en una frecuencia a 30 [GHz], como se muestra en la figura 3.1.4, ya que el capacitor realiza un retraso de fase y el inductor adelanta la fase.

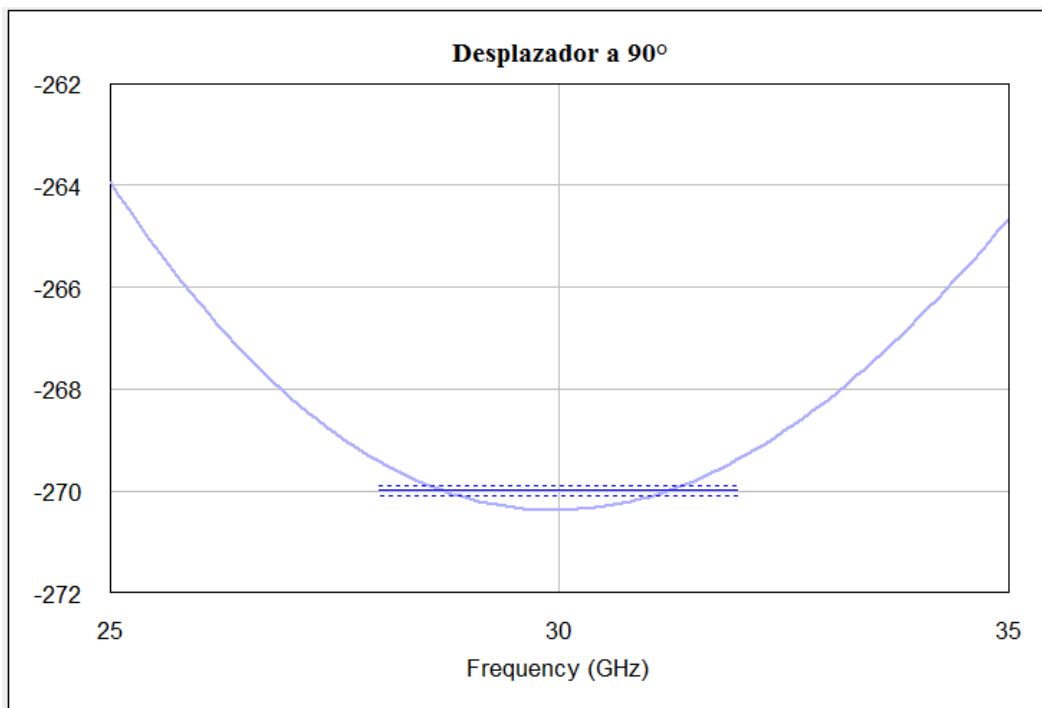


Fig. 3.1.4 Corrimiento de fase a 90°

En la figura 3.1.4 se muestra el corrimiento de Fase en el que se puede apreciar que se logró un desplazamiento de 91° para la frecuencia de diseño @ 30 [GHz], considerando una variación de $\pm 6^\circ$, a lo largo del ancho de banda deseado 25-35 [GHz].

3.2 Comportamiento de una celda unitaria

Las dimensiones de una celda unitaria se muestran en la figura 3.2.1. La capacitancia C , y la inductancia L , están determinadas por los patrones del metal.

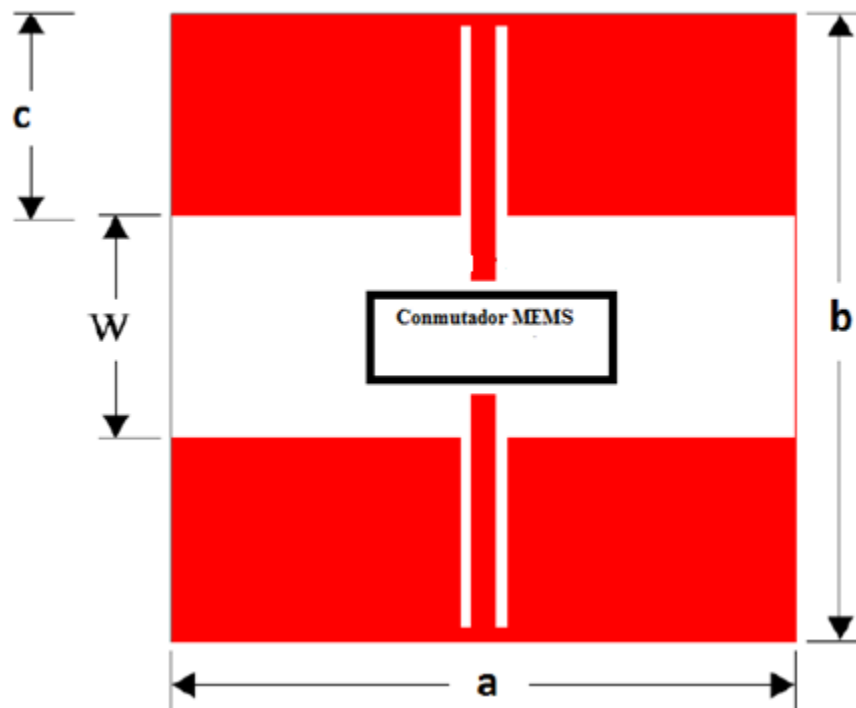


Fig 3.2.1 Diseño de celda unitaria.

La celda unitaria se considera como una línea de transmisión con la finalidad de modificar la impedancia base, considerando lo siguiente:

La potencia en una línea de transmisión se define como $P = \frac{V^2}{2Z_0}$ (3.1)

Considerando el vector de Poyting para calcular la potencia P , tenemos:

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (3.2)$$

Donde:

\vec{E} : es el campo eléctrico.

\vec{H}^i : es el campo magnético.

Considerando una celda unitaria de lados a, b de la figura 3.2.1 y una onda de frente plano la potencia se calcula como:

$$P = \left| \vec{\Pi} \right| \cdot S = \frac{|\vec{\Pi}| ab}{2} = \frac{|\vec{E}|^2 ab}{2\eta} \quad \left[\frac{w}{m^2} \right] \quad (3.3)$$

Donde:

S: es el área transversal de la celda unitaria puede ser calculada como axb, a es un lado de la celda .

a: es el ancho de la celda.

b: el alto de la celda.

$$V = \left| \vec{E} \right| a \quad [V] \quad (3.4)$$

Ahora bien, sustituyendo y despejando obtenemos lo siguiente.

$$Z_0 = \frac{V^2}{2P} = \frac{|\vec{E}|^2 a^2 2\eta}{2 |\vec{E}|^2 ab} = \frac{a}{b} \eta \quad [\Omega] \quad (3.5)$$

Considerando el valor $\eta = 120\pi$ en el espacio libre y $Z_0 = 120\pi$, se tiene la relación $\frac{a}{b} = 1$, creando así una celda unitaria cuadrada.

3.2.1 Comportamiento de la rejilla con base en el circuito equivalente.

Ahora analizando el comportamiento de cada estado de la rejilla con base en el circuito equivalente de las figuras 3.1 y 3.1.1 se obtiene lo siguiente.

- Para el primer caso (estado cerrado):

L_{ind} y C_r se encuentran en paralelo por lo que la ecuación del circuito es (3.6):

$$Z_{Lind} = j\omega L_{ind}$$

$$Z_{Cr} = \frac{1}{j\omega C_r}$$

$$j\omega L1 = \frac{1}{j\omega Cr + \frac{1}{j\omega Lind}} \quad (3.6)$$

- Para el segundo caso (estado abierto):

$$j\omega C1 = \frac{1}{j\omega Lind + \frac{1}{j\omega Cm}} + j\omega Cr \quad (3.7)$$

Nos apoyamos con el software matlab para obtener las ecuaciones en términos de L_{ind} y C_r y realizar los cálculos correspondientes.

Debido a que son ecuaciones son de segundo grado se obtienen 2 soluciones para cada caso.

$$L_{ind1} = \frac{\sqrt{C1^2 L1^2 w^4 - 4Cm C1 L1^2 w^4 - 2C1 L1 w^2 j + 4Cm L1 w^2 j + 1} + C1 L1 w^2 j - 1}{2Cm w^2 j - 2C1 Cm L1 w^4}$$

$$L_{ind2} = \frac{-\sqrt{C1^2 L1^2 w^4 - 4Cm C1 L1^2 w^4 - 2C1 L1 w^2 j + 4Cm L1 w^2 j + 1} - C1 L1 w^2 j + 1}{2Cm w^2 j - 2C1 Cm L1 w^4}$$

$$C_{r1} = \frac{-(L1 - Lind1)}{L1 Lind1 w^2 j}$$

$$C_{r2} = \frac{-(L1 - Lind2)}{L1 Lind2 w^2 j}$$

Considerando la relación de $\frac{Z_0}{\eta} = \frac{a}{b}$ se deduce que se puede modificar el valor de la impedancia del diseño para los diferentes circuitos desplazadores, con el fin de encontrar soluciones reales al sistema de ecuaciones de L_{ind} y C_r , con la única implicación de un cambio en la geometría de las celdas unitarias, es decir que se tiene que hacer variaciones en a y b para obtener las siguientes relaciones.

$$C_1 = C_{i1} * K \quad (3.8)$$

$$L_1 = \frac{L_{i1}}{k} \quad (3.9)$$

Tomando en cuenta que $Z_0 = 120\pi$, $\omega = 2\pi f$, $K = \frac{a}{b}$ es la relación de dimensiones, $f=30$ [GHz], $Cm=6$ [fF], cabe mencionar que el valor de Cm es porque se considera la mejor relación de a/b , y con apoyo de matlab se sustituye los valores correspondientes en las soluciones obtenidas para C_r y L_{ind} .

Para $K=1$, no se obtienen valores de L_{ind} y C_r , puesto que dan números imaginarios, es por eso que se hacen corrimientos de $K=1$ hasta $K=5$ con la finalidad de obtener los valores reales y poder sustituirlos en los circuitos equivalentes y obtener las gráficas correspondientes.

3.2.2 Análisis de datos obtenidos para una $f=30$ [GHz]

Con base en las ecuaciones obtenidas de los circuitos equivalentes para 1 y 3 reactancias se obtiene la siguiente tabla 3.2.2 donde se muestra los valores calculados para C_r y L_{ind} y los corrimientos de fase dentro de un ancho de banda de 10 [GHz] para 1 y 3 rejillas.

Tabla 3.2.2. Valores de capacitores e inductores.

Con $C_m=.006\mu\text{F}$				
	$C[\text{F}]$	$L[\text{H}]$	$L_{ind1} [\text{H}]$	$C_r1 [\text{F}]$
K=1	7.39E-15	3.78E-09	<i>N/D</i>	<i>N/D</i>
K=2	1.48E-14	1.89E-09	1.32E-09	6.43E-15
K=3	2.22E-14	1.26E-09	7.54E-10	1.50E-14
K=4	2.96E-14	9.46E-10	5.36E-10	2.28E-14
K=5	3.70E-14	7.56E-10	4.17E-10	3.04E-14

Con fines ilustrativos se tomara como ejemplo la sustitución de $K=2$, esto se hará dentro del circuito equivalente para obtener los coeficientes de reflexión para una reactancia.

- ✓ Para el primer caso, en su forma inductiva (estado cerrado).

$K=2$
 $F=30[\text{GHz}]$
 $L_{ind}=1.32[\text{nH}]$
 $C_r=6.43 [\text{fF}]$

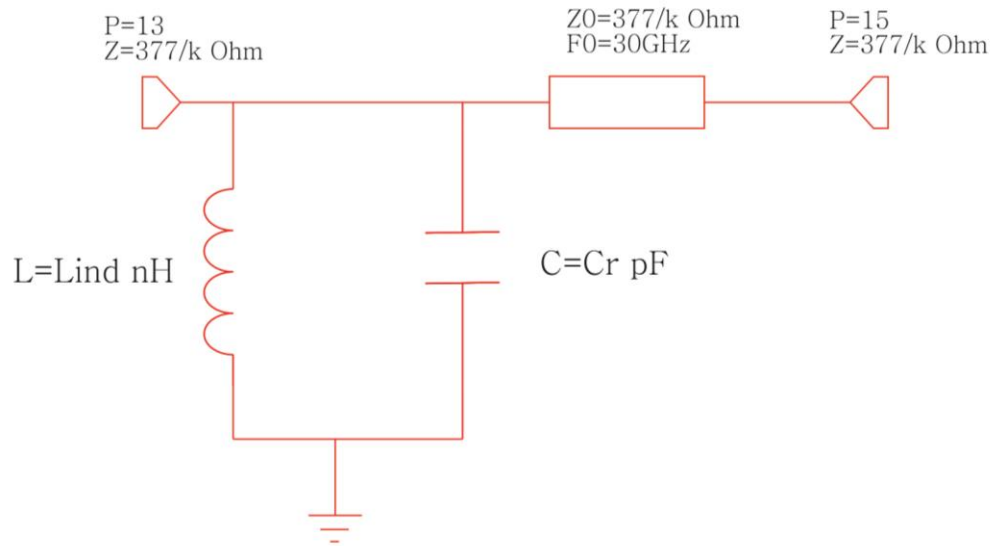


Fig.3.2.2.1 Circuito equivalente de una rejilla, forma inductiva (cerrado).

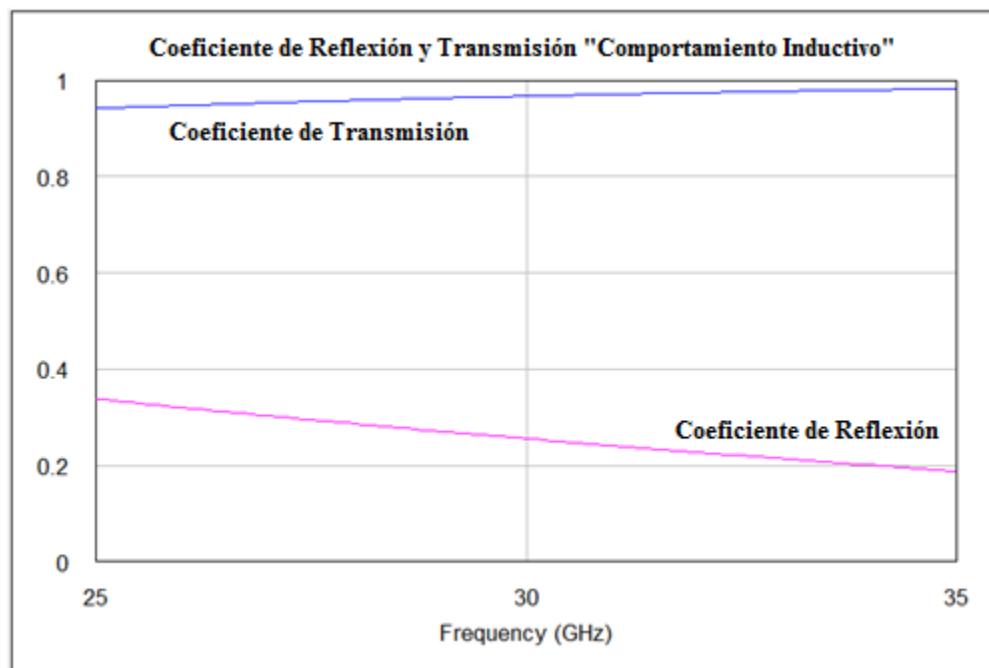


Fig. 3.2.2.2 Gráfica del coeficiente de reflexión inductivo (cerrado).

En la gráfica 3.2.2.2 se observa que el coeficiente de reflexión es de 0.256, tiene una caída suave en forma inductiva que es el esperado, además este valor es el que se requerido, puesto que previamente se habían hecho simulaciones optimizadas para comprobar el valor esperado.

- ✓ Para el segundo caso, en su forma capacitiva (estado abierto).

K=2
F=30[GHz]

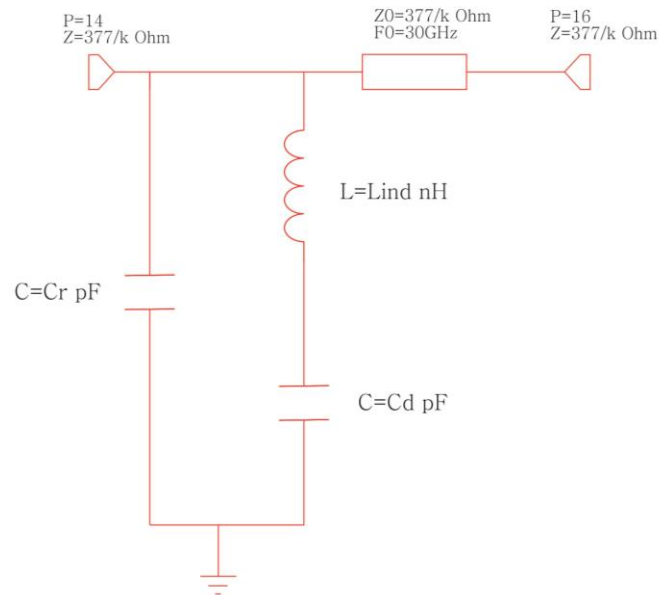
$L_{ind} = 1.32 \text{ [nH]}$
 $C_r = 6.43 \text{ [fF]}$
 $C_m = C_d = 6 \text{ [fF]}$


Fig.3.2.2.3 Circuito equivalente de una rejilla, forma capacitiva (abierto).

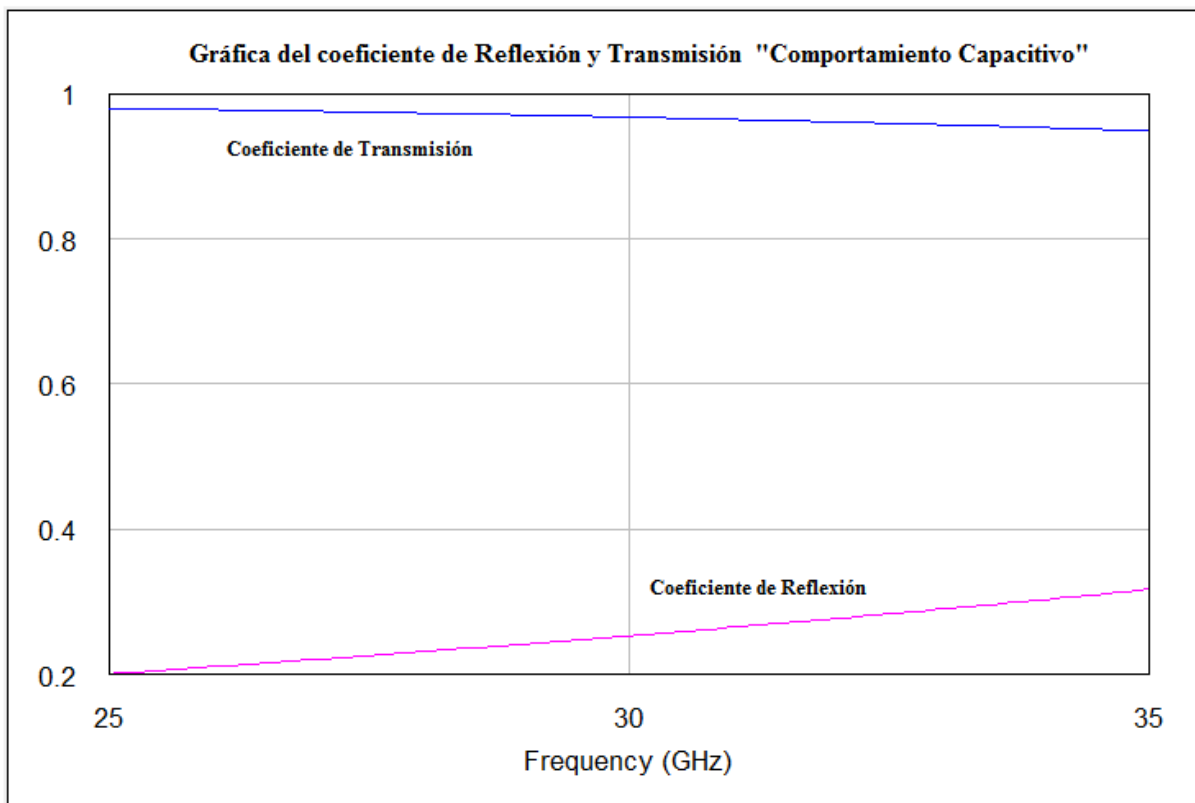


Fig. 3.2.2.4 Gráfica del coeficiente de reflexión capacitivo, estado abierto.

En la gráfica 3.2.2.4 se observa una curva suave en forma capacitiva y tiene un coeficiente de reflexión de 0.254, por otro lado en la parte inductiva tiene el mismo coeficiente de reflexión.

Posteriormente se procede a sustituir cada uno de los valores obtenidos de la tabla 3.2.2, con la finalidad de tener una relación cada coeficiente de reflexión para el modo capacitivo e inductivo para una sola rejilla, esto se muestra en la tabla 3.2.2.1.

Tabla 3.2.2.1 Relación de coeficientes de reflexión para una rejilla.

	Coeficiente de Reflexión Inductivo [magnitud]			Coeficiente de Reflexión Capacitivo[magnitud]		
	25GHz	30GHz	35GHz	25GHz	30GHz	35GHz
K=1	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D
K=2	0.338	0.256	0.188	0.201	0.250	0.318
K=3	0.357	0.256	0.170	0.210	0.250	0.299
K=4	0.364	0.256	0.161	0.212	0.250	0.296
K=5	0.368	0.256	0.157	0.213	0.250	0.295

Como se puede observar en la tabla 3.2.2.1 los coeficientes de reflexión a 30 [GHz] se mantienen constantes en la parte inductiva y capacitiva, esto es independientemente del cambio de "K" o de los valores de los inductores o capacitores, sin embargo varían un poco dentro del ancho de banda de 10 [GHz], puesto que las gráficas muestran una curva suave donde hay un mínimo y un máximo para los coeficientes de reflexión.

Una vez obtenido los coeficientes de reflexión para una rejilla, se procede hacer lo mismo para 3 rejillas, con la finalidad de observar el comportamiento dentro de un arreglo, ya que así se podrá tener un desplazamiento de fase.

- ✓ Para el primer caso, en su forma inductiva con 3 reactancias.

K=2
 F=30[GHz]
 Lind=1.32[nH]
 Cr=6.43 [fF]

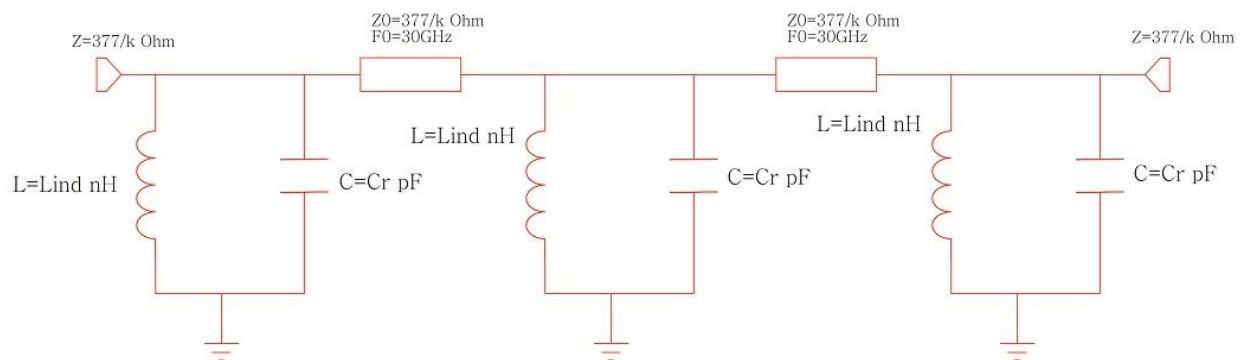


Fig.3.2.2.5 Circuito equivalente de 3 rejillas, forma inductiva (cerrado).

✓ Para el segundo caso, en su forma capacitiva con 3 reactancias.

$K=2$
 $F=30[\text{GHz}]$
 $L_{ind}=1.32[\text{nH}]$
 $C_r=6.43 [\text{fF}]$
 $C_m=C_d=6 [\text{fF}]$

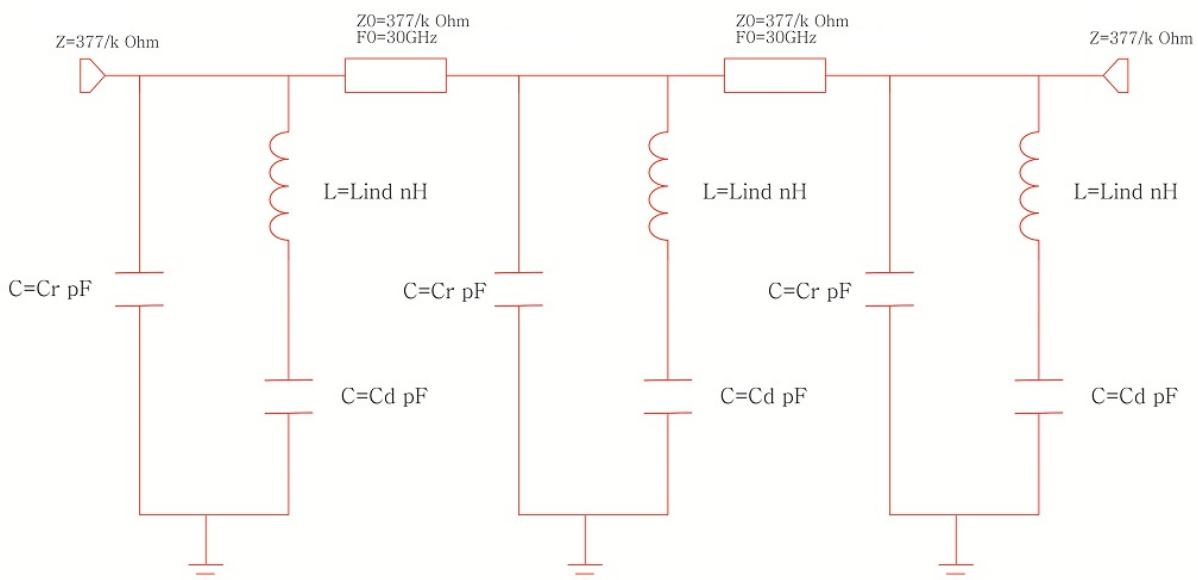


Fig.3.2.2.6 Circuito equivalente de 3 rejillas, forma capacitiva (abierto)

Se realiza la sustitución de cada uno de los valores para el circuito con 3 reactancias, al final se tiene la tabla 3.2.2.2 con los datos de los coeficientes de reflexión inductivo y capacitivo, en esta tabla se puede observar que el coeficiente de reflexión disminuyó considerablemente a una frecuencia de 30[GHz], puesto que ahora son 3 reactancias y el coeficiente de reflexión es más pequeño.

Tabla 3.2.2.2 Relación de coeficientes de reflexión para 3 rejillas.

	Coeficiente de Reflexión Inductivo (3 ind)			Coeficiente de Reflexión Capacitivo (3 cap)		
	25G	30G	35G	25G	30G	35G
K=1	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D
K=2	0.154	0.191	0.183	0.199	0.180	0.129
K=3	0.205	0.191	0.164	0.209	0.180	0.093
K=4	0.222	0.191	0.154	0.211	0.180	0.084
K=5	0.230	0.191	0.149	0.212	0.180	0.085

Con el cambio de estado de los conmutadores en las diferentes capas del arreglo se obtienen diferentes reactancias, lo que a su vez genera cambios discretos de fase, esto se puede observar en la siguiente gráfica al hacer una diferencia de fase del inductivo menos el capacitivo.

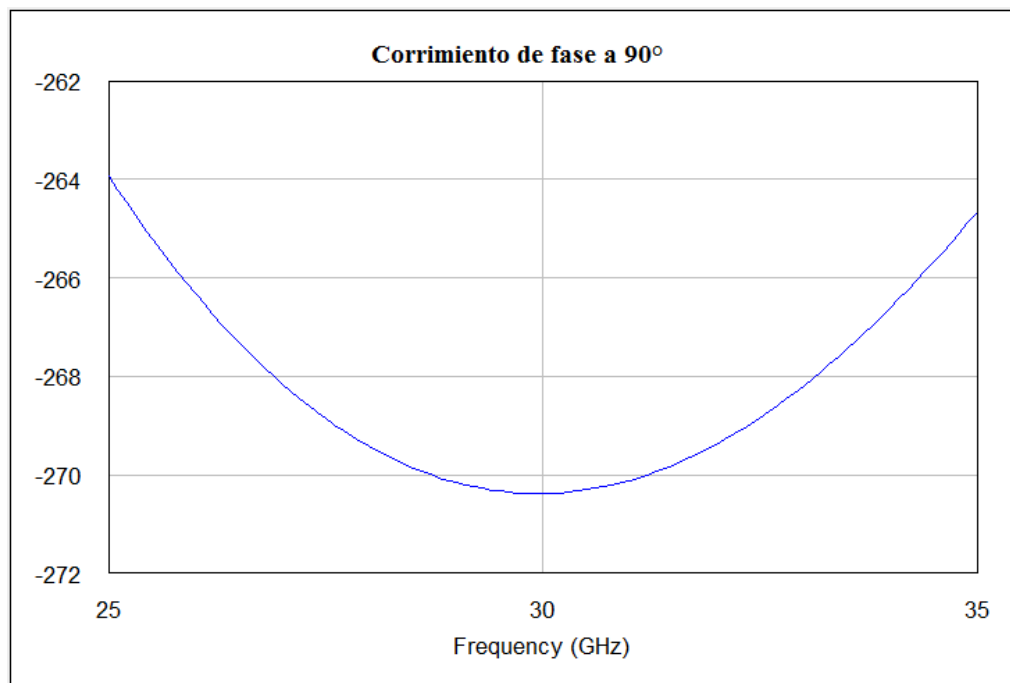


Fig.3.2.2.7 Corrimiento de fase (inductivo-capacitivo) a 90°

Se puede apreciar que las gráficas obtenidas en la fig 3.1.4 y la fig 3.2.2.7 son iguales, después de realizar el análisis correspondiente se llegan a los mismos resultados, puesto que en la primera gráfica no se tiene integrado la parte del conmutador y en la segunda gráfica ya está el conmutador y ambas para 30 [GHz] están a 90° con $\pm 6^\circ$ en el ancho de banda de 10 [GHz], los datos recolectados para cada caso se encuentran en el siguiente tabla.

Tabla 3.2.2.3 Relación de corrimiento de fase para 3 rejillas dentro de una BW=10[GHz].

	Corrimiento de Fase				
	25 GHz	27.5 GHz	30 GHz	32.5 GHz	35 GHz
K=1	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D
K=2	257	266	270	270	264
K=3	250	264	270	273	N/D
K=4	247	262	270	274	N/D
K=5	246	262	270	274	N/D

3.3 Dimensionamiento de la celda unitaria f=30 [GHz]

Con base en resultados obtenidos se procede a realizar el análisis de dimensionamiento para una frecuencia a 30 [GHz], sin embargo se tiene que validar si es factible la fabricación del mismo, puesto que la capacitancia que se necesita es de 6[fF] y es demasiado pequeña para su construcción.

Una celda unitaria está formada por placas paralelas de material PEC (**P**erfect **E**lectric **C**onductor), tomando en cuenta que dos placas paralelas en el espacio libre representan un capacitor para una onda plana de polarización vertical, se diseñaran las rejillas reconfigurables, considerando que la separación entre placas paralelas [w], se puede variar para obtener el valor de capacitor deseado.

Recordando la relación de $\frac{Z_0}{\eta} = \frac{a}{b'}$, donde se establece el factor de normalización entre impedancias y la relación geométrica entre los lados de la celda unitaria, se plantea que la geometría de las celdas unitarias sea un rectángulo para 90°.

Sabemos:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Para f=30 [GHz] tenemos $\lambda = 0.01[m]$, con $a = \frac{\lambda}{2} = 5[mm]$

En la figura 3.3 se muestra un diseño elemental de una Rejilla reconfigurable de dos reactancias, para el diseño de la rejilla reconfigurable con dos reactancias, se diseñaron dos celdas unitarias de lados a y b, de separación w entre placas y distancia l entre las dos celdas unitarias.

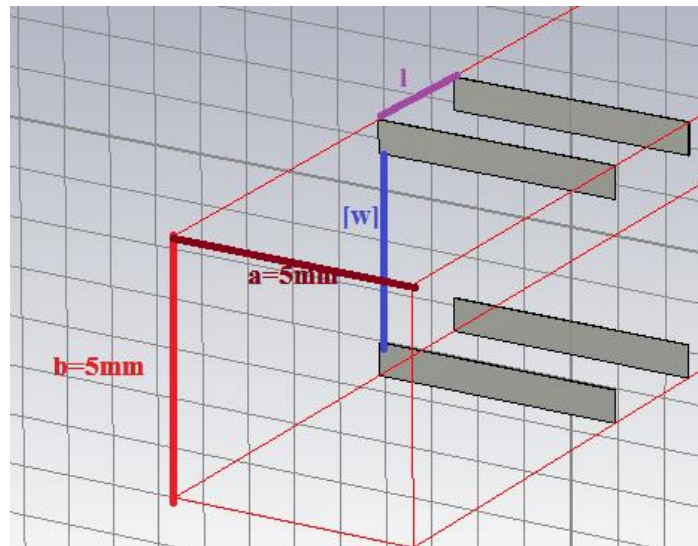


Fig.3.3 Rejilla reconfigurable con 2 reactancias.

Los valores $[a]$ y $[l]$, son elementos constantes dependiendo del desplazador de fase que se quiera diseñar, los parámetros que puede variar para generar los resultados esperados son $[w]$ y $[b]$, con base en los diseños con circuitos equivalentes para cada desplazador se observó que cambiaba el valor $[k]$, esto a su vez variaba los demás parámetros que no son constantes.

En la tabla 3.3 se muestran los valores obtenidos para $[w]$, $[c]$ y $[b]$ para cada caso con base en el coeficiente reflexión esperado, sin embargo se puede apreciar que los valores de dimensiones de cada rejilla son muy pequeños, y para el valor $k=2$ la separación de la rejilla sería de $w=1.6$ [mm].

Tabla 3.3 Relación de dimensiones para una rejilla.

	Coef. De Reflexión de CR	W separación de placas [mm]	C ancho placas [mm]	$b=5/k$ [mm]
K=1	N/D	N/D	N/D	N/D
K=2	0.113	1.6	0.45	2.5
K=3	0.175	0.77	0.445	1.66
K=4	0.198	0.45	0.4	1.25
K=5	0.211	0.28	0.36	1

El equipo de RF MEMS de la Facultad de Ingeniería (UNAMems) han desarrollado varios conmutadores MEMS y se tiene la experiencia para ello, sin embargo para este caso, las dimensiones que se requieren son muy pequeñas y con en el proceso de fabricación que se maneja no es factible, puesto en 1.6 [mm] no se tiene el suficiente espacio para insertar un MEMS para que cumpla con las características requeridas.

Para cumplir con el requerimiento se necesitaría fabricar un mini-MEMS, sin embargo debido a las limitaciones que cuenta el laboratorio de la UNAM y CECADET no es posible la fabricación.

3.4 Análisis de datos obtenidos para una $f=10$ [GHz]

En la sección 3.2.2 y 3.3 se realizó el análisis correspondiente a una frecuencia de 30 [GHz], pero debido al proceso de fabricación y a las dimensiones obtenidas se concluyó que no es factible trabajar en esa frecuencia. Es por eso que se optó por trabajar con una frecuencia a 10 [GHz], esto implicaría que las dimensiones se hicieran 3 veces mayor.

Con base en los análisis y cálculos anteriores, se procede a realizar el mismo desarrollo para $f=10$ [GHz].

Tabla 3.4. Valores de capacitores e inductores

Con $C_m=.018\mu\text{F}$				
	C[F]	L[H]	Lind1 [H]	Cr1 [F]
K=1	2.22E-14	1.14E-08	N/D	N/D
K=2	4.43E-14	5.67E-09	4.00E-09	1.93E-14
K=3	6.65E-14	3.78E-09	2.30E-09	4.50E-14
K=4	8.87E-14	2.84E-09	1.60E-09	6.84E-14
K=5	1.11E-13	2.27E-09	1.20E-09	9.11E-14

En la tabla 3.4 se muestran los nuevos valores para los inductores y capacitores, como se puede observar el capacitor $C_m=18$ [fF] es 3 veces mas grande a $f=10$ [GHz] que a una $f=30$ [GHz], que es un valor esperado dentro del conmutador MEMS.

Ahora se procede a realizar la sustitución de los valores de inductores y capacitores para una rejilla, lo cual nos arrojará valores de coeficiente de reflexión para ambos casos.

- ✓ Para el primer caso, en su forma inductiva (estado cerrado).

K=2
 $F=10$ [GHz]
 Lind=4[nH]
 Cr=19.2 [fF]

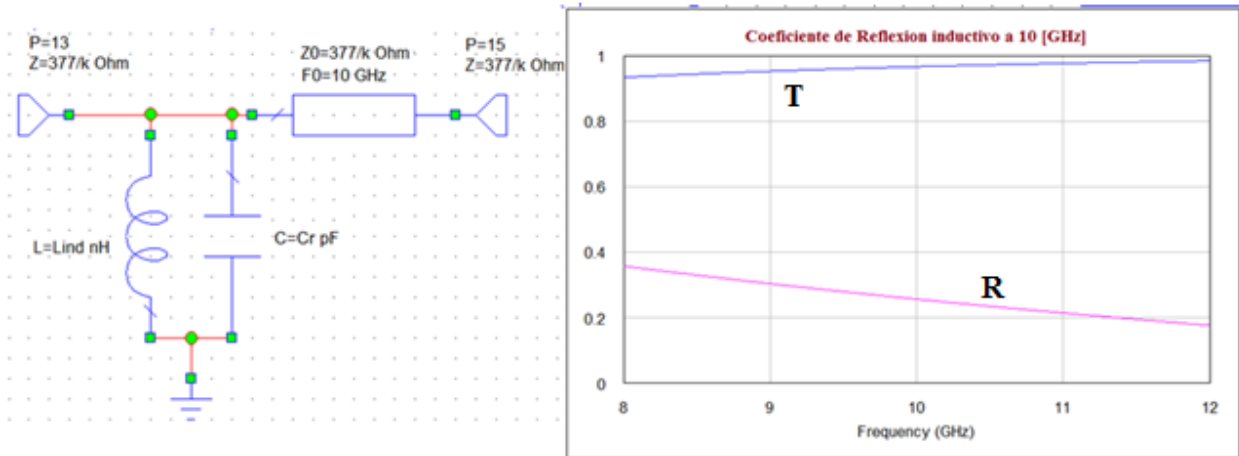


Fig.3.4.1 Circuito equivalente y gráfica del coeficiente de reflexión inductiva (conmutador cerrado).

✓ Para el segundo caso, en su forma capacitiva (estado abierto).

K=2

F=10[GHz]

Lind=4[nH]

Cr=19.2 [fF]

Cm=Cd=18 [fF]

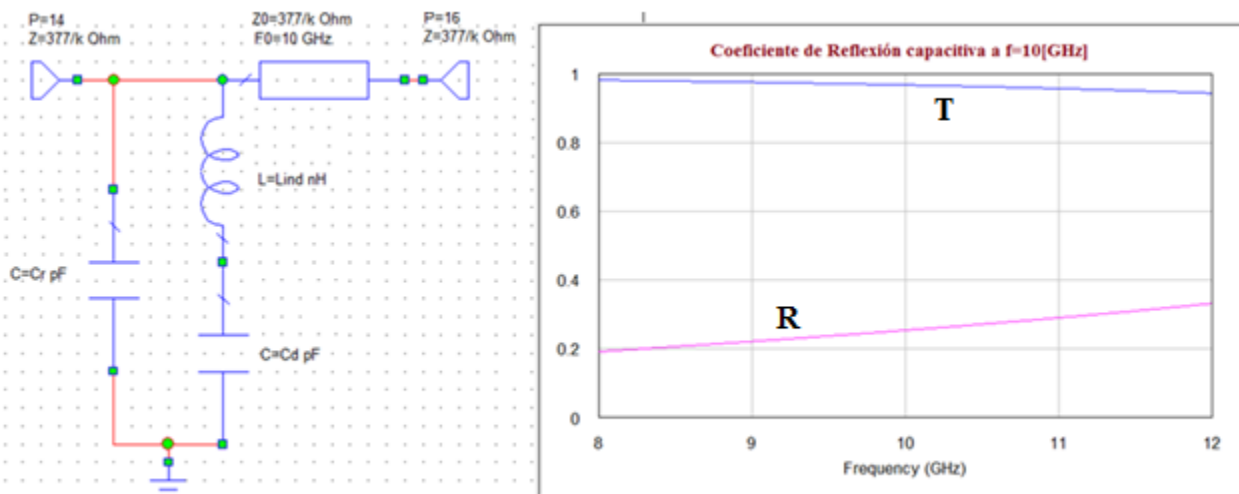


Fig.3.4.2 Circuito equivalente y gráfica del coeficiente de reflexión capacitivo (estado abierto).

Se observa que los coeficientes de reflexión se mantienen, debido a que se hizo un tercio de la frecuencia de inicio, y no se observan cambios.

Tabla 3.4.1. Relación de coeficientes de reflexión para una rejilla.

	Coeficiente de Reflexión Inductivo			Coeficiente de Reflexión Capacitivo		
	8.33GHz	10 GHz	11.66GHz	8.33GHz	10 GHz	11.66GHz
K=1	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D
K=2	0.338	0.256	0.188	0.201	0.254	0.318
K=3	0.357	0.256	0.17	0.21	0.254	0.299
K=4	0.364	0.256	0.161	0.212	0.254	0.296
K=5	0.368	0.256	0.157	0.213	0.254	0.295

Ahora se procede a hacer lo mismo para 3 rejillas, con la finalidad de observar el comportamiento dentro de un arreglo, ya que así se podrá tener un desplazamiento de fase para $f=10[\text{GHz}]$.

- Circuito cerrado con 3 reactancias:

K=2

F=10[GHz]

Lind=4[nH]

Cr=19.2 [fF]

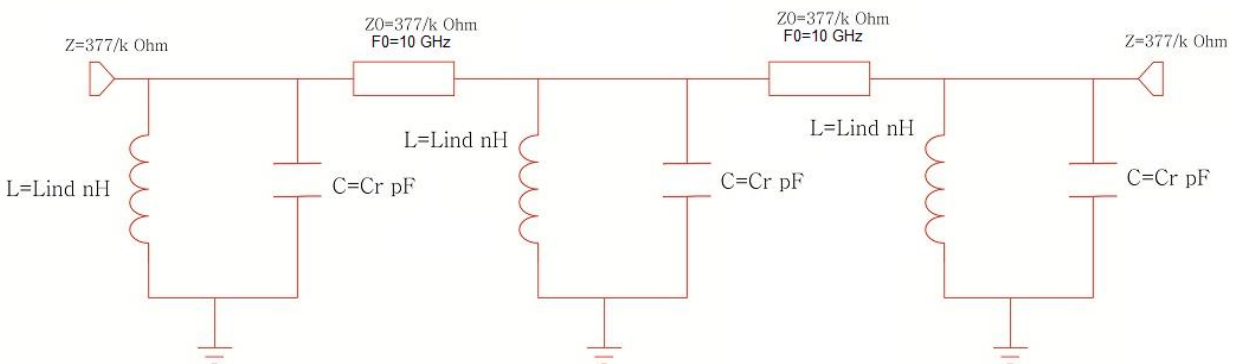


Fig.3.4.3 Circuito equivalente de 3 rejillas, forma inductiva (conmutador cerrado).

- Circuito abierto con 3 reactancias.

K=2

F=10[GHz]

Lind=4[nH]

Cr=19.2 [fF]

Cm=Cd=18 [fF]

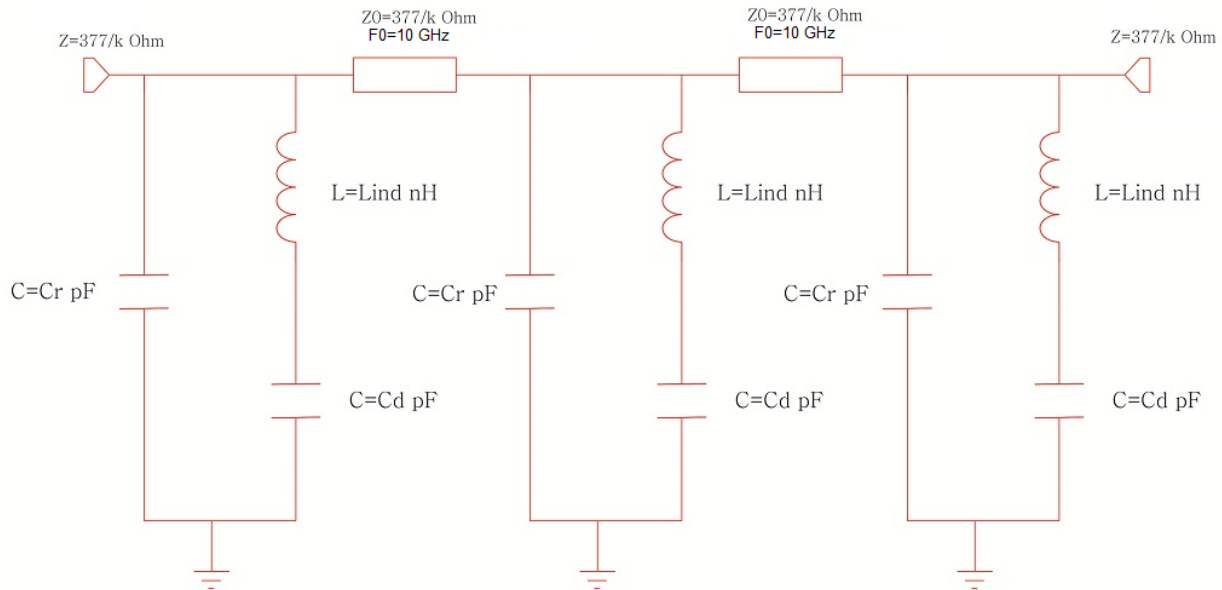


Fig.3.4.4 Circuito equivalente de 3 rejillas, forma capacitiva (conmutador abierto).

Ahora se obtiene el corrimiento de fase con la diferencia del inductivo menos el capacitivo.

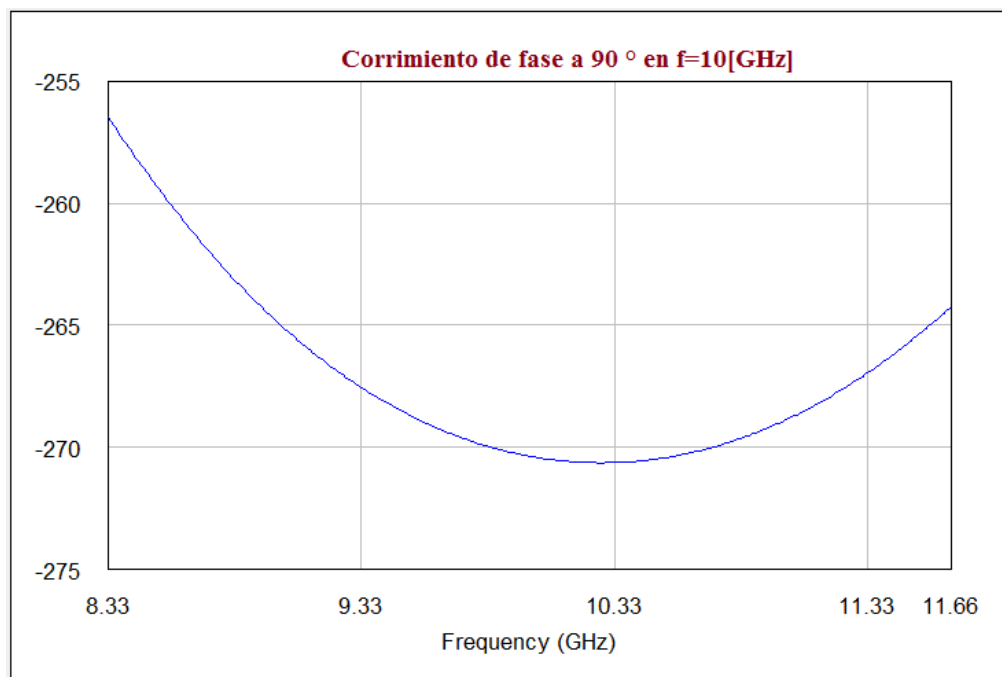


Fig.3.4.5 Corrimiento de fase (inductivo-capacitivo) a 90°

En la gráfica del corrimiento de fase para 10 [GHz] se obtiene los 90°, sin embargo el ancho de banda se reduce 3 veces, esto es debido a que no se tiene las mismas características que unos de 30 [GHz], y el BW=3.33 [GHz] y dentro de ese rango se tiene +- 12°.

Tabla 3.4.2: Relación de coeficientes de reflexión para tres rejillas.

	Coeficiente de Reflexión Inductivo (3ind)			Coeficiente de Reflexión Capacitivo (3 cap)		
	8.333GHz	10 GHz	11.66GHz	8.333GHz	10 GHz	11.66GHz
K=1	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D
K=2	0.154	0.191	0.183	0.199	0.183	0.129
K=3	0.205	0.191	0.164	0.209	0.183	0.092
K=4	0.222	0.191	0.154	0.211	0.183	0.084
K=5	0.23	0.191	0.149	0.212	0.183	0.085

Tabla 3.4.3: Relación de corrimiento de fase $f=10$ [GHz].

	Corrimiento de Fase				
	8.33GHz	9.166GHz	10GHz	10.833GHz	11.66GHz
K=1	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D
K=2	257	266	270	270	264
K=3	250	264	270	273	N/D
K=4	247	262	270	274	N/D
K=5	246	262	270	274	N/D

Después de realizar el análisis y los cálculos correspondientes para una $f=10$ [GHz] se obtienen resultados satisfactorios, debido a que se tiene un corrimiento de fase a 90, con 3 rejillas, sin embargo el ancho de banda es reducido y está dentro del rango esperado.

3.4.1 Dimensionamiento de la celda unitaria para $f=10$ [GHz]

Con base en la misma metodología que se utilizó en el apartado 3.3 para hacer los cálculos de las dimensiones de una celda unitaria y formar un arreglo de 3 rejillas se procede a realizar lo mismo.

Recordando la relación de $\frac{Z_0}{\eta} = \frac{a}{b}$, donde se establece el factor de normalización entre impedancias y la relación geométrica entre los lados de la celda unitaria, se plantea que la geometría de las celdas unitarias sea un rectángulo para 90° .

Tomando en cuenta:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Para $f=10$ [GHz] tenemos $\lambda = 0.03$ [m], con $a = \frac{\lambda}{2} = 15$ [mm]

Para este caso se tiene que las dimensiones aumentan 3 veces que en el anterior, lo que nos lleva a tener más espacio para insertar un conmutador dentro de un área de trabajo de 15X4.8 [mm]. En la tabla 3.4.1.1 se tienen los valores obtenidos para diferentes valores de K.

Tabla 3.4.1.1 Relación de dimensiones para una rejilla.

	Coef de reflexión de CR	w separación placas [mm]	Cancho placas [mm]	b=15/k [mm]
K=1	N/D	N/D	N/D	N/D
K=2	0.113	4.8	1.35	7.5
K=3	0.175	2.31	1.335	4.98
K=4	0.198	1.35	1.2	3.75
K=5	0.211	0.84	1.08	3

Debido a que se tiene más espacio para insertar un conmutador MEMS en el siguiente apartado se procederá a realizar el diseño del conmutador, puesto que debido al análisis realizado se puede concluir que se trabaja a una frecuencia de 10 [GHz] con arreglo de 3 rejillas para obtener un desplazador a 90°.

3.5 Diseño del conmutador MEMS

Ya que se tiene definido las dimensiones del área de trabajo se procede a diseñar el conmutador MEMS, puesto que estará insertado dentro de las 2 placas paralelas y se necesita cumplir con ciertos requerimientos.

El diseño del conmutador MEMS debe asegurar que se produzca el corto circuito en los extremos metálicos donde estará los soportes para el inductor, cuando el conmutador MEMS es actuado, tal como lo hace el diodo p-i-n en estado encendido. Cuando el conmutador está en su estado normal o abierto los extremos metálicos de los soportes no deben presentar contacto alguno.

Para asegurar el corto circuito del estado cerrado, se optó por hacer un conmutador de contacto metal-metal, también debe de cumplir que el conmutador en estado abierto tiene que tener un coeficiente de reflexión 0.254, y cuando este en estado cerrado tiene que tener 0.256, ya se tiene las dimensiones de cada celda, ahora con apoyo de CoventorWare para diseñar el conmutador MEMS y un software que simule las características electromagnéticas con las finalidades de obtener los coeficientes de reflexión.

Con base en las especificaciones requeridas del conmutador y los límites impuestos por la tecnología de manufactura, se propuso el conmutador MEMS basado en actuación electrostática de contacto metal-metal para la banda X mostrado en la siguiente figura 3.5, también en la figura 3.5.a se muestra los casos ilustrativos del conmutador, para cuando se encuentre en estado abierto y para cuando se encuentre en estado cerrado.

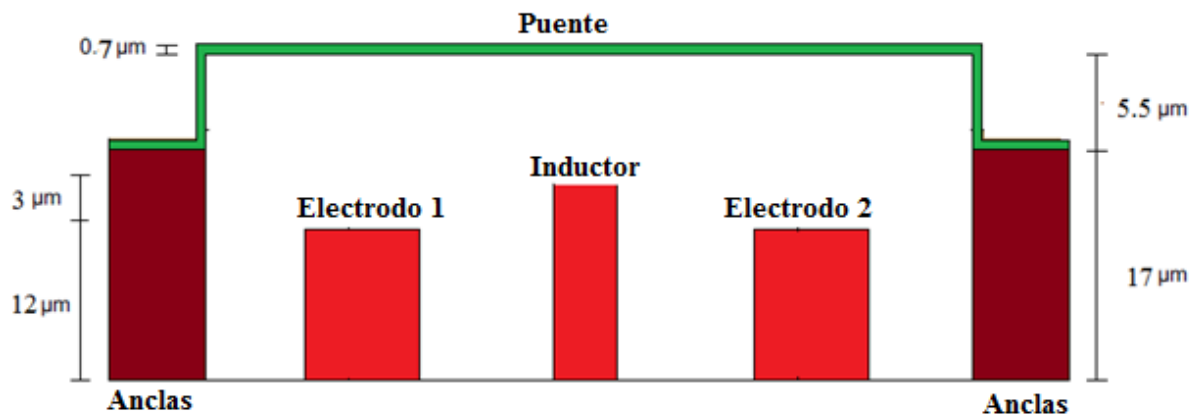


Fig.3.5 Diseño del conmutador MEMS (vista lateral-puente).

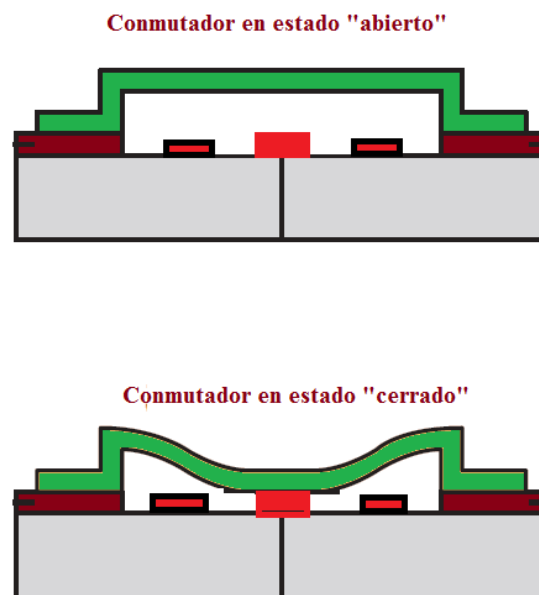


Fig.3.5.a Conmutador MEMS en estado abierto y cerrado.

La capacitancia del conmutador MEMS depende principalmente de sus dimensiones, en especial de su altura y su longitud, por lo que es necesario obtener las medidas óptimas del diseño.

El conmutador propuesto consiste en un puente metálico suspendido sobre un área de actuación aislada. El puente es de aluminio de $0.7\ \mu\text{m}$ de espesor, está elevada sobre el sustrato a $22.5\ \mu\text{m}$ y anclado sobre 2 postes en los extremos. Los postes están formados con cobre, tienen $17\ \mu\text{m}$ de alto y abarcan un área de $600\ \mu\text{m} \times 400\ \mu\text{m}$, debajo del puente estará los 2 electrodos de actuación.

Este interruptor funciona mediante la aplicación de una diferencia de potencial entre el puente y los electrodos de actuación tal que se provoque el colapso del puente y el área de los soportes que formarán el inductor, debido a la fuerza electrostática de atracción producida entre los dos conductores. El colapso del puente permite que este y las terminales hagan contacto, posibilitando la conducción entre las dos terminales que conectan el inductor.

También se debe de considerar el área de contacto, ya que se requiere una capacitancia del conmutador de 18 [fF] en estado abierto, con base en el la fórmula para obtener la capacitancia entre dos placas paralelas se tiene:

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

Donde, A es el área efectiva de contacto, d es la distancia entre las placas y ϵ_0 es la permitividad en el espacio libre y ϵ_r es la permitividad relativa.

Con apoyo de matlab realizamos los cálculos para obtener valores de los capacitores que se forman bajo del puente para saber con los que estamos trabajando.

Resultados:

C = 3.777e-015 [F]; capacitancia entre el puente y el inductor.

C1 = 1.232e-013[F]; capacitancia entre los electrodos de actuación y el puente.

Con estos valores de capacitancia se puede asegurar el valor de $C_d=C_m$ que es capacitor del conmutador MEMS, que se encuentra dentro del rango requerido y se puede trabajar la distancia de puentes, posteriormente se harán los cálculos correspondientes para los voltajes de actuación, es decir el voltaje necesario para hacer que el puente tenga contacto con los soportes.

Ahora que se tiene el diseño predefinido del conmutador MEMS en cuestión de dimensiones y capacitancias, se procederá a insertarlo en las rejillas para comenzar a realizar pruebas y validar si obtenemos los resultados esperados.

Con apoyo de un software que realiza simulaciones electromagnéticas se puede observar los coeficientes de reflexión tanto el capacitivo como el inductivo, así como algunos parámetros S, formas de campo, etc.

Como primera propuesta se insertar el conmutador en la parte central de las rejillas como se muestra en la figura 3.5.1, en donde el puente (color verde), está siendo alimentado a través de una pista que corre sobre una capa dieléctrica (color azul).

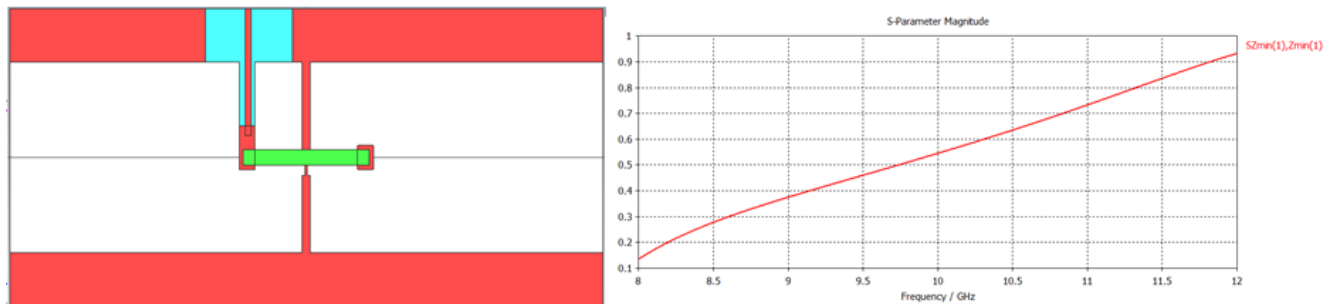


Fig.3.5.1 Conmutador en la parte central de las rejillas y gráfica del coeficiente de reflexión.

Ahora se procede a realizar simulaciones para ver si obtenemos el coeficiente de reflexión esperado, como lo hemos mencionado en este capítulo, se hizo la optimización de una rejilla y se obtuvo el valor del coeficiente de reflexión en estado capacitivo de 0.256, por lo que en la gráfica de la figura 3.5.1 se tiene una curva suave en forma capacitiva, sin embargo el coeficiente de reflexión es muy alto, puesto que se tiene un valor de 0.54, por lo que tenemos que hacer algunos cambios para que el coeficiente de reflexión disminuya.

A continuación en las siguientes figuras se mostrarán los cambios realizados en la posición del puente y la forma de polarizar, así como los resultados obtenidos en cada caso.

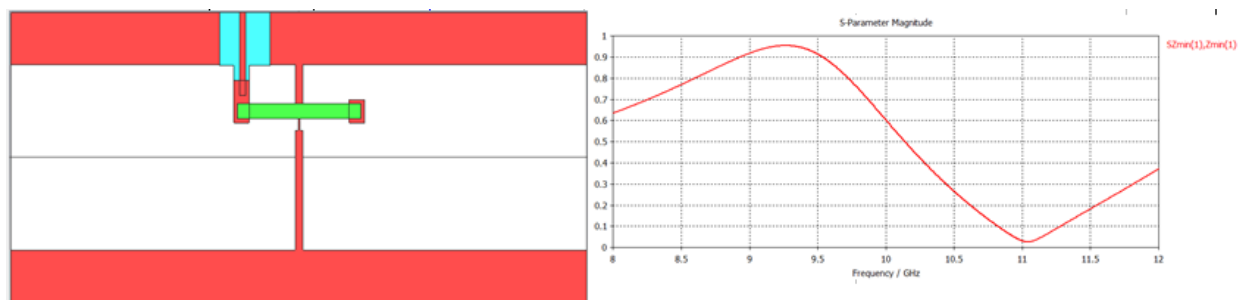


Fig.3.5.2 Conmutador en la parte superior de las rejillas y gráfica del coeficiente de reflexión.

En la segunda propuesta (figura 3.5.2) se muestra el cambio de la posición del puente, sin embargo en la gráfica se tiene una curva en forma inductiva, por lo que no es conveniente utilizar esta opción, ya que se requiere que en estado abierto tenga la forma capacitiva, además se observa una resonancia en 9.4 [GHz], por lo que se tiene que mejorar el diseño.

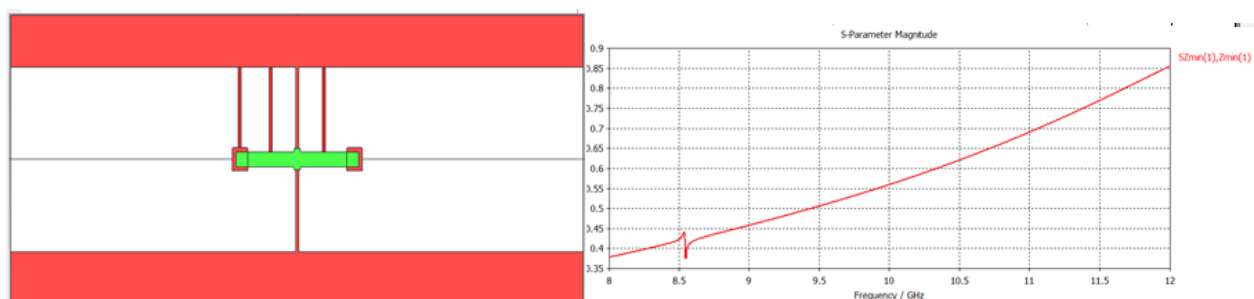


Fig.3.5.3 Conmutador en la parte central con polarización y gráfica del coeficiente de reflexión.

En esta tercera opción que es la figura 3.5.3 ya se integra la forma de polarizar los electrodos de actuación, en la gráfica se observa una curva en forma capacitiva, sin embargo el coeficiente de reflexión es de 0.55, sigue siendo muy alto, por lo que se tiene que mover la curva más hacia la derecha, para lograr eso se hace la siguiente propuesta de integrar 2 conmutadores en las rejillas, con cada puente que este dentro se logrará que el coeficiente de reflexión disminuya.

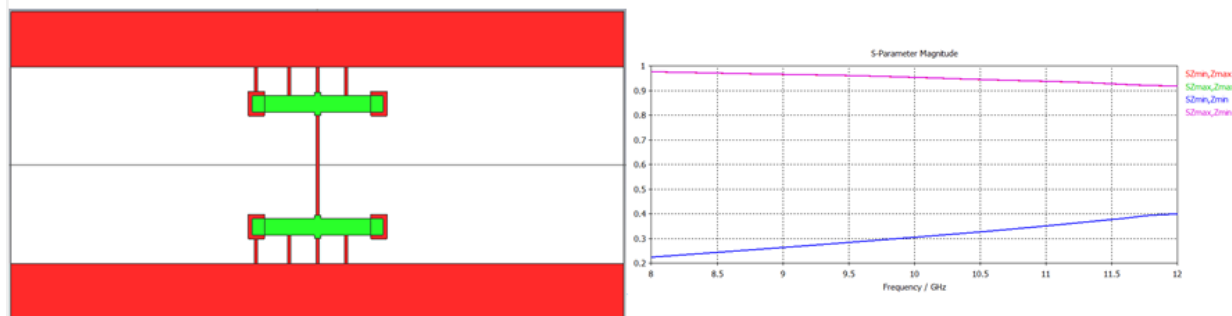


Fig.3.5.4 Dos conmutadores dentro de la rejilla y gráfica del coeficiente de

En esta cuarta opción se decidió integrar poner 2 conmutadores como se muestra en la figura 3.5.4, con esto el valor del coeficiente de reflexión disminuía considerablemente, sin embargo todavía no se llega a la meta, puesto que en la gráfica se observa un coeficiente de reflexión de 0.3 y para la parte inductiva el coeficiente de reflexión aumentaba.

3.5.1 Integración de un stub en las rejillas con el conmutador MEMS

Por otro lado, también se tiene que considerar la forma de polarizar los electrodos, para esto se requiere tener una diferencia de potencial y es necesario tener voltajes diferentes en el puente y en los electrodos, sin embargo no se tiene que generar un corto en ningún momento, es por eso que se tuvo que diseñar la forma de alimentar los electrodos sobre la misma rejilla sin que tengan contacto alguno, para eso es necesario que se propone poner una capa dieléctrica de benzociclobuteno (BCB) de 6 [um] de espesor, esto sería sobre las rejillas, y sobre esa capa se pondrán las pistas de alimentación, considerando que las frecuencias de microondas tienen un comportamiento en cuanto hay un dieléctrico, es necesario diseñar un stub que se para cierto momento se encuentre en corto circuito y no sea afectada la señal a la frecuencia de 10 [GHz].

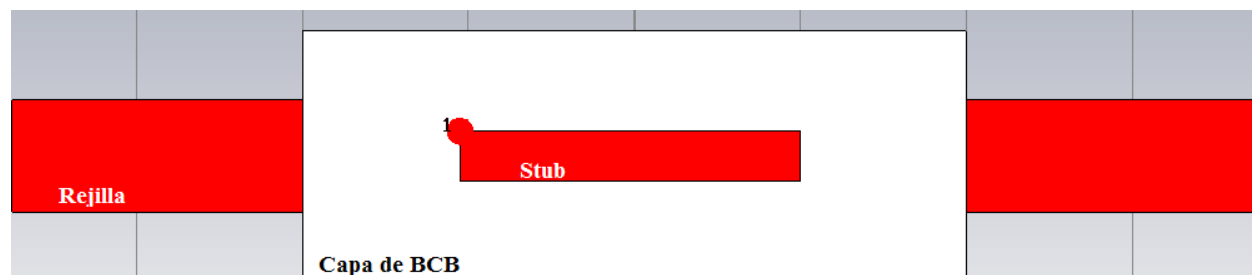


Fig.3.5.1.1 Diseño del Stub sobre las rejillas.

En la siguiente gráfica se muestra que para una frecuencia de 10[GHz] se tiene que el stub y se comporta como corto circuito.

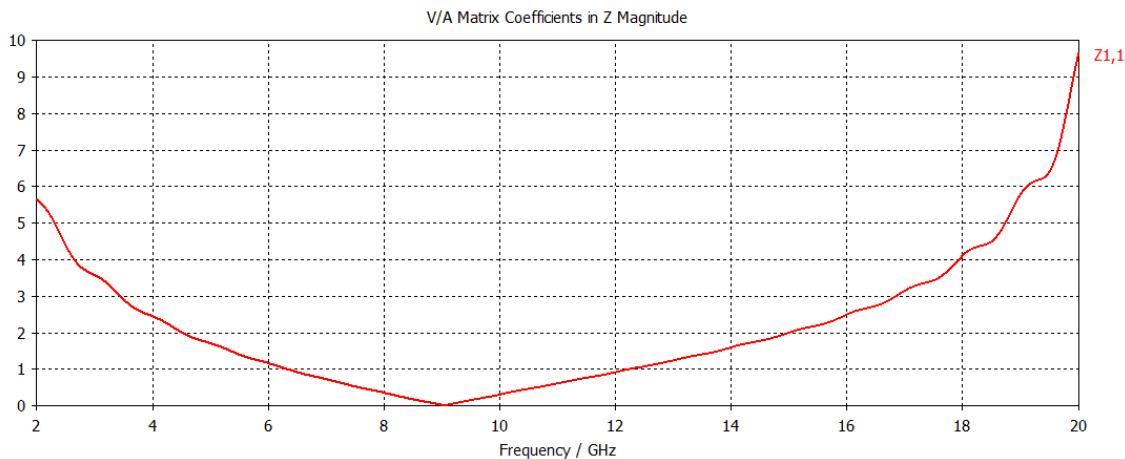


Fig.3.5.1.2 Gráfica de la impedancia obtenida del Stub

Después de realizar varias pruebas y observar el comportamiento de cada gráfica del coeficiente de reflexión, y de considerar la forma de polarizar y alimentar los electrodos de actuación, se pudo lograr tener las rejillas con 2 conmutadores que cumplan con las especificaciones requeridas para la parte inductiva y capacitiva, en las siguientes figuras 3.5.1.3 se muestran el diseño final ya con todo incluido, pues se hicieron algunos cambios en las formas del inductor, en las salientes del puente para tener un contacto con los soportes y variar la capacitancia, debido a la polarización se tuvo que poner una capa dieléctrica de BCB (color azul), con base en las especificaciones obtenidas en el apartado anterior.

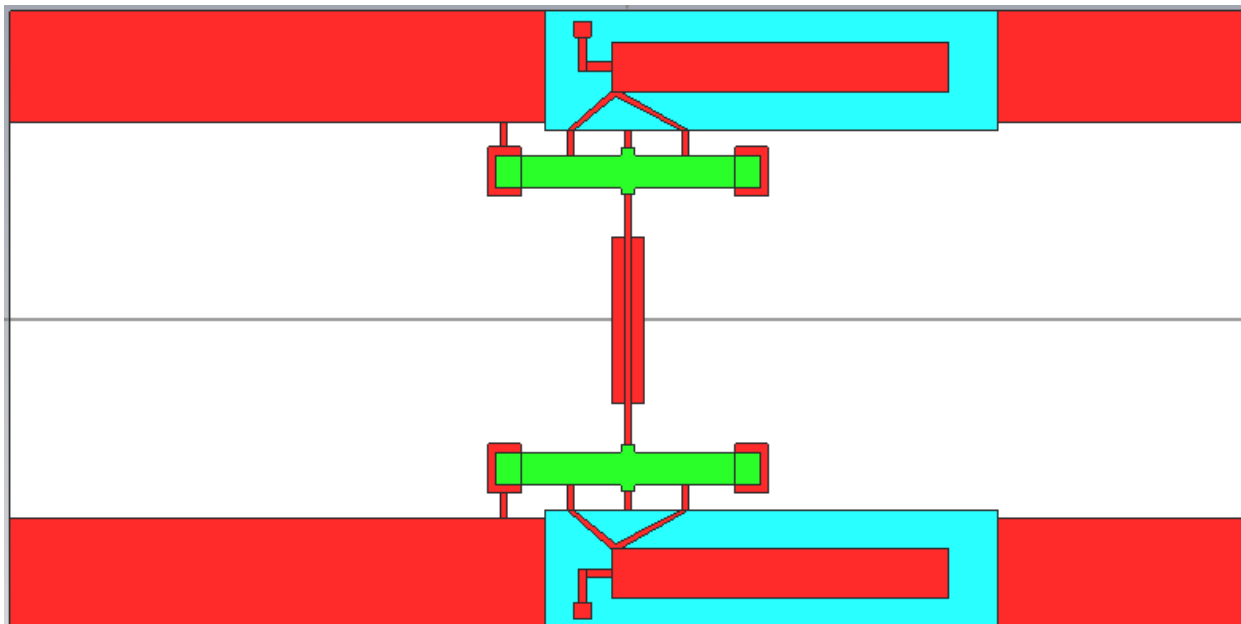


Fig.3.5.1.3 Diseño final de los conmutadores dentro de las rejillas (estado abierto).

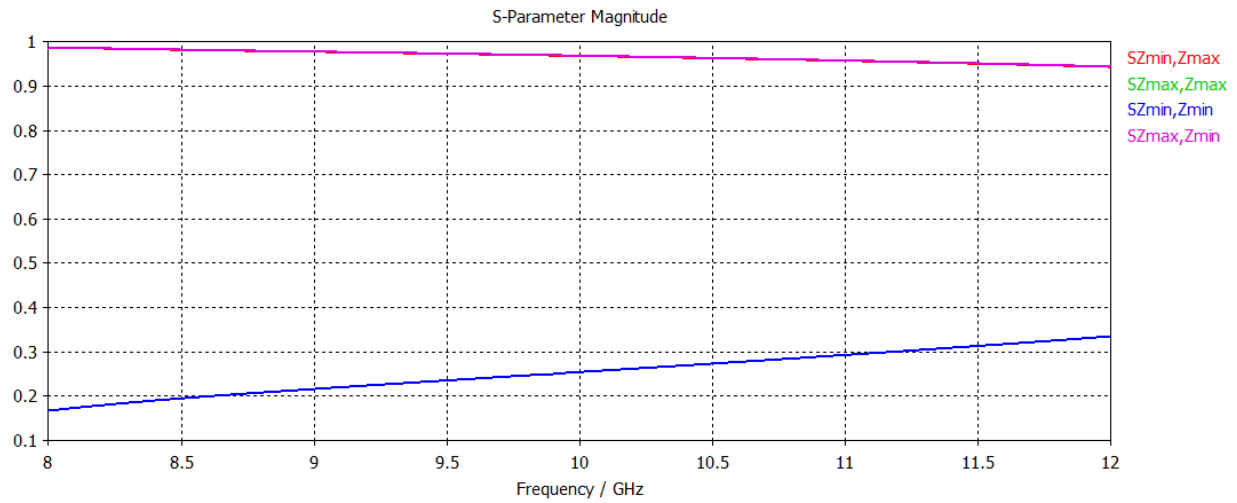


Fig.3.5.1.4 Gráfica del coeficiente de reflexión capacitivo (estado abierto).

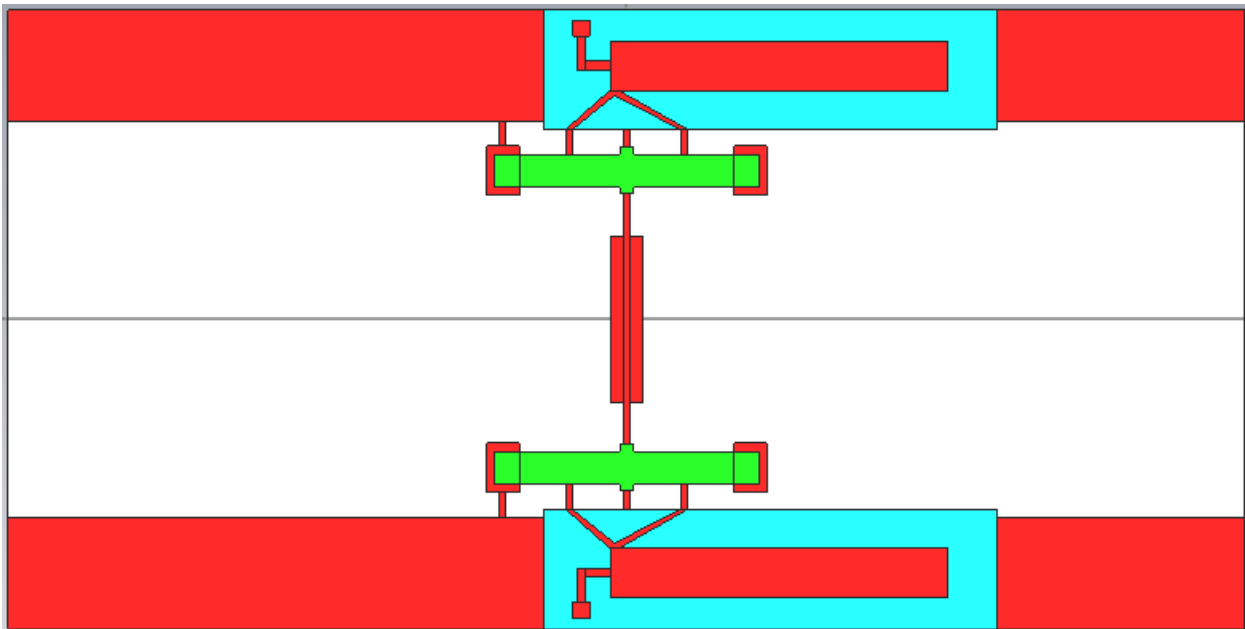


Fig.3.5.1.5 Diseño final de los conmutadores dentro de las rejillas (estado cerrado).

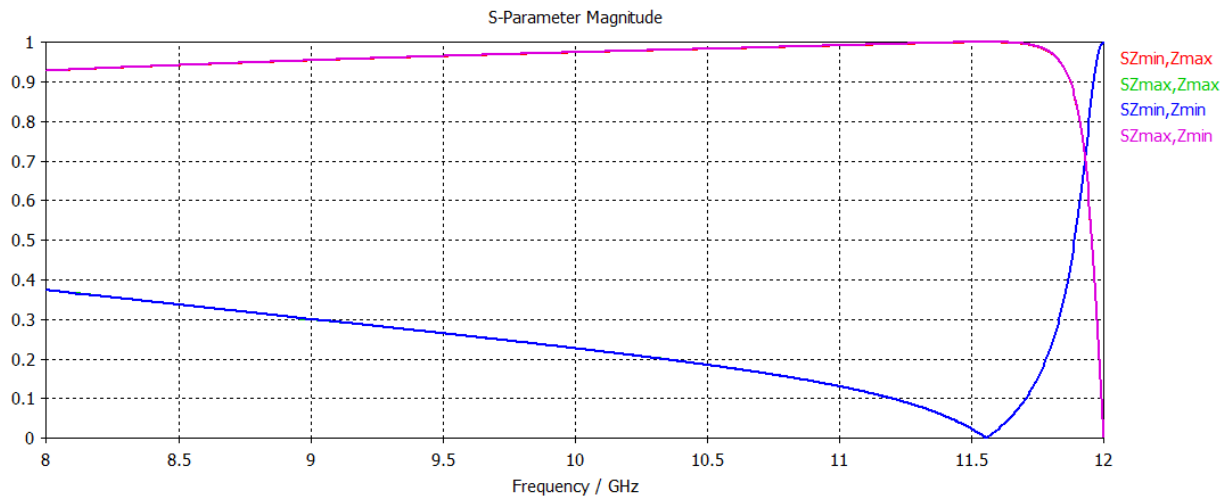


Fig.3.5.1.6 Gráfica del coeficiente de reflexión inductivo (estado cerrado).

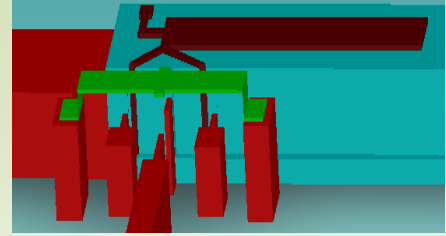
Las figuras 3.5.1.3 y 3.5.1.5 corresponden a las mismas rejillas, lo que difiere es que uno el conmutador está en estado abierto, es decir no está en contacto con los soportes y el otro si, en cuanto a las gráficas se puede observar cada una de ellas tiene el comportamiento esperado y los valores requeridos, pues una tiene un comportamiento capacitivo con un valor de 0.255 y la otra tiene un comportamiento inductivo con una valor 0.253, estos valores se encuentran dentro del rango para lo que fueron calculados.

3.6 Conclusiones

1. Se obtuvieron los parámetros necesarios para realizar el diseño del conmutador MEMS, con la finalidad de sustituir los diodos PIN por conmutadores MEMS, ya que estos últimos ofrecen grandes ventajas y tienen un excelente desempeño.
2. Se desarrollaron los circuitos eléctricos equivalentes para un par de rejillas para una frecuencia de 30 [GHz] también se hizo para 3 reactancias.
3. Para una frecuencia de 30[GHz] se requiere una capacitancia muy pequeña del orden de 6 [fF], lo cual no es factible trabajar a esta frecuencia.
4. Se realizó otro análisis similar pero ahora a una frecuencia de 10 [GHz] en donde se encontraron valores muy similares a los de los 30 [GHz], sin embargo en cuanto a dimensiones los valores fueron 3 veces más grandes, por lo que se pudo diseñar un conmutador que cumpliera con una capacitancia a 18[fF], ya con una capacitancia más grande se puede diseñar un conmutador que cumpla con esas características.
5. Para el análisis de 3 rejillas se obtuvieron valores en coeficientes de reflexión muy pequeños, estos fueron menores a 0.2, pero para eso se tuvo que caracterizar y optimizar el de una rejilla que alcanzó valores de coeficiente de reflexión de 0.256.
6. Se realizó el cambio del diodo PIN por el interruptor MEMS dentro de las rejillas y se obtuvieron las curvas de los coeficientes de reflexión optimizadas, con resultados satisfactorios.
7. Para obtener los resultados esperados se tuvieron que colocar 2 conmutadores dentro de una rejilla para obtener los coeficientes de reflexión capacitivo e inductivo deseado.

3.7 Referencias

- [1] Paul F. Goldsmith, "Quasi-Optical Techniques". Proceedings of the IEEE, VOL. 80, NO. 11, NOVEMBER 1992.
- [2] Tomasi, W. 2003. "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas". Prentice Hall. México.
- [3] Martinez, Andrea. 2009. "Tecnología de Fabricación de Conmutadores MEMS aplicada en Arreglos de Fase". UNAM. México.
- [4] Brookner, E. "Major Advances in Phased Arrays"; Part I. Microwave Journal. May 1997. Vol. 40. No. 5. Horizon House.
- [5] Rebeiz, Gabriel M. 2003. RF MEMS. "Theory Design and technology". Wiley. Estados Unidos.
- [8] Rebeiz, Gabriel M.; Tan, guan-Leng; Hayden, Joseph S. "RF MEMS Phase Shifters: Design and Applications". IEEE. Microwave magazine, June 2002.



4. Proceso y simulación del conmutador MEMS

En este capítulo se presenta el proceso y simulación del conmutador MEMS propuesto para sustituir al diodo PIN en una antena RADANT, con el fin de optimizar su fabricación al poder integrar en un mismo proceso la realización tanto de la rejilla de la antena como la del conmutador.

Se mostrarán las especificaciones de diseño, el proceso de fabricación y sus características electromecánicas obtenidas mediante simulaciones realizadas en CoventorWare 2010.

Contenido

Definición de elementos	4.1
Simulación del proceso	4.2
Análisis Electromecánico	4.3
Voltaje de actuación	4.3.1
Tiempo de conmutación	4.3.2
Conclusiones	4.4
Referencias	4.5

4.1 Definición de elementos para el conmutador y las rejillas

En el capítulo 3 se habló de un diseño propuesto para el conmutador MEMS, se tocó el tema de dimensiones y capacitancias, en este capítulo se hará un análisis a profundidad del conmutador propuesto.

Se realiza la tabla 4.1 con las especificaciones del diseño, en donde se muestran las cantidades de los elementos y las dimensiones de ellos.

Tabla 4.1 Elementos del conmutador MEMS y rejillas.

Cantidad	Elemento	Material	Ancho [um] y	Largo [um] X	Alto [um] Z
1	Sustrato	Cuarzo	7500	15000	127
4	Anclas	Cobre	600	400	17
2	Rejillas	Cobre	1350	15000	15
2	Inductor-rej	Cobre	360	80	15
1	Ind-especial	Cobre	3120	80	15
1	Ind-especial2	Cobre	2000	400	15
2	Alim_puente	Cobre	300	80	15
4	Electrodos	Cobre	400	400	12
4	Alim_electrodos	Cobre	299	80	12
2	Puente	Aluminio	400	3200	0.7
2	Saliente-puente	Aluminio	160	80	0.7
2	Cubierta BCB	BCB	1450	5500	22
2	Stub	Cobre	600	4100	1
2	Puntas de electrodos	Cobre	200	200	1
2	pista-1	Cobre	100	300	1
2	pista-2	Cobre	400	100	1
2	pistas	Cobre	fig indefinida		1

A continuación se muestran las imágenes del diseño propuesto del conmutador dentro de las rejillas, en la figura 4.1.1 se observa las características principales del diseño y todo lo que será de cobre, en la figura 4.1.2 está la parte interna de las rejillas así como el dimensionamiento del mismo.

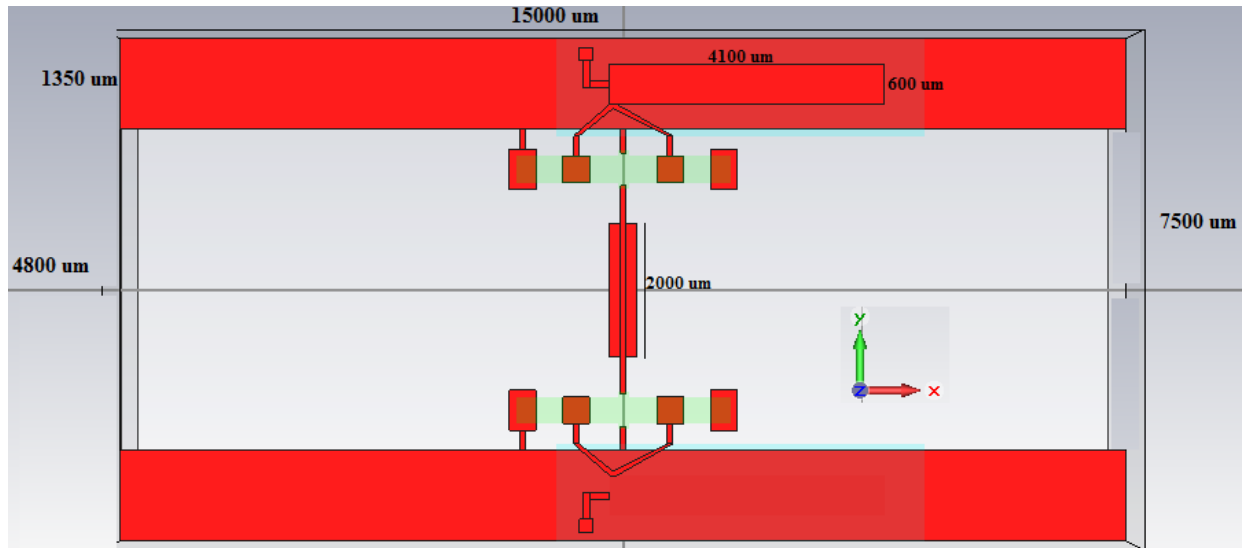


Fig 4.1.1 - Rejilla principal sin puente (vista superior).

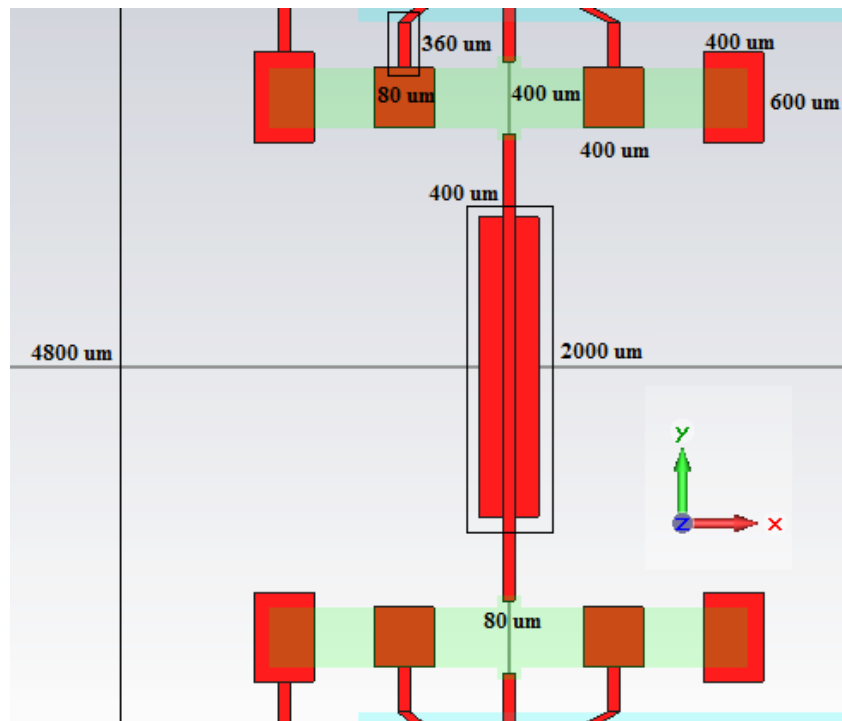


Fig 4.1.2 - Elementos internos de la rejilla (vista superior).

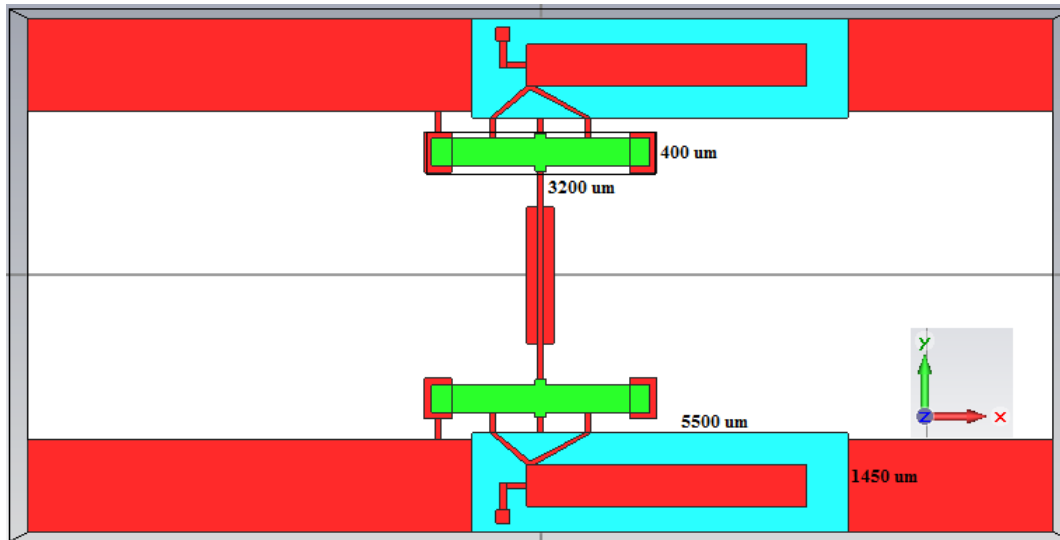


Fig 4.1.3. Rejilla principal con puente (vista superior).

4.2 Simulación del proceso de fabricación

Como primera aproximación se puede esquematizar los pasos necesarios para fabricar las rejillas con el conmutador MEMS, esto sería a través de un software Coventorware 2010 [1], en donde se puede observar a detalle cada uno de los pasos a desarrollar.

Como primer paso se indica el proceso que se va a utilizar en la fabricación, en donde se pueden definir materiales en caso que no se encuentre en la base de datos, con la finalidad que las propiedades físicas de los materiales sean semejantes a los que se usan en el laboratorio, el proceso se muestra en la figura 4.2.1.

Process Editor - [C:/Coventor/Design_Files/proceso_fabricacion/Devices/proceso_fab_proc]

File Edit View Tools Windows Help

Number	Step Name	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Depth	Mask Offset	Sidewall Angle	Comments
0	Substrate	Substrate	QUARTZ	127	SubstrateMask					
1	Stack Material	Layer1	COPPER	19						
2	Straight Cut				anclas	+	2	0	0	
3	Straight Cut				rejillas	+	5	0	0	
4	Straight Cut				electrodos	+	19	0	0	
5	Conformal Shell	Layer1	BCB	5						
6	Straight Cut				BCB	+		0	0	
7	Sputtering	pistas	COPPER	1						The substrate is placed
8	Generic Wet Etch				stub	+		0	0	This step represents a
9	Planar Fill	sacrificio	PSG	1.5						
10	Generic Wet Etch				part_puente	-		0	0	This step represents a
11	Conformal Shell	puente	ALUMINUM(FILM)	0.7						
12	Straight Cut				puente	+		0	0	
13	Delete		PSG							

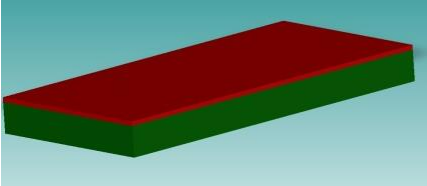

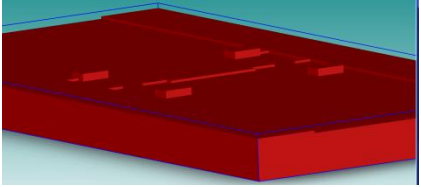
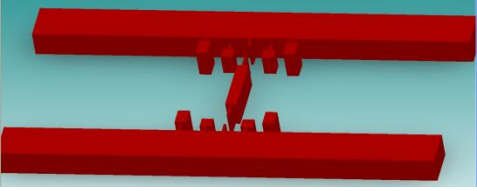
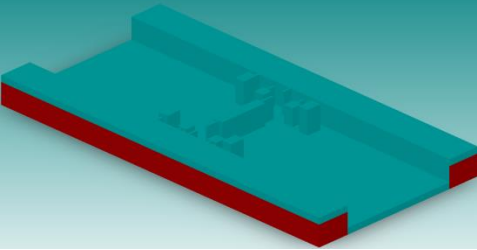
Process Library

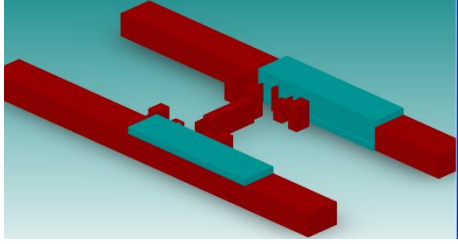
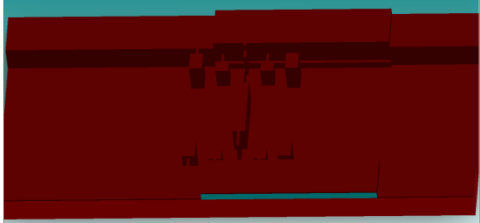
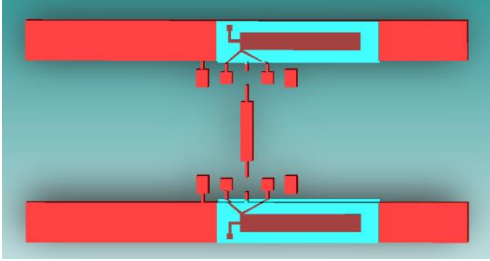
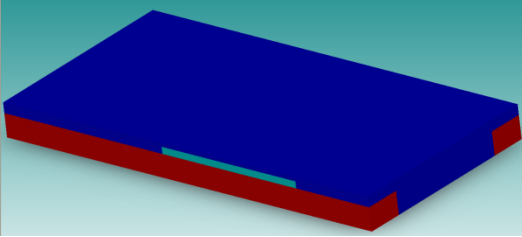
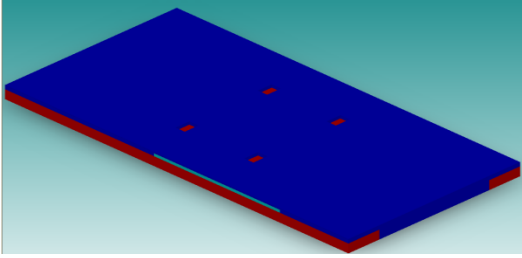
- Modeling Actions
- User-Defined Steps
 - Anisotropic Wet Etch - Backside
 - Anisotropic Wet Etch - Frontside
 - Generic Wet Etch
 - Generic Dry Etch
 - Deep Reactive Ion Etch (DRIE)
 - Release Dry Etch
 - Release Wet Etch
 - Stripping
 - Thermal Oxidation
 - Generic PECVD
 - Sputtering
 - Evaporation
 - LPCVD
 - Spin Casting

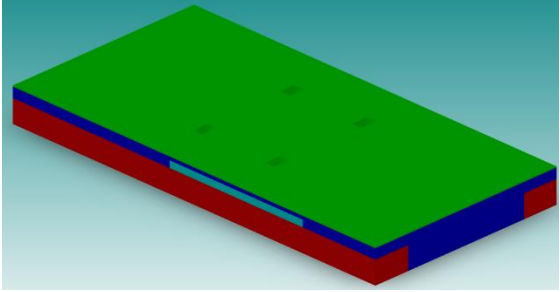
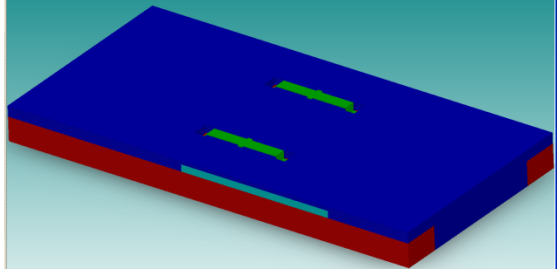
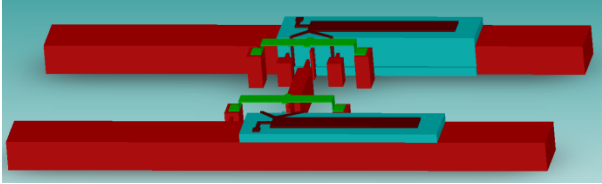
4.2.1 Proceso de fabricación del conmutador MEMS (software Coventor 2010).

En la siguiente tabla se describen de manera general los pasos a seguir en el proceso de fabricación.

Tabla 4.2.1 Descripción paso del proceso de fabricación en Conventorware.

Proceso	Proceso simulado (vista 3D)
<p>1. Elección del sustrato base y limpieza (Rogers 5880, con una capa de cobre de 17 [μm]).</p>	
<p>2. Primer ataque del cobre de 2 [μm], para la definición del anclaje, que es donde estará montado el puente (máscara 1).</p>	
<p>3. Segundo ataque de 3 [μm] al cobre para definir las rejillas y los inductores (máscara 2) cubriendo ya las anclas definidas.</p>	
<p>4. Tercer ataque de 12 [μm] para realizar los electrodos y la alimentación de ellos (máscara 3), cubriendo todo lo anterior, para mantener el modelo completo.</p>	
<p>5. Depósito de BCB de 6 [μm] para realizar las pistas y poder alimentar los electrodos.</p>	

<p>6. Ataque hacia el BCB para definir las islas en donde se encontraran las pistas de alimentación (máscara 4).</p>	
<p>7. Después de poner el BCB se deposita una capa muy delgada 1 [μm] de cobre, que serán las pistas en las que alimentaran a los electrodos.</p>	
<p>8. Posteriormente se realiza un ataque al cobre de 1 [μm] para la definición de las pistas (máscara 5).</p>	
<p>9. Depósito de una capa de sacrificio para darle forma al puente, con una altura de 24.5 [μm].</p>	
<p>10. Ataque a la capa de sacrificio de 5.5 [μm], esto se hará para definir las anclas en el puente (máscara 6).</p>	

<p>11. Depósito de aluminio para realizar el puente $0.7\ \mu\text{m}$.</p>	
<p>12. Ataque de aluminio para la definición del puente (máscara 7).</p>	
<p>13. Eliminar la capa de sacrificio para tener el puente listo.</p>	

4.3 Análisis Electromecánico del conmutador MEMS

Es importante conocer las características electromecánicas del conmutador MEMS con la finalidad de poder comparar un desplazador basado en diodos PIN.

El software Coventorware es un simulador que nos permite conocer el voltaje necesario para tener la suficiente fuerza electrostática que logre la contracción de los puentes, es decir, su voltaje de actuación.

Partiendo del modelo 3D de nuestro dispositivo se definen las áreas y volúmenes en la simulación. El simulador CoventorWare analiza todas las regiones seleccionadas por medio de un mallado de superficie o “mesh” de cada región, aplicando el método de los elementos finitos [FEM]. El cual es un método numérico para la aproximación de soluciones para ecuaciones diferenciales en derivadas parciales. El método consiste en dividir el modelo en una serie de subdominios, los cuales no se intersecan entre sí, logrando con esto discretizar el conmutador.

Dentro de cada elemento finito se distinguen una serie de puntos representativos llamados nodos, en la figura 4.3.1 se muestra el modelo del interruptor en 3D con el mesh propuesto.

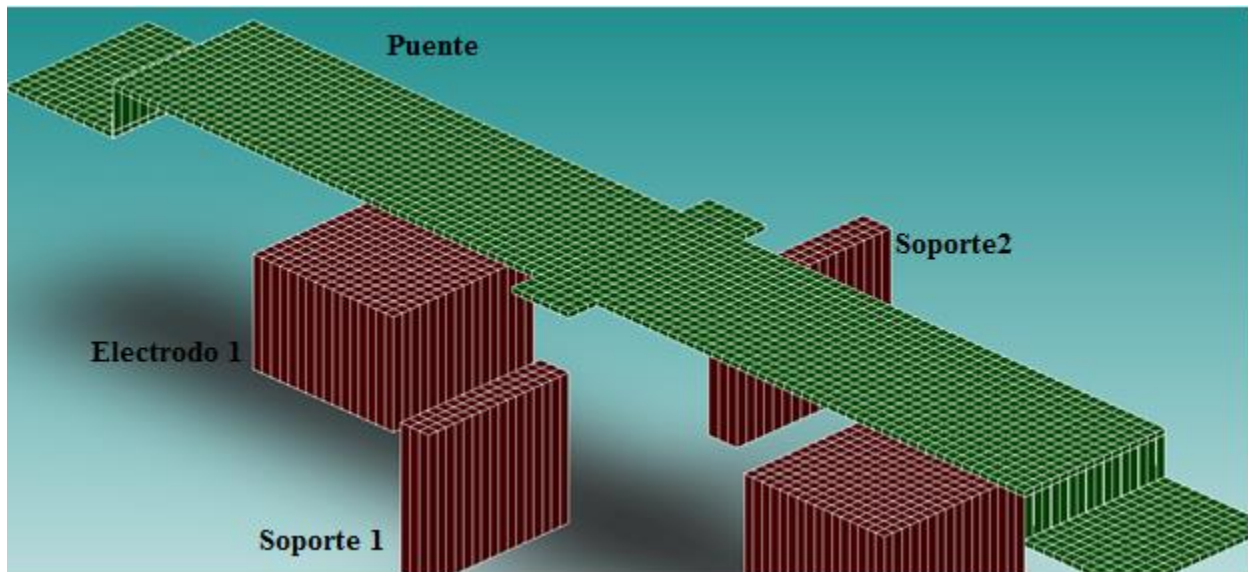


Fig 4.3.1. Modelo del conmutador con el mallado tipo Manhattan bricks (vista 3D).

Una vez que se tiene el mallado completo, el siguiente paso es realizar las simulaciones mecánicas, eléctricas y combinadas (CoSolve) con el apoyo del módulo “Analyzer”, Coventorware 2010 es un software capaz de realizar una combinación en donde se obtiene el desplazamiento en “Z” del conmutador, así como el voltaje requerido para hacerlo.

Coventorware simula una fuerza electrostática provocada por la aplicación de voltaje de corriente directa entre los electrodos 1 y 2 de alimentación y la membrana (puente) del conmutador MEMS; en este caso se comporta como un capacitor de placas paralelas, por lo que se forman 4 capacitores (soporte 1 y 2 con el puente y electrodos 1 y 2 con el puente), estos valores de capacitores se observan en la tabla 4.3.1, donde se muestra el valor de la capacitancia entre el soporte1 y el puente de $C_m=15$ fF, que es el valor esperado que previamente se había calculado.

Tabla4.3.1. Capacitancias obtenidas entre los elementos del conmutador.

Capacitance Matrix (pF)					
	electrodo1	soporte1	electrodo2	soporte2	puente
electrodo1	1.481957E-01	-5.696411E-04	-3.43182E-04	-5.240824E-04	-1.467588E-01
soporte1	-5.696411E-04	1.710454E-02	-5.696939E-04	-3.922172E-04	-1.5573E-02
electrodo2	-3.43182E-04	-5.696939E-04	1.481957E-01	-5.241308E-04	-1.467587E-01
soporte2	-5.240824E-04	-3.922172E-04	-5.241308E-04	1.648384E-02	-1.504341E-02
puente	-1.467588E-01	-1.5573E-02	-1.467587E-01	-1.504341E-02	3.241338E-01

La tabla 4.3.2, se muestra el desplazamiento obtenido al momento de aplicar un voltaje en los electrodos, para realizar la simulación se define una trayectoria en donde se especifica el voltaje inicial y el voltaje final, en este caso se inició con $V_i=9$ [V] y $V_f=12$ [V], Coventorware se encarga de hacer iteraciones entre los voltajes con la finalidad de encontrar el voltaje en el que el puente colapsa y toca los soportes, para esto se observa que el puente baja los $7.5\ \mu\text{m}$, que es lo requerido para que el conmutador pase de estado abierto a cerrado.

Tabla 4.3.2. Relación del desplazamiento del puente en dirección "z".

Displacement									
	t1	Max	MaxX	MaxY	MaxZ	Min	MinX	MinY	MinZ
step_1	9	4.617858E00	8.612553E-03	7.862928E-04	7.431944E-04	0	-8.612511E-03	-7.861435E-04	-4.617858E00
step_2	1.05E01	5.59792E00	1.212086E-02	1.078446E-03	1.088791E-03	0	-1.212074E-02	-1.077972E-03	-5.597919E00
step_3	12	7.642551E00	2.115061E-02	1.892308E-03	1.985543E-03	0	-2.114993E-02	-1.890677E-03	-7.642547E00

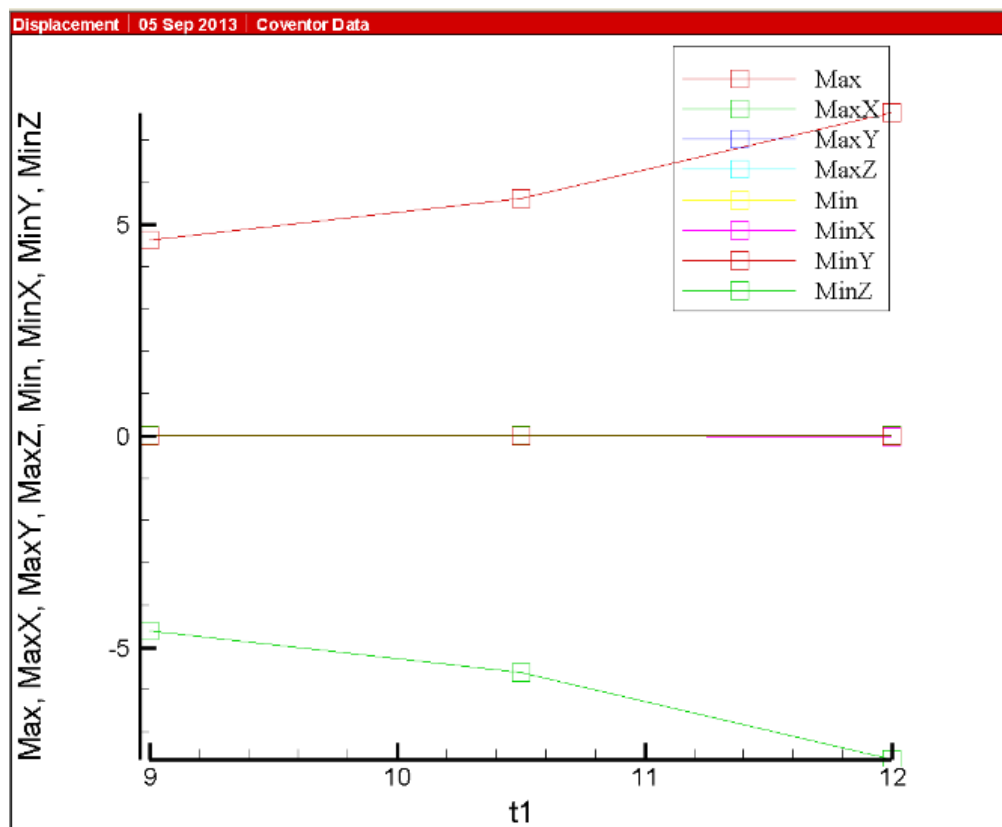


Fig4.3.2. Graficas de desplazamiento del conmutador MEMS para una trayectoria "t".

4.3.1 Voltaje de Actuación

Cuando el puente y la deformación aumentan alcanza un punto crítico en donde la fuerza de restauración de la membrana se ve superada, causando su colapso hacia el área de actuación, que en este caso es contacto con los soportes. La diferencia de potencial al momento del

colapso se conoce como voltaje de actuación y marca el nivel mínimo necesario de voltaje para que el conmutador pase de estado abierto a cerrado.

Es deseado que el voltaje de actuación sea bajo; voltajes altos implican fuentes de mayor potencia, corrientes más grandes y pérdidas mayores. Como se observa en la tabla 4.3.2 a un voltaje=10.5 [V] se tiene un desplazamiento de 5.59 [μm], en cambio para un voltaje de 12[V] ya el desplazamiento es de 7.64[μm], por lo que se tiene un voltaje de contacto de 11.60[V].

Para encontrar el voltaje de actuación es necesario encontrar la fuerza electrostática entre la membrana y el área de actuación. Una forma para aproximar esta fuerza es modelar las superficies involucradas como un capacitor de placas paralelas.

En los conmutadores MEMS con actuación electrostática, el mecanismo de actuación es una fuerza electroestática entre los electrodos superiores e inferior dada por:

$$F = \frac{QE}{2} = \frac{CVE}{2} = \frac{CV^2}{2\left(g + \frac{t_d}{\epsilon_r}\right)} = \frac{\epsilon AV^2}{2\left(g + \frac{t_d}{\epsilon_r}\right)^2} \quad [\text{N}] \quad (4.1)$$

Dónde:

V: voltaje

g: distancia entre electrodos y puente.

C: capacitancia que se forma entre los electrodos y el puentes

A: es el área del electrodo.

Td: es el grosor de la capa dieléctrica que se suele poner en el electrodo, sin embargo en este caso no se considerará.

ϵ_r : constante dieléctrica.

Por otro lado, igualando la fuerza electrostática con la fuerza mecánica de restauración de la membrana ($F=kx$), tenemos:

$$F = \frac{\epsilon_o AV^2}{2\left(g + \frac{t_d}{\epsilon_r}\right)^2} = k(g - g_0) \quad (4.2)$$

Donde:

g₀= es la distancia que hay entre placas.

Ahora despejando el voltaje se tiene:

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 A} \left(g + \frac{t_d}{\epsilon_r} \right)^2 (g_0 - g)} \quad [V]$$

(4.3)

Sin embargo en este caso no se tiene un dieléctrico en el electrodo por lo que $t_d=0$ la ecuación (4.3) se reduce a la ecuación (4.4), que es el voltaje de actuación V_p .

$$V_p = \sqrt{\frac{8kg_o^3}{27\epsilon_o A}} \quad [V]$$

(4.4)

Con apoyo de matlab se realizan los cálculos teóricos para el voltaje de actuación en donde se tienen las siguientes consideraciones:

```
% CALCULOS DE VOLTAJE PULL-IN con K = spring constant

%Datos:
t= .7*10e-6; % espesor del puente
L= 3200e-6; % largo del puente
g0=7.5e-6; %distacia entre electrodo
e=8.8542e-12; %permitividad en el espacio libre[F/m]
w=400e-6; %ancho del electrodo
W=400e-6; %ancho del switch
Ea= 77e9;%modulo de Young [N/m2]Alum
E=110e9;%modulo de Young [N/m2] Cobre
v= .33; %Poisson's ratio
s= 0; % tensile stress
%Para el Aluminio
kp=((32*Ea*w*t^3)/L^3)+ ((8*s*(1-v)*t*w)/L) % spring constant
A= w*W; % Area gral de las placas
Vpalum=sqrt( (8*kp*g0^3)/(27*W*w*e) ) % voltaje de actuacion
C=(e*A)/g0 % capacitor entre placas
```

Valores teóricos obtenidos:

$kp = 10.3168$

$V_{palum} = 30.1712[V]$

$C = 1.8889e-013 [F]$

En las figuras 4.3.1-3 se muestran el comportamiento del puente a los 9 [v] y a los 12[V], en donde se observa como baja el puente y hace contacto con los soportes, para los valores del desplazamiento máximo se tiene de referencia la distancia de los electrodos que es 7.64 [μm], pues ahí es donde se aplica el voltaje, sin embargo en área de contacto es el soporte, los valores de aquí son simulados.

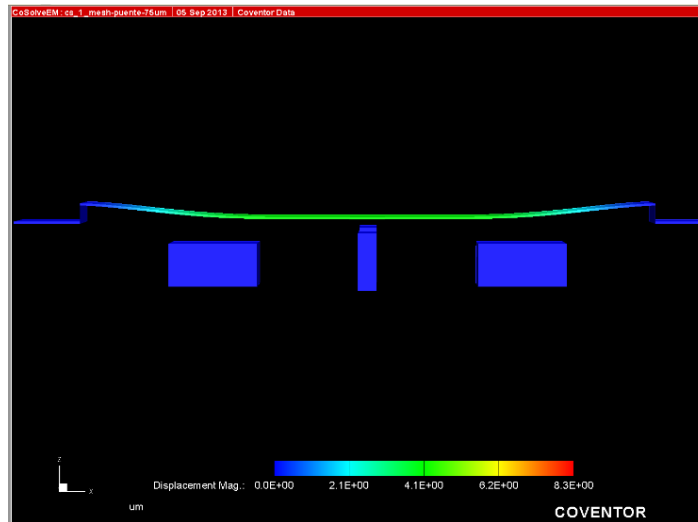


Figura 4.3.1.1 Simulación del conmutador en estado abierto (vista frontal)

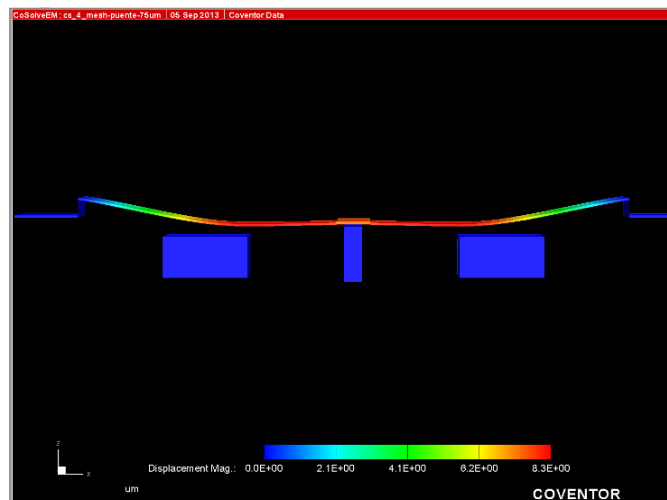


Figura 4.3.1.2 Simulación del conmutador en estado cerrado (vista frontal)

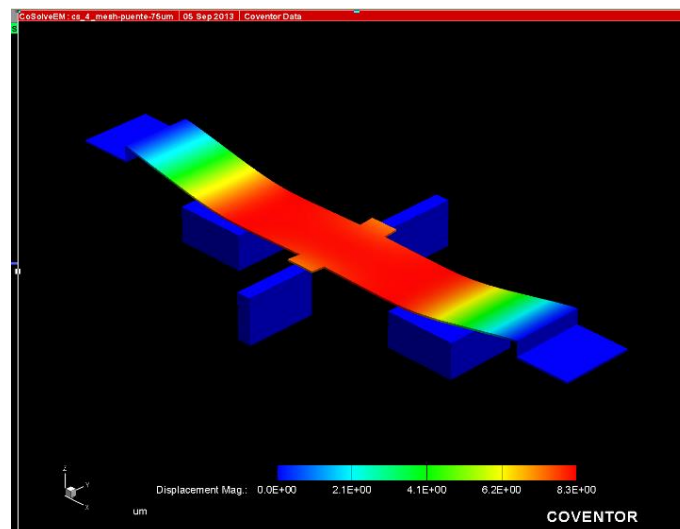


Figura 4.3.1.3 Simulación del conmutador en estado cerrado (vista 3D)

Realizando un resumen de los datos previamente mencionados se tiene la siguiente tabla 4.3.1.1 en donde se observa el comportamiento para la trayectoria de voltajes, y se tiene que para $t=12[V]$ no hay convergencia, esto es debido a que el puente ya toca a los soportes sin embargo no toca a los electrodos que es donde se está alimentando, por ende el software lo considera como divergente, también se muestra la distancia en “z” que el puente llegó a bajar.

Tabla 4.3.1.1. Resumen de los datos obtenidos con el simulador CoSolver.

	t1	Iterations	Status	Contact	Displacement	Displacement_Change
step_1	9	9	converged	no	4.617858E00	7.824905E-04
step_2	1.05E01	10	converged	no	5.59792E00	6.723414E-04
step_3	12	12	not converged	yes	7.642551E00	4.964179E-02

4.3.2 Tiempo de conmutación

El tiempo de conmutación depende del voltaje aplicado para crear la fuerza electrostática que se necesita para llevar el conmutador de estado abierto a estado cerrado, así, mientras el voltaje de actuación sea mayor, el tiempo de conmutación será menor, por lo que el tiempo de conmutación se aproxima mediante la ecuación 4.5 [10]

$$t_c = \sqrt{\frac{27}{2}} \frac{V_{actuación}}{\omega_0 * V_{liberación}} \quad [s] \quad (4.5)$$

Donde:

ω_0 = es la frecuencia de resonancia del puente.

También se considera:

$$\omega_0 = \sqrt{k/m} \quad [Hz] \quad (4.6)$$

Donde:

m= es la masa del puente.

k= es la constante de rigidez del puente

4.4 Conclusiones

1. Se obtuvo la simulación completa del proceso de fabricación para construir el modelo propuesto con apoyo del software Coventor2010.
2. Se obtuvieron diferentes valores para el voltaje de actuación del conmutador MEMS, para cálculos teóricos con respecto a los simulados, para el voltaje de actuación teórico V_p se obtuvo de 30.1712 [V], sin embargo para el caso simulado se tuvo un valor $V_p < 12$ [V], esto es debido a que en la fórmula no se toma en cuenta la geometría del conmutador, es decir, se considera como si el puente estuviera empotrado directamente de los 2 lados, en cambio en coventorware se le coloca un mesh en donde considera cada parte de la geometría para aplicar el voltaje.
3. Se tiene un voltaje de actuación muy bajo menor a 30 [V], esto pensando en la implementación del dispositivo.
4. Como resultado teórico se tiene una capacitancia entre el electrodo de actuación y el puente de 1.8889e-013 [F], y como resultado simulado se tiene 1.46758e-013[F], para este caso el que nos importa es la capacitancia que se forma entre el puente y el soporte en estado abierto obtenemos un valor de 15.57e-15 [fF], ya que todo el diseño se basó en la capacitancia requerida para lograr que el conmutador trabaje en la rejilla a 10 [GHz], por lo que se concluye que el resultado obtenido es satisfactorio.
5. Se hicieron pruebas electromecánicas con apoyo del software coventorware 2010 del interruptor MEMS en estado abierto y cerrado, con resultados satisfactorios, donde se obtuvieron voltaje de actuación esperado, capacitancias y desplazamientos.

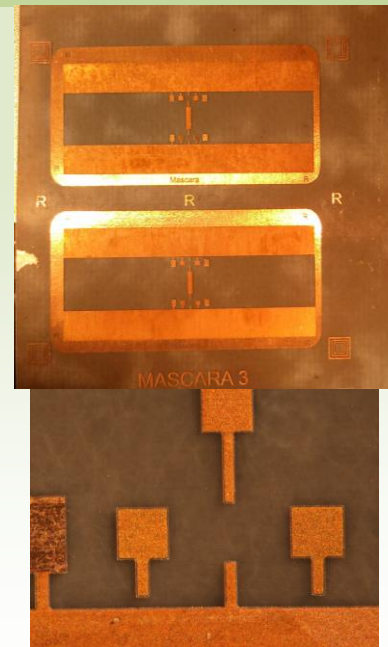
4.5 Referencias

- [1] CoventorWare DESIGNER "Reference MEMS and Microsystems Physical Design". Version 2008.
- [2] CoventorWare ANALYZER "Reference MEMS and Microsystems Design". Version 2008.
- [3] G. N. Nielson, G. Barbastathis. "Dynamic Pull-IN of Parallel-Plate and Torsional Electrostatic MEMS Actuators". *Journal of Microelectromechanical System*, Vol 15, No. 4, August 2006.
- [4] G. M. Rebeiz, J. B. Muldavin, "MEMS switches and switch circuits", *IEEE Microwave Magazine*, December 2001, pp. 59-71.
- [5] A. V. Chenakin, A. E. Martynyuk, V.I. Skachko. "A New Hybrid Technology For Millimeter-Wave Integrated Circuits". *IEEE MTT-S Digest*, Denver, CO, Jun 1997, pp. 921-924.
- [6] A. E. Martynyuk, A. G. Martínez-López, J. I. Martínez López, "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No.12, December 2006.
- [7] F. de Dieuleveult, "Electrónica aplicada a las Altas Frecuencias", Ed PARANINFO Thomson Learning, Madrid 2000.
- [8] Beam Lead PIN diodes for Phased Arrays and Switches datasheet (www.hp.woodshot.com/hprfhhelp/products/diodes/wwwpin.htm).
- [9] CYCLOTENE Advanced Electronics Resins datasheet (<http://www.dow.com/cyclotene/prod/photo.htm>).
- [10] Saha, S.C.; Singh, T.; Sasther, T., "Design and simulation of RF MEMS cantilever and bridge switches for high switching speed and low voltage operation and their comparison", *Signals, Circuits and Systems*, 2005. ISSCS 2005. International Symposium on , vol.1, pp. 131- 134, Vol. 1, 14-15 July 2005

5. Trabajo experimental (Fabricación del conmutador MEMS).

En este capítulo se describirá de manera general el proceso que se inició para realizar la fabricación del conmutador MEMS, y se reporta hasta el cuarto proceso de siete de ellos, y el estatus en que se encuentran las rejillas y el conmutador.

El proceso utilizado es uno que ya se tiene definido por el equipo de RF MEMS de la Facultad de Ingeniería (UNAMems), puesto que ellos ya han desarrollado varios conmutadores MEMS y se tiene la experiencia para ello, sin embargo en este capítulo se reporta como trabajo a futuro del cual se puede tomar en cuenta el mismo proceso para acoplarlo a otros tipo de diseños de conmutadores MEMS.



Contenido

Proceso de fabricación	5.1
Materiales y equipo	5.2.1
Desarrollo del proceso	5.2.2
Marcas de alineación	5.2.3
Conclusiones	5.3
Referencias	5.4

5.1 Proceso de fabricación experimental.

Existen hoy en día diversos procesos de fabricación de conmutadores MEMS con diferentes características, costos y niveles de complejidad. La tecnología actual de fabricación utilizada por el grupo de RF y microondas en el Centro UNAMems se basa en deposición de materiales y ataques fotolitográficos para la creación de las estructuras.

Debido a que hoy en día el grupo de RF y microondas de la facultad de Ingeniería de la UNAM (UNAMems) con apoyo del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) han estado trabajando con una tecnología de fabricación MEMS ya definido y controlado, se procederá a utilizar el mismo, con la finalidad de construir nuestro conmutador MEMS y lograr nuestro objetivo.

Para la fabricación del conmutador MEMS se estará utilizando procesos convencionales de litografía [2], el cuál es la transferencia de un patrón, en este caso será nuestra máscara, a un material fotosensible que experimenta un cambio en sus propiedades físicas cuando se expone a una fuente de radiación como la luz, si la exposición se realiza de manera selectiva, el patrón de las radiaciones sobre el material se transfiere al material expuesto.

Las máscaras nos servirán para cubrir las películas de materiales fotosensibles que poseen la propiedad de cambiar su resistencia química al ser expuestas a la luz. El material fotosensible usado típicamente son las fotorresinas (photoresist) aunque también se pueden utilizar otros polímeros fotosensibles.

5.2.1 Materiales y equipo utilizado

Primero que nada se definieron los materiales a utilizar, ya que cada uno de ellos son importantes en el proceso de fabricación, por lo que se tiene que tener mucho cuidado con el manejo de los mismos, puesto que alguno de ellos son peligrosos y podrían causar algún daño a la salud, o en su defecto podrían no funcionar durante el proceso de fabricación.

En la siguiente tabla 5.2.1 se muestra los materiales con los que se estarán trabajando, al final de la tesis se muestra un anexo con las especificaciones de algunos materiales, así como el cuidado de ellas.

Tabla 5.2.1 Materiales para fabricación.

Material	Material (Serie)
Sustrato-Rogers RT	5880
Fotorresina	AZ-9245
Revelador	AZ-400K
Ácido Clorhídrico	
Peróxido de hidrógeno	

Agua bi-destilada	
Acetona	Grado Analítico
Benzenociclobuteno	4024
Adhesión de Benzenociclobuteno[3]	
Cobre	
Aluminio	

En la siguiente tabla 5.2.2 se muestran los equipos a manejar, para poder utilizarlos tiene que ser bajo la supervisión de un experto, puesto cada uno de ellos se deben de considerar ciertas especificaciones, así como ciertos parámetros para cumplir con los objetivos.

Tabla 5.2.2 Equipo

Equipo e Infraestructura
Cuarto limpio
Spinner (CONVAC 1001)
Alineadora y Lámpara UV (ORIEL)
Equipo - Sputtering
Agitadores
Calentadores
Microscopio con cámara

5.2.2 Desarrollo del proceso

Analizando el procedimiento que se llevará a cabo para realizar el conmutador MEMS dentro de las rejillas, se concluye que se tendrá que hacer 7 procesos fotolitográficos, 1 depósito de película (sputtering) de cobre y 1 depósito de película de aluminio, así como 1 depósito de capa de sacrificio que posteriormente se eliminará.

Las instalaciones de fotolitografía están ubicadas en una zona independiente, estas se encuentran dentro del centro CCADET. El cuarto de laboratorio está iluminado con luz amarilla que no afecta a la fotorresina usada. En ese espacio se encuentran, además del alineador, una centrifugadora o spinner para depositar la fotorresina, dos calentadores para hornear con control de temperatura, máscaras y reveladores específicos, así como el servicio de nitrógeno comprimido.

El alineador usado es un equipo comercial de alta resolución (ORIEL) mostrado en la figura 5.2.2.1 destinado a la investigación. Este equipo dispone de un alineador de contacto con lámpara de mercurio, se puede acomodar máscaras con tamaños entre 50 y 100 mm.



Fig 5.2.2.1 Alineador

Para iniciar con el proceso de fabricación primero que nada se tiene que limpiar la oblea Rogers 5880, esto se hace con el agua bi-distilada, después se pasa al spinner para realizar el secado del mismo.

En esta ocasión vamos a utilizar 3 obleas, en cada una de ellas se definirán 2 rejillas, esto es en caso de que alguna de ellas se contaminara o no funcionara el proceso tendríamos un back up para poder continuar con el proceso.

Los pasos que utilizaremos para el proceso de fotolitografía son:

- ✓ Fabricación de la máscara
- ✓ Deposición de fotorresina
- ✓ Curado suave (Soft-bake)
- ✓ Alineación y exposición
- ✓ Revelado
- ✓ Ataque del sustrato para eliminar lo que no se necesita.

A continuación se describirá el primer proceso litográfico que se llevó a cabo para la definición de las anclas, los siguientes procesos solo se detallarán algunas características, ya que son pasos repetidos.

1. Fabricación de la máscara

Se procede a diseñar y realizar las máscaras con ayuda de un programa de dibujo, posteriormente se mandan con un proveedor para que imprima las máscaras con la resolución requerida, para así poder usarlas en el laboratorio.

Las máscaras que se van a utilizar son placas de acetato transparente en donde están impresas las formas requeridas para ser adheridas al material, las cuales contienen superficies cubiertas o descubiertas (obscuras o transparentes) dependiendo del diseño que se desee crear.

Para la primera máscara se encuentra la definición de las anclas, que es donde estará montado el puente. En la siguiente figura se muestra la primera máscara que se utilizará, en este caso no es necesario realizar alguna alineación.

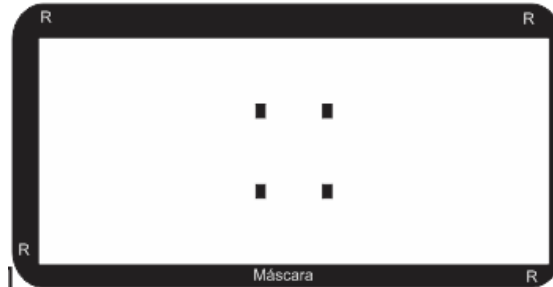


Fig. 5.2.2.2. Máscara 1, Definición de las anclas.

Al final de la tesis se presenta un anexo en donde se muestra cada una de las máscaras utilizadas en el laboratorio así como las máscaras simuladas en coventor 2010, para el desarrollo del conmutador MEMS.

2. Deposición de fotorresina

Una vez que la oblea se encuentra limpia y seca, se procederá a realizar un depósito de fotorresina 9245. La fotorresina utilizada es de tipo positivo del cual tiene un espesor en condiciones estándar de $6\ \mu\text{m}$, las características de la fotorresina pueden variar dependiendo de las condiciones del proceso, como el tiempo de exposición, de horneado, el tiempo de revelado, la velocidad de centrifugado, etc., en nuestro caso se utilizará el spinner a 2500 para obtener una capa uniforme de $6\ \mu\text{m}$.

3. Curado suave (Soft-bake)

Ya que se tenga una capa de fotorresina de $6\ \mu\text{m}$, se dejará en reposo por 5 min y se hará un horneado de 5 min a $110\ ^\circ\text{C}$, se tiene que cuidar mucho los tiempos, debido a que cada uno de los pasos influyen en la fabricación, en algunos casos se puede endurecer muy rápido el fotorequis o en su defecto no se cose.

4. Alineación y exposición

Como es la primera máscara no es necesario realizar una alineación previa, sin embargo en la máscara se tienen que definir las marcas de alineación, puesto que en los siguientes procesos fotolitográficos serán necesarios.

Se realiza una exposición de 110[s] en la luz ultravioleta, con la finalidad de obtener el patrón definido en la máscara 1.

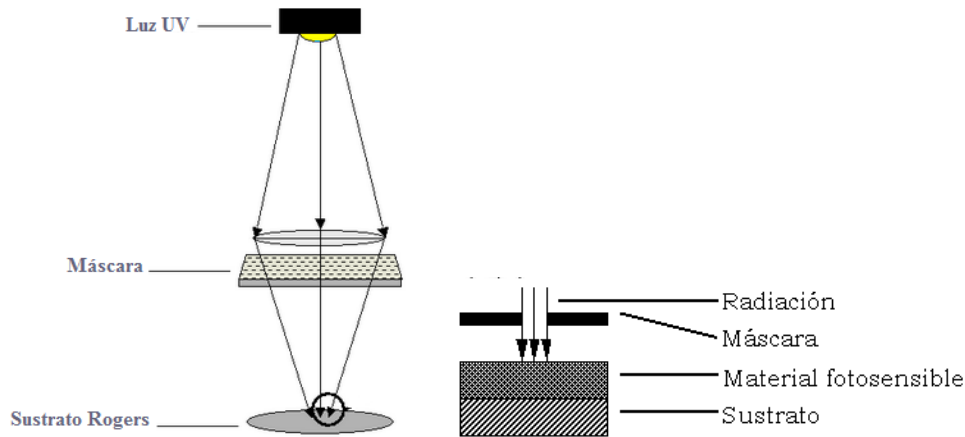


Fig. 5.2.2.3 Exposición de la luz con la máscara hacia el sustrato [2]

5. Revelado

Una vez concluido los pasos anteriores, la imagen plasmada (definición de las anclas- máscara 1) en la fotorresina se transfiere al sustrato Rogers, por lo que se procederá al proceso de revelado y finalizar con el ataque del cobre.

Para el proceso de revelado se va utilizar el revelador 400K, que es necesario para la fotorresina que se está trabajando, se deja sumergir la oblea por alrededor de 30 [s], posteriormente se pone en el spinner para secarlo, en ocasiones se puede observar de forma visual la marcas hechas por la máscara, en caso que no, se utiliza el microscopio para distinguir las formas.

6. Ataque del sustrato para eliminar lo que no se necesita.

Los ataques húmedos se basan en la inmersión de la oblea en una disolución química. Esta técnica de ataque, generalmente isotrópica, es usada frecuentemente en microtecnología debido a que es una técnica fiable, barata y altamente selectiva en muchos casos; además no suele causar daño en los sustratos. Sin embargo, esta técnica presenta algunos inconvenientes, ya que es necesario extremar la seguridad en el manejo de productos químicos y el ataque puede no ser uniforme en toda la superficie del sustrato.

Se realizó una disolución química compuesta por peróxido de hidrógeno, ácido clorhídrico y agua, posteriormente se sumerge la oblea dentro de la disolución por alrededor de 6 [s] ya que se requiere un ataque de 2 [μm], se enjuaga la oblea y se pone a secar.

El control del proceso se hace por inspección visual en un microscopio óptico con el que se consiguen magnificaciones de hasta 10x. También se dispone de una cámara de alta resolución de imagen en vivo acoplada al microscopio.

A continuación se muestran algunas de las imágenes obtenidas para el primer ataque con la primera máscara.

Tabla 5.2.2.1 Imágenes del primer proceso fotolitográfico.


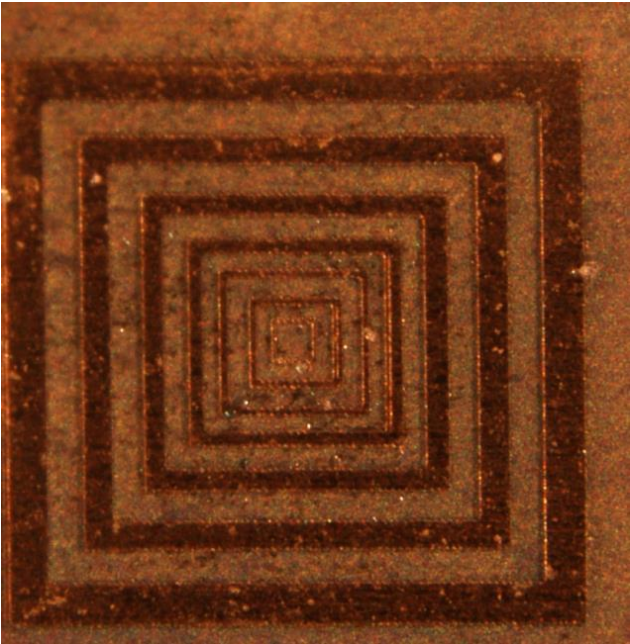
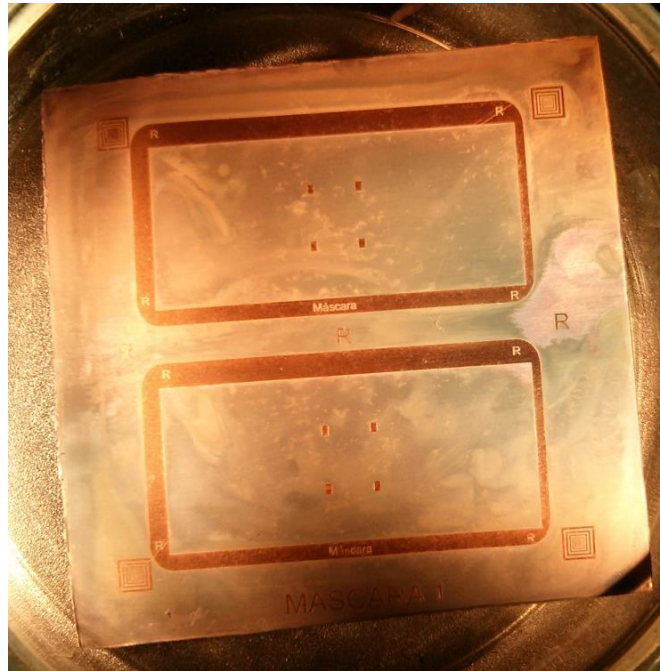
Primer proceso litográfico	
Descripción	Imagen Real
<p>Primer ataque del cobre de 2 [μm], se definen las anclas en donde estarán montados los puentes, aumento 0.75x.</p>	
<p>Definición de las primeras marcas de alineación 0.75X, estas se ocuparan para los siguientes procesos fotolitográficos.</p>	

Imagen completa en donde se observa que en una oblea se realizarán 2 rejillas al mismo tiempo. Se tienen las anclas bien definidas, las marcas de alineación en los 4 vértices.



Para este primer proceso se concluyó el primer ataque satisfactoriamente, puesto que se observa que están bien definidas las anclas y no se tiene ningún error en el proceso.

Un paso importante dentro de la fotolitografía es la alineación de máscaras, lo cual tiene el objetivo de hacer un diseño complejo en varios pasos litográficos. Para poder alinear dos máscaras de manera exacta es necesario hacer marcas de alineación, estas marcas funcionan como referencia para colocar las máscaras de los procesos consecutivos.

En nuestro caso se van a ocupar 7 máscaras, por lo que es necesario realizar marcas de alineación muy definidos para no tener errores en el proceso de fabricación.

Las marcas de alineación no son ubicadas arbitrariamente sobre la oblea, su posición depende del equipo utilizado para realizar la alineación, así como el espacio definido en el área de trabajo, pues se va a trabajar la rejilla dentro de una guía de onda WR90, por lo que estará limitada a ciertas dimensiones.

La geometría de la región y su tamaño también puede variar con el tipo de alineación, por lo que deben considerarse el equipo y el tipo de alineación a utilizar antes de realizar dichas marcas de alineación.

5.2.3 Marcas de alineación

Todas las máscaras utilizarán dos marcas de alineación para adaptar la máscara y la oblea. Una marca de alineación es suficiente para alinear respecto a los ejes x y y, pero se requiere de dos marcas (preferentemente espaciadas) para corregir errores de rotación.

En la siguiente figura 5.2.3.1 se muestra 7 cuadros que nos ayudará para hacer una correcta alineación, puesto que se harán 7 procesos fotolitográficos y es necesario tener marcas que nos ayuden, con la finalidad de saber cuál sería nuestro margen de error al momento de alinear.

Cuadros	Tamaño [um]	grosor [um]
1	150x150	10
2	300x300	20
3	500x500	30
4	700x700	50
5	1000x1000	70
6	1400x1400	100
7	1900x1900	150

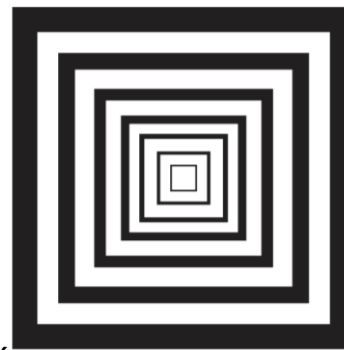


Fig. 5.2.3.1 Marcas de alineación y tabla de referencia.

La segunda marca de alineación que estaremos ocupando serán las letras, puesto que así podremos distinguir si la máscara esta de frente o al revés, dichas marcas estarán dispersas en toda la oblea.

En la siguiente figura se muestra la segunda máscara a utilizar, en ella se encuentran las marcas de alineación bien definidas, espaciadas en los 4 vértices, así como las letras dispersas para cada rejilla, también están en la parte de en medio para distinguir la parte de enfrente.

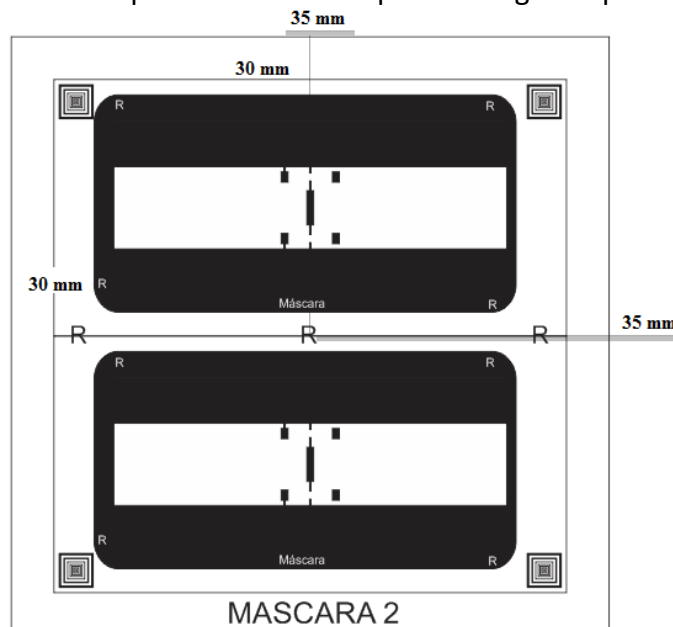


Fig. 5.2.3.2 Máscara 2 que se utilizará en el segundo proceso.


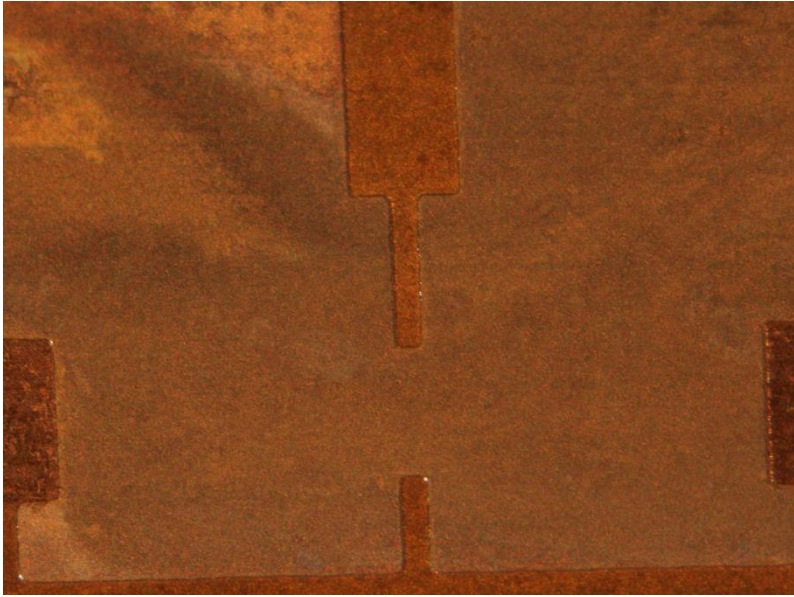
Continuando con la fabricación de las rejillas y el conmutador, se lavan muy bien las obleas con acetona para eliminar la fotorresina restante y comenzar de nuevo con el proceso fotolitográfico.

En las siguientes tablas se describe de manera general los pasos realizados para el segundo proceso litográfico, así como las imágenes obtenidas con el microscopio.

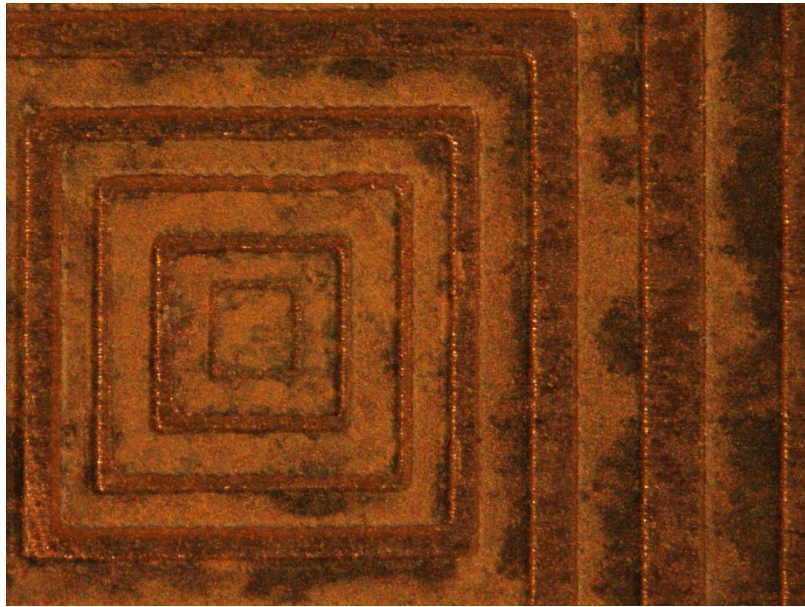
Tabla 5.2.3.1. Desarrollo del segundo proceso fotolitográfico

Segundo proceso fotolitográfico	
Paso	Descripción
1. Fabricación de la máscara.	Se definen las rejillas y los soportes que fungen como el inductor, se utiliza la máscara 2.
2. Deposición de fotorresina.	Se deposita una capa de fotorresina de 6 [um], mismos pasos que el primer proceso.
3. Curado suave (Soft-bake).	Se realiza lo mismo que en el primer proceso.
4. Alineación y exposición.	Debido a que es la máscara 2, en este caso se realiza una alineación con mucho cuidado, de tal forma que la máscara 2 quede igual que la oblea.
5. Revelado.	Se realiza lo mismo que en el proceso anterior.
6. Ataque del sustrato para eliminar lo que no se necesita.	En este caso se deja sumergir la oblea por 9 [s], puesto que se requiere un ataque de 6[um].

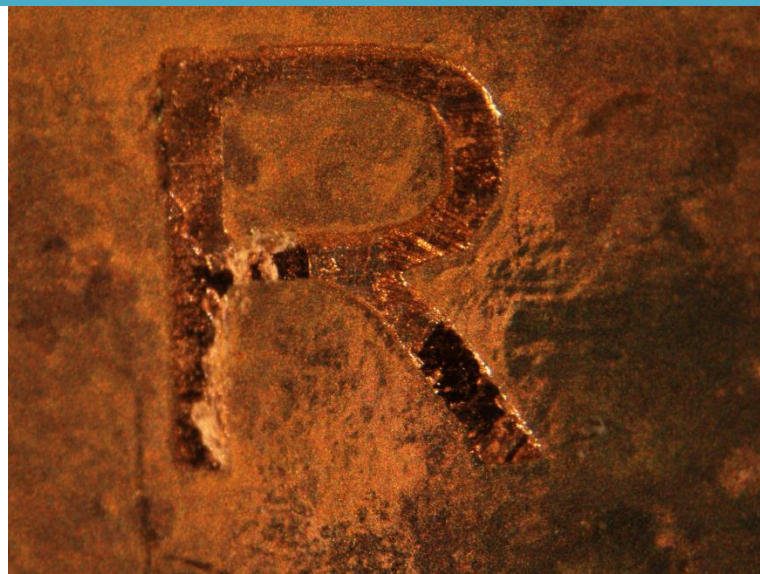
Tabla 5.2.3.2 Imágenes del segundo proceso

Imágenes del segundo proceso litográfico	
Descripción	Imagen real
Segundo ataque de cobre de $3[\mu\text{m}]$, definición de rejillas e inductor 0.75X.	
Acercamiento 2X, parte del inductor donde se colocará el puente, se observa buena definición.	

Marcas de alineación, en esta imagen se muestra los 7 cuadros obtenidos después del segundo proceso de fotolitografía 4X.



Marcas de alineación en forma de letras 3X, aquí se observa que la marca sigue cubierta de fotorresina, se ve bien definida, sin embargo se tiene un pequeño sobre ataque en algunas partes de la letra.



Fallas en marcas de alineación 5X, en algunos casos no se alcanzaron a definir las marcas y se tiene sobre ataque en algunos de los cuadros.

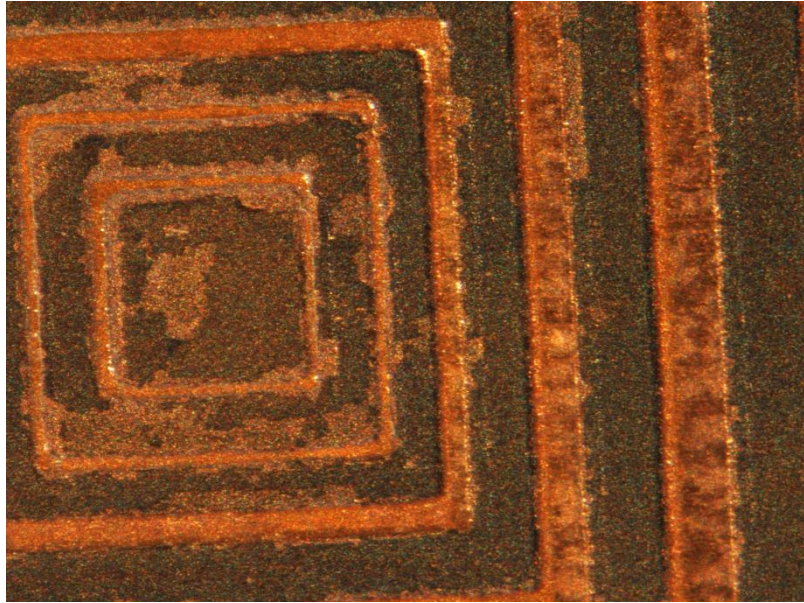
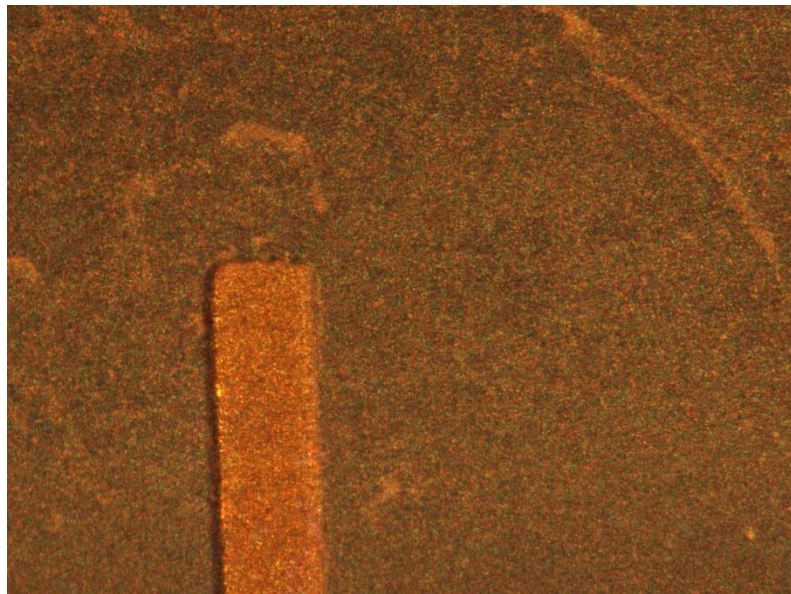


Imagen del inductor 7X, se puede observar la definición del mismo.



Aun cuando se cuenta con dichas marcas, la alineación es tan complicada como el equipo de transferencia lo requiera, así como de los materiales y sustancias de ataque que se empleen durante el proceso de fabricación, esto se puede observar en las imágenes obtenidas para cada caso.

Continuando con los procesos litográficos, se lavan muy bien las obleas con acetona y se continúa con la fabricación.

Tabla 5.2.3.3. Desarrollo del tercer proceso fotolitográfico

Tercer proceso Fotolitográfico	
Paso	Descripción
1. Fabricación de la máscara.	Se utiliza la máscara 3, en esta se definen los electrodos de actuación.
2. Deposición de fotorresina.	Se deposita una capa de fotorresina de 6 [μm], mismos pasos que el primer proceso.
3. Curado suave (Soft-bake).	Se realiza lo mismo que en el primer proceso.
4. Alineación y exposición.	En el caso de alineación es más complicada, ya que de los 7 cuadros algunos solo se ven 5 ó 6 cuadros. En cuanto a la exposición es la misma.
5. Revelado.	Se realiza lo mismo que en el proceso anterior.
6. Ataque del sustrato para eliminar lo que no se necesita.	Se deja sumergir la oblea por alrededor de 1 min, debido a que en esta ocasión ya se requiere eliminar todo el cobre restante.

Tabla 5.2.3.4. Imágenes del tercer proceso fotolitográfico

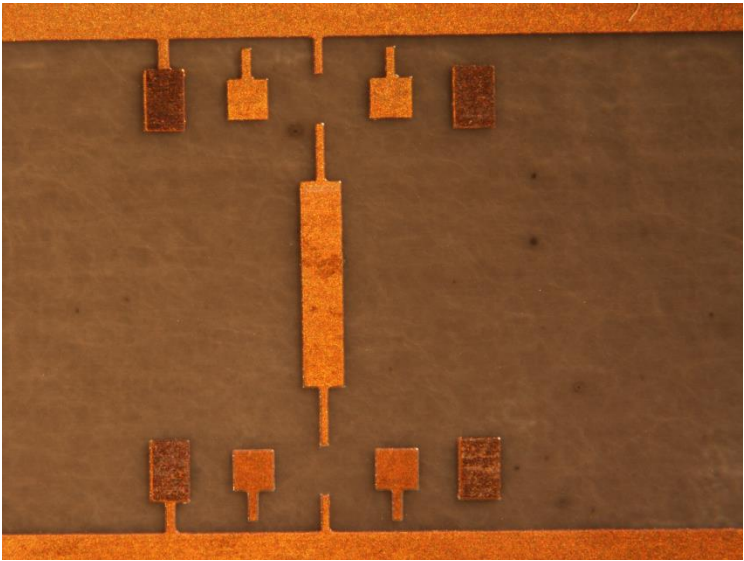
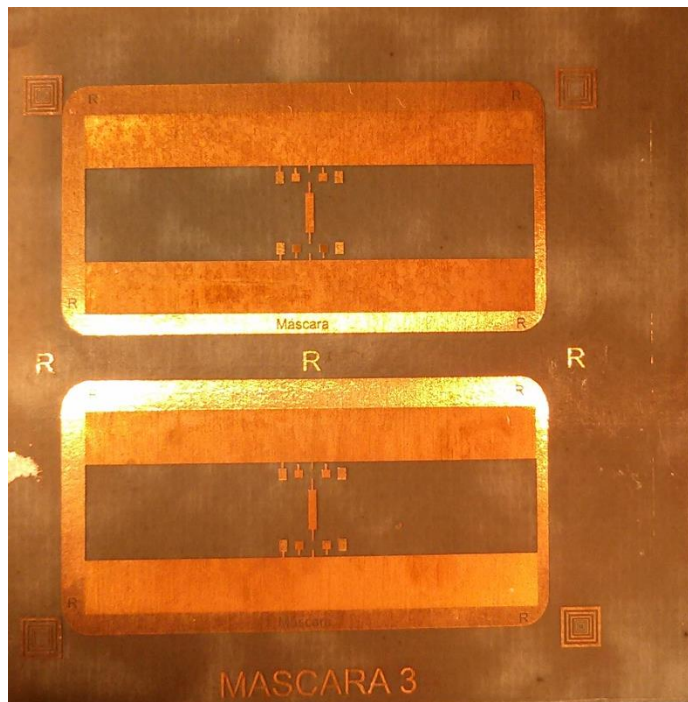
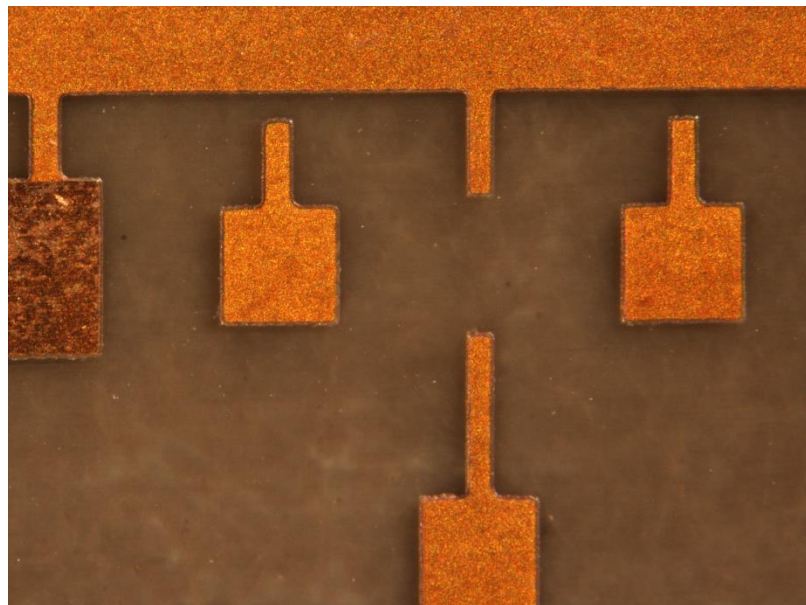
Imágenes del tercer proceso litográfico	
Descripción	Imagen real
Tercer ataque de 12[μm], definición de los electrodos de actuación, imagen interna de las rejillas 0.75X.	

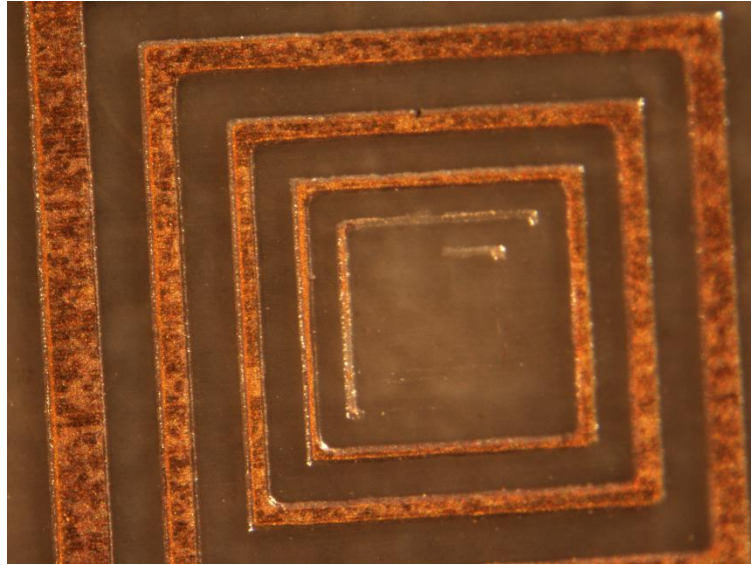
Imagen completa de la oblea. Se observa las 2 rejillas y algunas marcas de alineación.



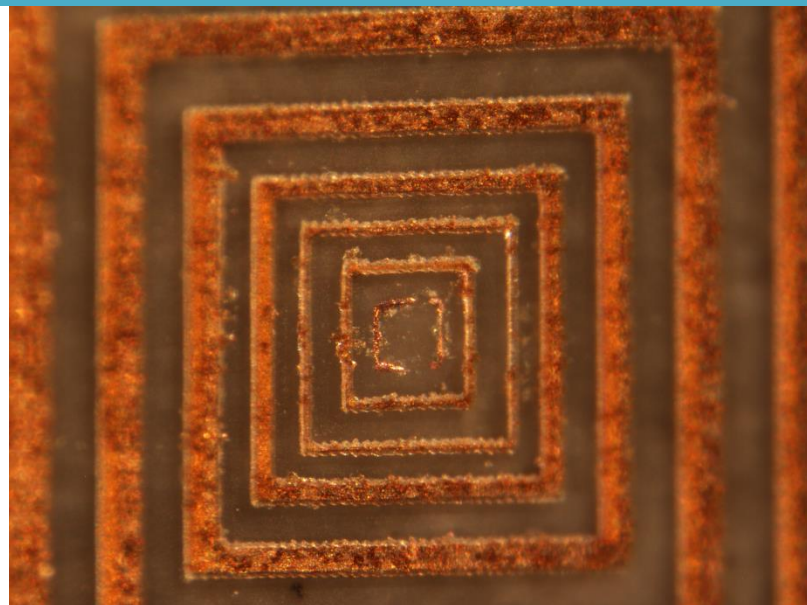
En esta imagen se observa la definición de los electrodos de actuación 2X, también se ve pequeños residuos de fotorresina y muy pequeñas partículas restantes de cobre.



Debido a que es el tercer ataque, las marcas de alineación en cada proceso se han ido desvaneciendo, y en esta imagen solo se alcanza a ver hasta el quinto cuadro 3X, esto nos indicaría que se tiene problemas de alineación de 40 [μm] aproximadamente.



En cambio en otras obleas se alcanza a visualizar los 7 cuadros de las marcas de alineación 3X, sin embargo el cuadro más pequeño parece que sufrió un sobre ataque, esto se debe a que ahí hay un problema de alineación de 20 [μm] aproximadamente.



En cuanto a las marcas de alineación con letras, se puede observar que se tienen bien definidas y no sufrieron ningún sobre ataque.



Para el cuarto proceso fotolitográfico se consideran otros pasos adicionales, ya que en este caso van a variar algunos materiales y por ende el proceso va a cambiar un poco, pues se va a realizar una superficie de bisbenzocyclobutene (BCB) CYCLOTENE 4026, la cual es una resina polimérica fotosensible que cuenta con baja constante dieléctrica y bajas pérdidas en alta frecuencia [3].

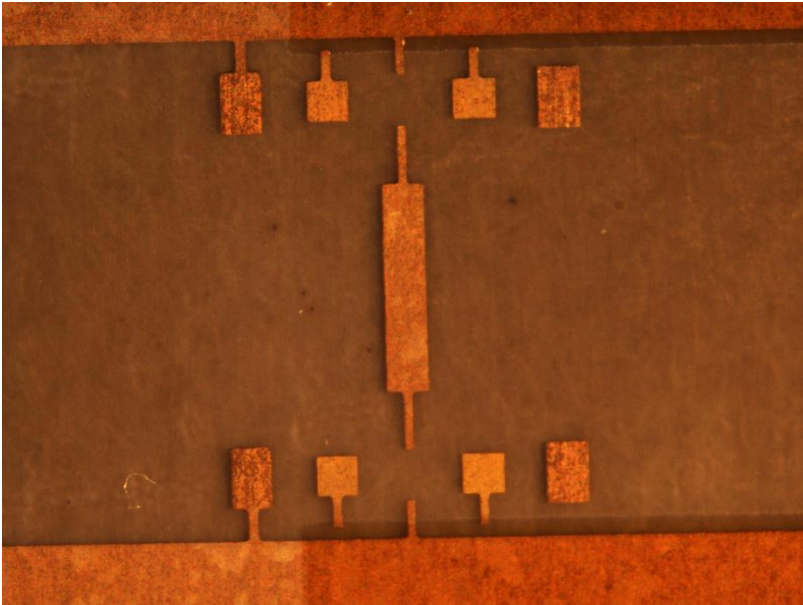
Tabla 5.2.3.5 Cuarto proceso litográfico

Paso	Descripción
1. Fabricación de la máscara	Se utilizará la máscara 4, en este caso hay más partes oscuras de transparentes.
2. Deposición de adheso de Cyclotene	Se deposita una capa pequeña de adheso, con la finalidad de agarre mejor el cyclotene
2. Deposición de fotorresina	En este caso va a ser cyclotene y es una resina negativa, es decir, las partes oscuras son las que se van a atacar.
3. Curado suave (Soft-bake)	Primero se va a hornear por 30 [s] a 110 °C, y después a 90 [s] a 80 °C.
4. Alineación y exposición	Se utiliza la máscara 4, en este caso se realiza una alineación con mucho cuidado. En cuanto a la exposición el tiempo es menor y es de 35 [s].

5. Revelado y ataque	Se va a realizar las 2 cosas al mismo tiempo, el revelador del cyclotene revela y después de cierto tiempo ataca, este proceso dura 25 [min] aproximadamente.
6. Curado Fuerte	Debido a que el cyclotene es un dieléctrico que se tiene que secar y tomar una consistencia dura, es necesario hornear a altas temperaturas, para eso se tuvo un ciclo en donde incremento la temperatura a 180°C y se mantuvo ahí como 20 min, y posteriormente se disminuyó la temperatura al estado ambiente.

A continuación se muestra la tabla 5.2.3.6 se tienen las imágenes obtenidas posteriormente a la puesta del cyclotene.

Tabla 5.2.3.6. Imágenes obtenidas del cuarto proceso.

Imágenes del Cuarto proceso litográfico	
Descripción	Imagen real
<p>Imagen de la primera rejilla, en donde se observa las islas de cyclotene en la parte superior e inferior (color brillante).</p>	

Acercamiento 3X de la isla en la parte inferior de la rejilla, en la imagen se observa la definición completa de la isla de cyclotene, respetando los bordes donde estarán las pistas de contacto.

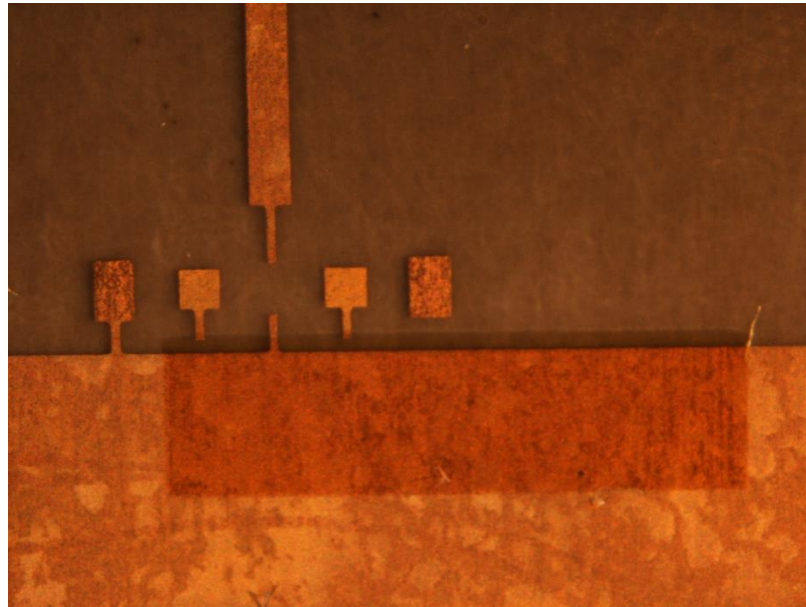
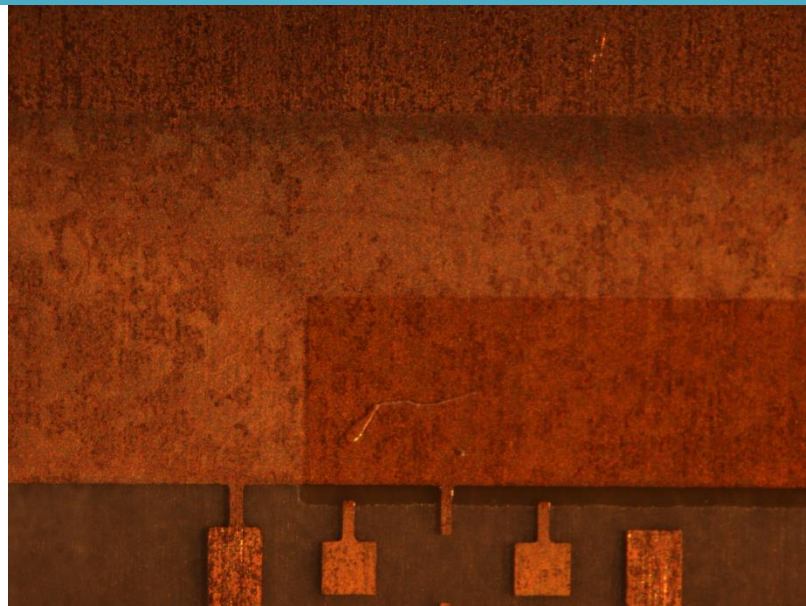


Imagen de la isla a 4X, aquí se observa la isla de cyclotene con pequeñas partículas de polvo, en donde se aprecia una pequeña pelusa en la parte media del lado izquierdo de la isla.



Se concluyó el cuarto proceso fotolitográfico satisfactoriamente, pues se definieron muy bien las islas de cyclotene, sin embargo se observaron pequeñas partículas de polvo, lo que puede provocar que en el siguiente proceso no se adhiriera bien el cobre, para esto se inició el quinto proceso que es la de la deposición de cobre para la definición de las pistas y se realizó el proceso litográfico correspondiente, sin embargo, al momento de atacar el cobre se detectó que hubo sobre-ataque en el mismo, por lo que algunas pistas no quedaron bien definidas, lo que provocaría que no hubiese contacto.

5.3 Conclusiones

1. Se diseñaron las máscaras necesarias para iniciar el proceso de fabricación del conmutador MEMS dentro de las rejillas.
2. Se concluyeron 4 procesos fotolitográficos satisfactoriamente, en donde se forman las rejillas, parte del inductor y las 4 anclas para los 2 puentes.
3. Para el quinto proceso se detectaron fallas en el proceso de ataque al cobre, ya que el ataque húmedo no es uniforme y al momento de poner la oblea en la disolución química fue atacando más de un lado que del otro, por lo que mostró un sobre-ataque a partes muy delgadas y finas.
4. Durante la fabricación del conmutador MEMS y las rejillas se detectaron diferentes variantes que pueden afectar al proceso de fabricación, uno de ellos es la alineación de cada una de las máscaras, que por cada proceso se puede llegar a tener un error de 5 $[\mu\text{m}]$, y al final de los 4 procesos se tuvo un margen de error de 15-20 $[\mu\text{m}]$.
5. Debido a errores de alineación que se tienen previamente se obtuvieron líneas con un grosor de 60 $[\mu\text{m}]$, de las cuales se mantienen dentro del rango estimado para su uso.
6. Otro punto que se tiene que considerar y cuidar en la fabricación, es la limpieza del laboratorio y el equipo utilizado, ya que las pequeñas partículas que se tengan de polvo en el ambiente de trabajo, por más pequeñas que sean, se pueden adherir a la oblea y en ocasiones puede hacer en la capa de fotorresina queden las marcas del mismo.
7. El proceso de fabricación se puede mejorar a futuro ahora que ya esté trabajando al 100% el nuevo laboratorio MEMS, en donde se tendrá nuevo equipo y el laboratorio será clase 100, por lo que la manufactura se verá significativamente mejorada.

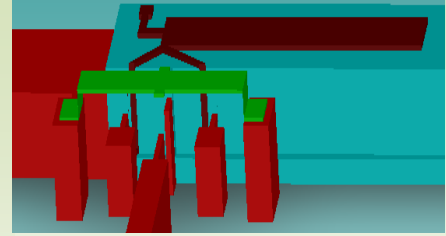
5.4 Referencias

[1] CoventorWare DESIGNER “Reference MEMS and Microsystems Physical Design”. Versión 2008.

[2] <http://www.mems-exchange.org/MEMS/processes/>

[3] CYCLOTENE Advanced Electronics Resins datasheet.

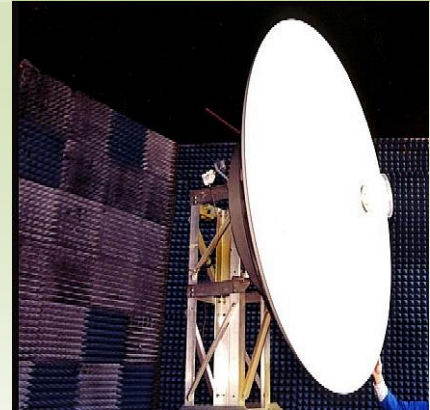
(<http://www.dow.com/cyclotene/prod/402440.htm>).



6. Conclusiones Generales

1. Los arreglos RADANT son benéficas para aplicaciones en los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricas.
2. Se obtuvo el análisis completo del comportamiento de un conmutador MEMS dentro de una antena RADANT, para el caso de 1 y 3 reactancias.
3. Se obtuvieron resultados satisfactorios para el corrimiento de fase de 90° a una frecuencia de 10 [GHz], obteniendo un corrimiento de fase de 90° con $\pm 5^\circ$ de tolerancia dentro de ancho de banda de 1.75 [GHz].
4. Se obtuvo el comportamiento esperado del conmutador dentro de una rejilla, con un coeficiente de reflexión máximo de 0.256 para el estado inductivo y 0.254 para el estado capacitivo.
5. El comportamiento esperado del conmutador dentro de 3 rejillas, es con un coeficiente de reflexión máximo de 0.191 para el estado inductivo y 0.183 para el estado capacitivo.
6. Se validó el tamaño permitido por la tecnología de fabricación disponible y la dimensión de las rejillas para la colocación del conmutador MEMS dentro de las mismas.
7. Se hizo una propuesta del conmutador MEMS considerando diversos factores previamente analizados y calculados.
8. Para cumplir y validar cada uno de los requerimientos se optó por un diseño de conmutador MEMS tipo puente, de contacto metal-metal basado en actuación electrostática.
9. Con base en cálculos teóricos y simulados por software especializado se validó el tener un bajo voltaje de actuación.
10. Se mostró el diseño de 2 interruptores MEMS dentro de una rejilla con la finalidad de obtener la capacitancia deseada y coeficientes de reflexión (capacitivo e inductivo) dentro de los márgenes requeridos.
11. El diseño presenta capacitancia (C_m) menor a 18[fF], para el conmutador MEMS en su estado abierto, satisfaciendo las condiciones de diseño.
12. Con apoyo de programas especializados en diseño, estructuras y procesos de fabricación MEMS, se realizaron las simulaciones necesarias validando los cálculos analíticos.
13. Se obtuvo el diseño del conmutador tipo puente y se realizaron las simulaciones para obtener el análisis electromecánico (Coventor), posteriormente se utilizó otro software para hacer el análisis electrodinámico. Los datos obtenidos en ambos simuladores nos dieron como resultado un conmutador MEMS que cumple con los requisitos mínimos para integrarlo en las rejillas.

14. Se inició con la fabricación del conmutador MEMS, con apoyo del equipo de UNAMems, concluyendo 4 procesos fotolitográficos satisfactoriamente, sin embargo para el quinto proceso se detectaron fallas debido al último procedimiento de ataque.
15. Se deja como trabajo a futuro la conclusión del procedimiento haciendo uso de la experiencia adquirida en este trabajo. Así también con la premisa de mejorar dichos procesos ahora que se cuente con el nuevo laboratorio MEMS clase 100.



Apéndice

En este apéndice se muestra el diseño de los juegos de máscaras completos que se estarán utilizando para la fabricación del conmutador MEMS.

Estos juegos de máscaras son los llamados MEMS1, comentados brevemente en el capítulo 4 (coventorware) y 5(laboratorio).

MEMS1 son las máscaras requeridas para la construcción del conmutador en conjunto con las rejillas.

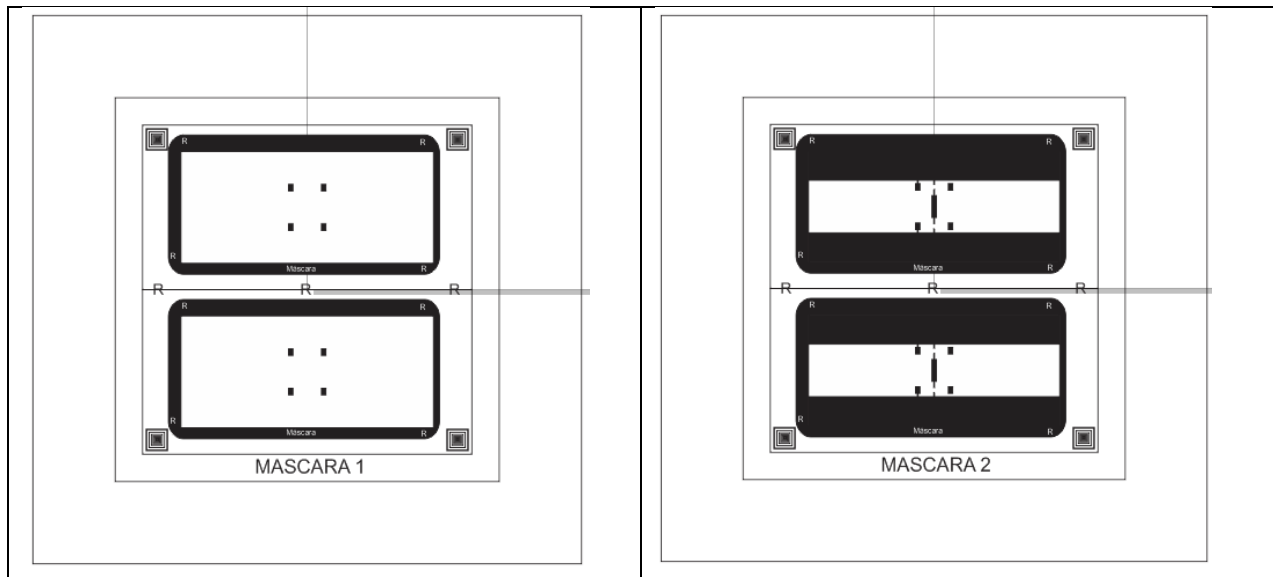
Las máscaras se denotan mediante la capa que suelen definir y el número del juego de máscaras diseñado. De esta manera, los nombres de las máscaras y su función se muestran en la tabla A1.1.

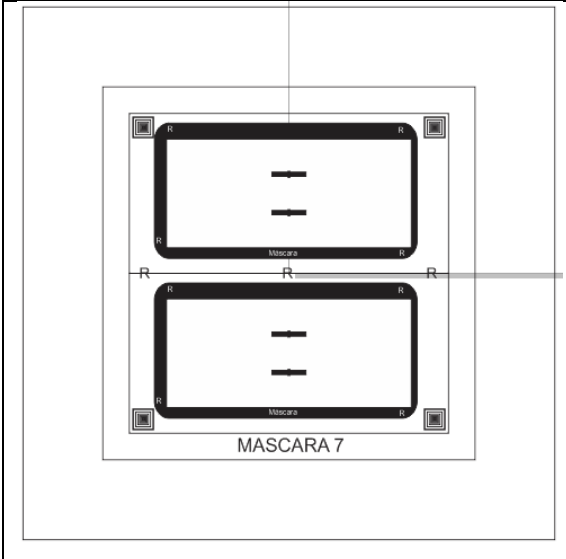
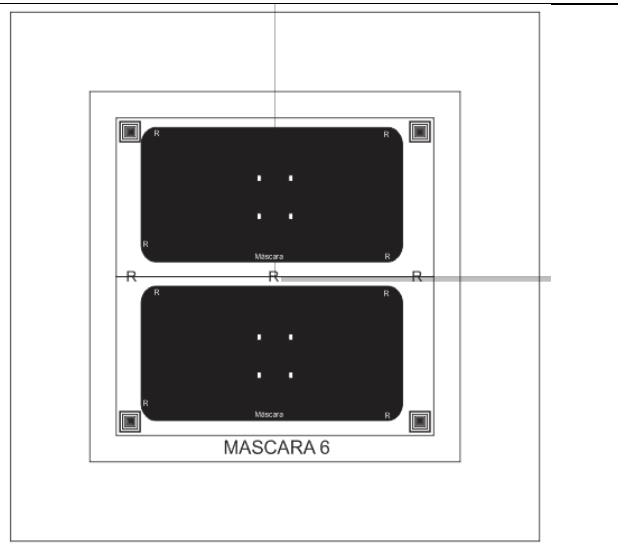
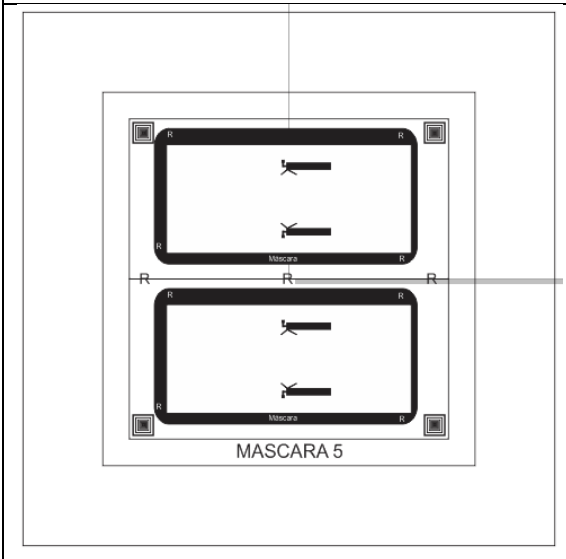
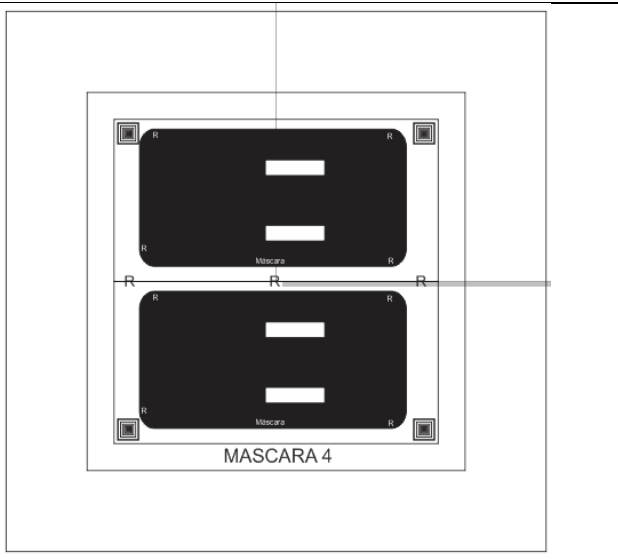
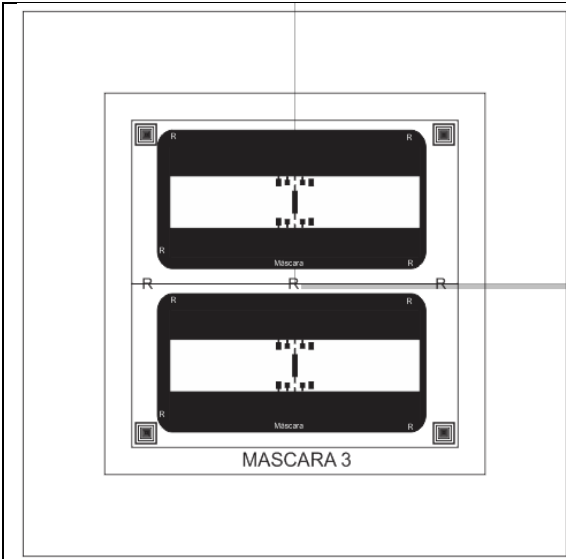
Contenido

MEMS1	1
Cálculos realizados	2

Tabla A1.1 Función de las máscaras utilizadas en el laboratorio.

Juego de máscaras	Nombre de la máscara	Función
MEMS1 Máscaras requeridas en el laboratorio	Máscara 1	Definición de las anclas
	Máscara 2	Definición de rejillas e inductor
	Máscara 3	Definición de los electrodos
	Máscara 4	Definición de las islas
	Máscara 5	Definición de las pistas
	Máscara 6	Definición de las anclas para los puentes
	Máscara 7	Definición del puente





Durante el desarrollo de la tesis se requirieron varios cálculos matemáticos, así como la obtención de algunos datos para llenar las tablas correspondientes, en este apartado se muestran los códigos utilizados en matlab para realizar cada una de las tareas.

- Obtención de las ecuaciones en términos de L_{ind} y C_r .

```
syms Lind Cr i
Crr=solve('1/(i*w*Cr+(1/(i*w*Lind)))=i*w*L1','Cr')
DF=subs('1/(i*w*Lind+(1/(i*w*Cm)))+i*w*Cr=i*w*C1','Cr',Crr)
Lindd=solve(DF,'Lind')
```

- Cálculo de valores para C_r y L_{ind} .

```
clear all
clc
% Variabables
f=30e9; %frecuencia
k=2;
w=2*pi*f;
Ci1=.00739e-12;
Li1=3.7823e-9;
C1=Ci1*k
L1=(Li1/k)
Cm=6e-15;
Lind1=((C1^2*L1^2*w^4 - 4*Cm*C1*L1^2*w^4 - 2*C1*L1*(-1)*w^2 +
4*Cm*L1*(-1)*w^2 + 1)^(1/2) + C1*L1*(-1)*w^2 - 1)/(2*Cm*(-1)*w^2
- 2*C1*Cm*L1*w^4)
Lind2=-((C1^2*L1^2*w^4 - 4*Cm*C1*L1^2*w^4 - 2*C1*L1*(-1)*w^2 +
4*Cm*L1*(-1)*w^2 + 1)^(1/2) - C1*L1*(-1)*w^2 + 1)/(2*Cm*(-1)*w^2
- 2*C1*Cm*L1*w^4)

Cr1= -(L1 - Lind1)/(L1*Lind1*(-1)*w^2)
Cr2= -(L1 - Lind2)/(L1*Lind2*(-1)*w^2)
```

% Cálculo de capacitores

```
e0=8.854187817e-12 %permitividad en el espacio libre-vacio
[F/m]
er=1 %permitividad relativa del material dielectrico entre las
placas-aire
e=e0*er;
d= 7.5e-6 % distancia entre placas
w=80e-6; %ancho del soporte
W=40e-6; %ancho del puente
A= w*W; % Area gral de contacto
C=(e0*er*A)/d % capacitor entre placas
A1=(400e-6)*(400e-6);
C1=(e0*er*A1)/11.5e-6 % capacitancia entre puente y los
electrodos
```