



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA

**TECNOLOGÍA DE FABRICACIÓN DE CONMUTADORES  
MEMS APLICADA A ANTENAS EN ARREGLOS DE FASE**

**T E S I S**

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

**DOCTOR EN INGENIERÍA**

INGENIERÍA ELÉCTRICA – INSTRUMENTACIÓN

P R E S E N T A :

**M. en C. ANDREA GUADALUPE MARTÍNEZ LÓPEZ**

TUTOR:

**DR. OLEKSANDR MARTYNYUK**



México, D.F.

Enero 2009

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: DR. VOLODYMYR SVYRYD  
Secretario: DR. GABRIEL EDUARDO SANDOVAL ROMERO  
Vocal: DR. OLEKSANDR MARTYNYUK  
1<sup>er</sup>. Suplente: DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS  
2<sup>do</sup>. Suplente: DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ

Lugar donde se realizó la tesis:

FACULTAD DE INGENIERÍA, UNAM.

**TUTOR DE TESIS:**

---

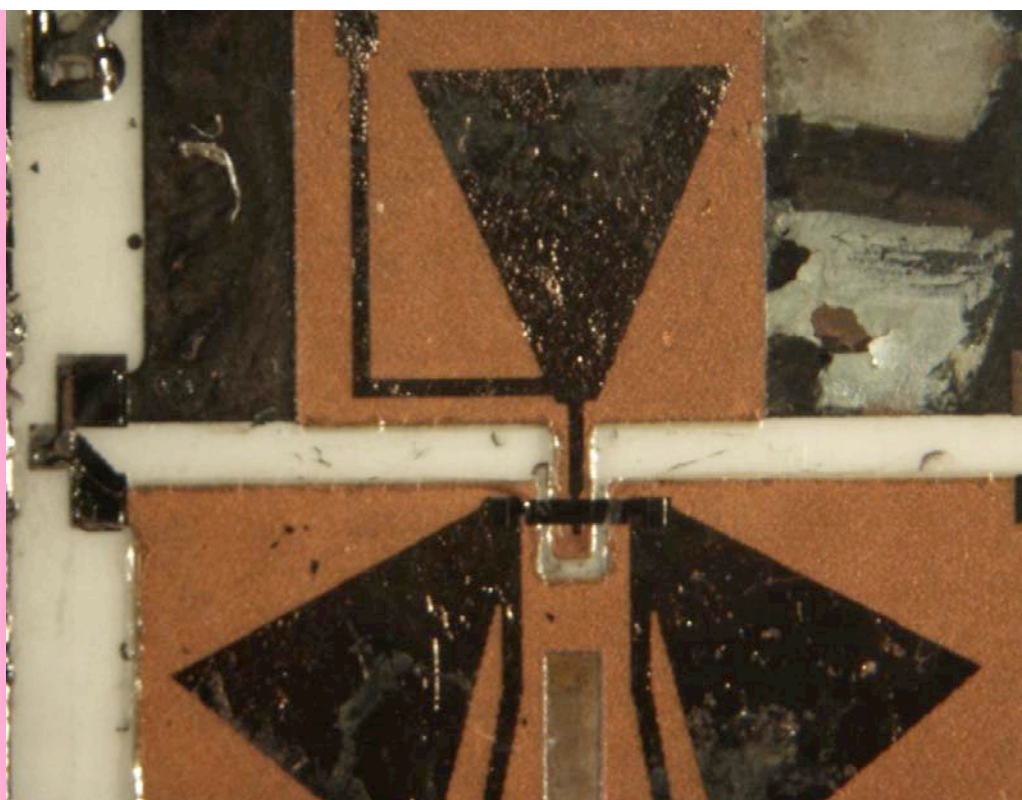
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK



Facultad de Ingeniería  
UNAM

**Tecnología de Fabricación de Conmutadores MEMS Aplicada a Antenas en Arreglos de Fase**

Tesis presentada por:  
Andrea Guadalupe Martínez López  
para la obtención del Grado de  
Doctora en Ingeniería Eléctrica



## Resumen

Las antenas en arreglos de fase presentan ciertas ventajas sobre las antenas convencionales, en parámetros tales como el rastreo de cobertura tanto ancha como estrecha, el control del patrón de radiación, la exploración a diferentes ángulos y la detección de varios objetivos móviles de manera simultánea, entre otros.

Debido a su alto costo, actualmente las antenas basadas en arreglos de fase se aplican preferentemente en la industria militar. En la actualidad se trabaja en la búsqueda por diversificar el uso de tales antenas hacia ámbitos comerciales.

El uso de conmutadores MEMS en los desplazadores de fase conlleva a una reducción en pérdidas y costos de las antenas en arreglos de fase. Sin embargo, actualmente los diseños predominantemente utilizados para desplazadores de fase basados en MEMS usan largas líneas de transmisión (microcinta o guía coplanar) las cuales presentan altas pérdidas de inserción (2 dB/cm en banda Ka, 1 dB/cm en banda X). Esta situación limita el aprovechamiento de las ventajas de los dispositivos MEMS.

Buscando la reducción de pérdidas y costos en los desplazadores de fase, en este trabajo se propone como alternativa el uso de un desplazador de fase con diseño reflectivo tipo espirafase basado en diodos p-i-n. El circuito de polarización del desplazador se ha elaborado con una nueva tecnología de fabricación flexible de acuerdo a una estructura substrato/dieléctrico/metal. Dicho desplazador de fase para la banda X ha sido fabricado y probado satisfactoriamente y los resultados han sido publicados en revistas de circulación internacional.

Con la finalidad de reducir aun más las pérdidas por inserción en el desplazador de fase fabricado y probado, se ha explorado con éxito la posibilidad de sustituir los diodos p-i-n por conmutadores MEMS. Por lo anterior, finalmente se desarrolló una nueva tecnología de fabricación de conmutadores MEMS integrados al circuito de polarización del desplazador de fase.

Finalmente, el objetivo propuesto que versa sobre el desarrollo de una tecnología de fabricación para conmutadores MEMS para ser aplicados a antenas en arreglos de fase, se ha cumplido satisfactoriamente.



## **Abstract**

The phased array antennas have many advantages with respect to the conventional antennas. Some of these advantages are: the dynamic control of the radiation pattern, the simultaneous detection of different moving objects, the versatility of tracking for both tight and wide covering and the capability of exploring different angles, among others.

Due to their high cost, the phased array antennas are mostly used in military applications. At the present time, researches are looking for the diversification of their use in different commercial aspects.

The use of micromechanical systems (MEMS) permits to obtain low cost and low loss phased array antennas. However, the modern phase shifters with MEMS switches are based on low-impedance transmission lines like microstrip or coplanar waveguide that produce high insertion loss (2 dB/cm on Ka band and 1 dB/cm on X band). With this high loss, we do not have any profit using the MEMS switches even if they have low loss.

In order to reduce the cost and loss in phase shifters used in phased array antennas, in this work is proposed the usage of a spiraphase-type reflective phase shifter based on p-i-n diodes. The polarization circuit of the phase shifter has been made with a new flexible printed circuits board technology, using a structure substrate/dielectric/metal. The phase shifter has been successfully fabricated, tested and the results were published in peer-reviewed journals.

In order to continue reducing the insertion loss in the fabricated phase shifter, it has been successfully explored the possibility to replace the p-i-n diodes by MEMS switches. Then it has been developed a new fabrication technology of integrated MEMS switches, these are integrated in the phase shifter.

Finally, the proposed objective related on the development of a fabrication technology for MEMS switches applied on phased array antennas has been successfully reached.

El tiempo destinado a la elaboración  
del presente trabajo de investigación,  
fue tiempo que pertenecía a mis hijos,  
razón por la cual lo dedico a ellos....

Con todo mi amor para  
Braulio y Raúl Omar...

Nunca dejen de soñar...

¿Y si los sueños fueran mentiras de verdad?  
Brenda, 7 años

## **Agradecimientos**

Como es el caso de cualesquier obra del saber humano, el presente trabajo no se hubiese concretado sin la colaboración de terceros. Por esta razón se concede este espacio para agradecer la aportación académica de aquellos colegas que han contribuido en el desarrollo de este trabajo de tesis doctoral.

En primera instancia agradezco al Dr. Oleksandr Martynyuk pues además de haber dirigido pacientemente mi trabajo doctoral, me ha respaldado tanto en el ámbito personal como profesional, definitivamente el presente trabajo no se hubiese materializado sin su apoyo.

Al Dr. José Manuel Saniger Blesa por abrirnos las puertas del CCADET-UNAM en donde realizamos parte del trabajo experimental requerido para la fabricación de dispositivos para microondas.

Al Tec. José Luz Berrocal y al Dr. Oleg Kolokolsev del CCADET-UNAM, por otorgarnos su apoyo en el desarrollo de la técnica fotolitografía.

A los miembros del grupo de Materiales y sensores del CCADET por todas las facilidades otorgadas para llevar a cabo las operaciones de fraguado de capas poliméricas.

Al personal que labora en la Biblioteca del CCADET por su incondicional apoyo en la búsqueda de referencias bibliográficas.

Al Fis. Angel Castañeda Mora, al M. en C. Jorge Sastre Hernández y al Dr. Gerardo Contreras Puente de la Escuela Superior de Física y Matemáticas del IPN, por su valiosa colaboración en el área de depósitos metálicos mediante la técnica de evaporación en los inicios del presente trabajo de tesis.

A los doctores Ismael Martínez López y Jorge Rodríguez Cuevas (DIE, FI-UNAM) quienes me asesoraron en cuestiones técnicas en referencia al presente trabajo doctoral.

Al M. en I. Miguel Angel Bañuelos Saucedo (CCADET-UNAM) por apoyarme en cuestiones de índole técnico y personal.

Al Dr. Julio César Tinoco Magaña, por todos sus comentarios y revisiones a la presente tesis. A todos los miembros de mi jurado, por tomar parte de su tiempo para la revisión de esta tesis.

Al programa PAPPIT que por medio del proyecto IN104206-3 titulado "Antenas reconfigurables basadas en circuitos integrados flexibles para la banda de super y extremadamente alta frecuencia", me favoreció durante un periodo de un año para la realización de mis estudios doctorales.

Finalmente a la Coordinación de Estudios de Posgrado por el apoyo con una beca terminal otorgado por medio del Programa de Fomento a la Graduación de los alumnos de Posgrado de la UNAM.

**M en C. Andrea Guadalupe Martínez López**

## Contenido

Introducción .....	1
<b>Capítulo 1 Antenas en arreglos de fase .....</b>	<b>3</b>
1.1 Ventajas y principio de operación de antenas en arreglos de fase .....	3
1.1.1 Tipos de arreglos .....	7
1.2 Diseños de desplazadores de fase .....	9
Conclusiones del Capítulo I .....	16
<b>Capítulo 2 Desarrollo de la tecnología de fabricación de circuitos integrados para microondas de bajas pérdidas .....</b>	<b>19</b>
2.1 Tecnologías actuales aplicadas a la fabricación de desplazadores de fase .....	19
2.2 Propiedades de materiales aplicados a la fabricación de circuitos para microondas .....	24
2.2.1 Substratos .....	25
2.2.1.1 Vidrios .....	25
2.2.1.2 Cerámicas Policristalinas .....	27
2.2.1.3 Sitaes .....	29
2.2.1.4 Alumina .....	30

2.2.1.5 Monocristales .....	31
2.2.1.6 Metales .....	33
2.2.1.7 Polímeros .....	33
<b>2.3 Elección de sustratos .....</b>	<b>38</b>
<b>2.4 Capas Dieléctricas .....</b>	<b>39</b>
<b>2.5 Elección de capas dieléctricas .....</b>	<b>44</b>
<b>2.6 Capa metálica utilizada en la estructura metal/dieléctrico/sustrato .....</b>	<b>46</b>
<b>Conclusiones Capítulo 2 .....</b>	<b>49</b>

### **Capítulo 3 Implementación de la tecnología propuesta para el diseño y elaboración de desplazadores de fase basados en diodos p-i-n .....51**

<b>3.1 Desplazador reflectivo de guía de onda con circuito de polarización basado en BCB .....</b>	<b>52</b>
3.1.1 Diseño de la Sección de Control .....	53
3.1.2 Principio de Operación .....	56
<b>3.2 Fabricación de desplazadores de fase .....</b>	<b>58</b>
<b>3.3 Etapas del diseño del desplazador de fase de onda reflectiva .....</b>	<b>61</b>
<b>3.4 Investigación Experimental .....</b>	<b>68</b>
<b>Conclusiones Capítulo 3 .....</b>	<b>74</b>

### **Capítulo 4 Desarrollo de la nueva tecnología de fabricación de conmutadores MEMS para aplicaciones en desplazadores de fase .....75**

<b>4.1 Desplazador de fase reflectivo basado en conmutadores MEMS .....</b>	<b>76</b>
<b>4.2 Estructura y funcionamiento de conmutadores MEMS .....</b>	<b>77</b>

<b>4.3</b>	<b>Substitución de diodos p-i-n por conmutadores MEMS en el circuito del desplazador de fase .....</b>	<b>80</b>
<b>4.4</b>	<b>Metodología para la fabricación de dispositivos MEMS .....</b>	<b>83</b>
4.4.1	Requerimientos de las opciones existentes para la fabricación de dispositivos MEMS .....	84
4.4.2	Elección de tecnologías de fabricación, etapas, materiales y posibilidades .....	85
<b>4.5</b>	<b>Proceso de fabricación .....</b>	<b>87</b>
4.5.1	Fabricación del circuito de polarización .....	89
4.5.2	Depósito de BCB .....	89
4.5.3	Fotolitografía .....	92
4.5.4	Grabado de la capa de BCB .....	94
4.5.5	Depósito de capas metálicas .....	95
4.5.5.1	Evaporación .....	95
4.5.5.2	Pulverización catódica (sputtering) .....	96
4.5.6	Formación de capas de sacrificio .....	98
4.5.7	Membrana de aluminio .....	102
4.5.8	Disolución de capa de sacrificio .....	108
	<b>Conclusiones Capítulo 4 .....</b>	<b>112</b>
	<b>Conclusiones Generales .....</b>	<b>115</b>
	<b>Referencias .....</b>	<b>119</b>
 <b>Apéndices</b>		
I	A.E. Martynyuk, A.G. Martinez-Lopez, and J.I. Martinez Lopez, “Two Bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits.” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, part 1, pp. 4056-4061, Dec. 2006 .....	127

- II A.G. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J.I. Martinez-Lopez, A.E. Martynyuk, **“X-band circular waveguide switch polarization diversity.”** Electronics Letters, vol. 44, no. 20, 25<sup>th</sup> Sept, 2008 .....133
  
- III Video clip de un conmutador MEMS integrado en el circuito de un desplazador de fase y actuando a un voltaje de 170 V .....135



## **Introducción**

En los últimos años, los sistemas de comunicación y radar han ganado relevancia, debido al crecimiento continuo en los requerimientos de comunicación.

Buscando mejorar la eficiencia y el costo de tales sistemas de comunicación, se ha propuesto el uso de antenas en arreglos de fase. El componente clave de tales antenas son los desplazadores de fase basados en dispositivos de estado sólido tal como son los FET, diodos p-i-n y HEMT, los cuales ofrecen la función de conmutación, además de proporcionar una buena solución planar a las frecuencias de microondas.

Los desplazadores de fase basados en tales dispositivos presentan importantes pérdidas por inserción, razón por la cual, hoy en día, se investigan opciones que representen disminuir considerablemente tanto las pérdidas por inserción como los costos, para lograr de esta manera la diversificación de las aplicaciones de las antenas en arreglos de fase, pues debido a su alto costo sus aplicaciones han sido predominantemente en la industria militar.

Una propuesta interesante, es la sustitución de los dispositivos de estado sólido por conmutadores MEMS, los cuales resultan ser de bajo costo y pocas pérdidas.

Gran parte de los desplazadores de fase basados en MEMS desarrollados hoy en día se basan en los diseños ya establecidos a excepción de que en vez del conmutador de estado sólido se integran conmutadores MEMS al circuito del desplazador.

La enorme desventaja de dichos diseños es que utilizan largas líneas de transmisión las cuales representan altas pérdidas por inserción en el desplazador de fase.

Por esta razón, se ha desarrollado una propuesta de desplazadores de fase con estructura reflectiva tipo espirafase, la cual no utiliza líneas de transmisión y se basa en diodos p-i-n como conmutadores de RF. Tales desplazadores han sido fabricados de acuerdo a la tecnología propuesta por Skachko [10], logrando obtener pérdidas menores a 1 dB para la banda Ka, resultado que supera incluso a los desplazadores basados en MEMS.

Desafortunadamente, la tecnología de fabricación propuesta por Skachko, es una tecnología que requiere de un complicado procesamiento mecánico que además de laborioso, eleva considerablemente los costo de fabricación.

Considerando tales premisas y buscando la obtención de un desplazador de fase de bajo costo y con una disminución considerable de pérdidas, en el presente trabajo de tesis doctoral, se ha propuesto como objetivo principal:

**"Explorar la posibilidad de obtener un desplazador de fase de bajo costo y pocas pérdidas por inserción, realizando la investigación de los posibles métodos de fabricación de desplazadores de fase basados en conmutadores MEMS para RF, los cuales podrán ser implementados en antenas en arreglos de fase."**

## Guía de Tablas

**Tabla 2.1** Propiedades de materiales vítreos utilizados como sustratos

**Tabla 2.2** Propiedades de sustratos cerámicos aplicados a RF

**Tabla 2.3** Propiedades de sustratos monocristalinos

**Tabla 2.4** Algunas propiedades de sustratos poliméricos

**Tabla 2.5** Comparación de propiedades en materiales utilizados como sustratos para microondas

**Tabla 2.6** Propiedades del Dióxido de Silicio ( $\text{SiO}_2$ ) y Nitruro de Silicio ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) en 300 K

**Tabla 2.7** Propiedades de capas de poliimida

**Tabla 2.8** Comparación de propiedades del BCB y la poliimida

**Tabla 3.1** Comparación entre potencia real y la potencia obtenida por simulación.

**Tabla 3.2** Impedancias de entrada para el filtro de polarización

**Tabla 4.1** Comparación del desempeño de conmutadores electrostáticos: FETs, diodos p-i-n y MEMS RF [44]

**Tabla 4.2** Espesores típicos de la resina fotosensible CYCLOTENE serie 4021-4046 después del curado suave y después de concluir el procesamiento (fotoprocesamiento y curado fuerte completo) [33]

## **Guía de Figuras**

- 1.1** Elemento desplazador de fase aislado
- 1.2** Principio de operación de antenas en arreglos de fase.
- 1.3** Configuraciones de los arreglos pasivo y activo
- 1.4** Esquemmatización de un desplazador MEMS de 4 bits
- 1.5** Fotografía de un desplazador DMTL basado en MEMS para la banda Ka
- 1.6** Fotografía del desplazador DMTL para la banda Ka donde se muestran las 21 secciones del desplazador
- 1.7** Modulador de amplitud de fase
- 1.8** Tecnología de Fabricación para amplificadores de bajo ruido, gráfica de la medición de pérdidas de inserción de un desplazador integrado y circuito integrado banda Ka 37-38 GHz.
- 2.1** Circuito integrado híbrido basado en la estructura metal/dieléctrico/metal.
- 2.2** Circuito integrado híbrido de un amplificador de una etapa
- 2.3** Substrato del oscilador de diodo
- 2.4** Diseño de un oscilador de diodo IMPATT
- 2.5** Estructura metal/dieléctrico/substrato (Cu/BCB/Ro)
- 3.1** Diseño del desplazador de dos bits.
- 3.2** Principio de funcionamiento de la sección de control

- 3.3 Estructura del circuito de polarización
- 3.4 Tecnología de fabricación del desplazador de fase basado en diodos p-i-n
- 3.5 Diagrama de flujo del proceso de fabricación del circuito de polarización.
- 3.6 Diagrama de flujo del proceso de fabricación de la capa dieléctrica
- 3.7 Desplazador de fase con cuatro posibles condiciones de fase
- 3.8 Anillo ranurado resonante y su circuito equivalente
- 3.9 Gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión para la componente de onda paralela a un stub abierto
- 3.10 Gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión para la componente de onda ortogonal al eje del stub abierto
- 3.11 Gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión para la componente de onda paralela al eje del stub abierto
- 3.12 Gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión para la componente de onda ortogonal al eje del stub abierto
- 3.13 Gráfica de la resistencia típica en RF contra corriente de polarización directa (Ficha técnica de Agilent Technologies)
- 3.14 Gráfica de pérdidas en la magnitud de la onda controlada
- 3.15 Gráfica de diferencia de fase
- 3.16 Dimensiones del filtro
- 3.17 Gráfica de la medición de la magnitud de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{||}$  y  $\Gamma_{\perp}$  para los cuatro casos en que el diodo apagado se posiciona en cada uno de los diferentes stubs
- 3.18 Gráfica de las mediciones entre la diferencia de fase de  $\Gamma_{\perp}$  y la fase de  $\Gamma_{||}$  para las cuatro posiciones posibles del diodo apagado

- 3.19** Gráfica de la magnitud extraída de la onda de control reflejada para los cuatro estados de fase
- 3.20** Gráfica de la medición de los desplazamientos de fase introducido por el desplazador de fase de 2 bits para la banda X.
- 3.21** Gráfica de las mediciones de pérdidas de inserción del desplazador de fase
- 4.1** Configuraciones de los conmutadores MEMS-RF
- 4.2** Diagrama de funcionamiento de dos estructuras comunes de conmutadores MEMS RF (a) cantilever, (b) puente de aire (air bridge)
- 4.3** Sustitución de diodos p-i-n por dispositivos MEMS tipo viga (cantilever)
- 4.4** Vista de la sección transversal de la membrana de un conmutador MEMS tipo puente
- 4.5** Esquema de la vista lateral de la estructura MEMS con diseño tipo puente (air-bridge) propuesta como conmutador de RF
- 4.6** Diagrama de bloques que muestra la secuencia de fabricación de un desplazador de fase basado en conmutadores MEMS-RF
- 4.7** Etapas del proceso de sping coating
- 4.8** Equipo de centrifugado de Laboratorio de Fotónica de Microondas del CCADET-UNAM.
- 4.9** Diagrama que muestra la formación de una topografía mediante fotolitografía
- 4.10** Esquema de un sistema de evaporación
- 4.11** Proceso de Pulverización Catódica
- 4.12** Variación de la eficiencia de pulverización catódica contra la energía de bombardeo con iones de  $\text{Ar}^+$  sobre diferentes materiales
- 4.13** Esquema del proceso de fabricación de una membrana para un conmutador capacitivo de RF

- 4.14** Formación de la capa de sacrificio
- 4.15** Micrografía de la vista superior del circuito de polarización sobre el cual se formará el conmutador MEMS
- 4.16** Micrografía que muestra el resultado de un procedimiento de grabado en el cual no se presenta una disolución adecuada del aluminio
- 4.17** Micrografía que muestra el desprendimiento del CYCLOTENE en la etapa final después de la fotolitografía en la capa de aluminio para la formación del puente
- 4.18** Vista lateral de los dos tipos de formación de la capa de sacrificio para la estructura del puente MEMS-RF
- 4.19** Micrografía donde se aprecia la formación de burbujas en la capa de fotorresina
- 4.20** Vista lateral de la estructura completa del MEMS tipo puente integrado al circuito de polarización
- 4.21** Micrografía de la vista superior de la estructura completa en donde se puede reconocer la membrana del puente del conmutador MEMS
- 4.22** Representación de la formación de la fuerza de capilaridad en el proceso de liberación de la membrana de un MEMS
- 4.23** Estructura completa de un MEMS de puente integrado en el desplazador de fase
- 4.24** Micrografía de la vista superior de la estructura completa donde se presenta el circuito de polarización y el dispositivo MEMS tipo puente integrado al mismo
- 4.25** Puente MEMS de aluminio actuado en estado abierto.
- 4.26** Puente MEMS de aluminio actuado en estado cerrado.

## **Capítulo 1 Antenas en arreglos de fase**

El rápido progreso en la tecnología de telecomunicaciones y radares ha incrementado la demanda tanto en desempeño como en funcionalidad de los sistemas inalámbricos. Por esta razón, las antenas en arreglos de fase han ganado la atención de investigadores de todo el mundo.

En la actualidad, las antenas basadas en arreglos de fase han tenido aplicaciones básicamente 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 imposibilitado la aplicación de los arreglos de fase a nivel comercial.

Una situación a considerar es que las antenas en arreglos de fase presentan ciertas ventajas sobre las antenas convencionales tal como el rastreo de cobertura tanto ancha como estrecha, el control del patrón de radiación para la reducción de lóbulos laterales, la exploración a diferentes ángulos y la detección de varios objetivos móviles de manera simultánea, entre otros.

Los arreglos de fase se conforman de radiadores múltiples en conjunto con los desplazadores de fase para lograr una mejor exploración en la búsqueda del objetivo.

### **1.1 Ventajas y principio de operación de las antenas en arreglos de fase**

Debido a los requerimientos para la determinación de la dirección ya sea de una o varias fuentes de radiación u objetivos en el espacio inmediato, se presenta el problema de efectuar dicha exploración, es decir, desplazar el haz de la antena en el espacio. La exploración puede efectuarse mediante tres métodos: 1) mecánico, 2) electromecánico y 3) eléctrico.





En el primer método, debe hacerse girar toda la antena, lo cual lo convierte en un método lento. El segundo método resulta ser un tanto más rápido, pues el movimiento se realiza a través de elementos móviles de pequeña masa en comparación con la masa de toda una antena.

La exploración eléctrica se realiza mediante un sistema de antenas de elementos múltiples, conocido como antena de arreglos de fase. Estos arreglos de fase se conforman por varios elementos de antenas fijas, los cuales varían la fase en cada elemento, para formar un haz en una posición determinada del espacio.

Los elementos múltiples en los sistemas de antenas conllevan a un incremento en el número de problemas técnicos a resolver, además de motivar la aparición de una serie de nuevos principios en radiocomunicación, radiolocalización y radioastronomía.

Algunas de las cuestiones resueltas por las antenas de elementos múltiples son:

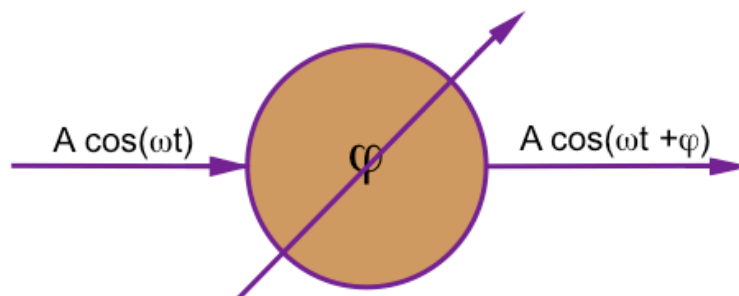
1. La exploración eléctrica en un amplio sector de ángulos.
2. La obtención de diagramas direccionales cuya forma se da regulando las amplitudes y las fases de excitación de los radiadores individuales.
3. Se pueden adicionar coherentemente en un haz las potencias de muchos generadores (o amplificadores) a frecuencias muy elevadas con lo cual podemos obtener valores muy grandes de potencia radiada, lo cual no puede alcanzarse con las antenas ordinarias debido a limitaciones en la rigidez eléctrica.
4. Existe la posibilidad de sumar de manera co-fásica las señales recibidas a través de sistemas formados por muchas antenas, lo cual nos permite obtener una superficie efectiva mayor durante la recepción, lo que resultaría inalcanzable en antenas ordinarias debido a la influencia en los defectos de fabricación. Este principio se cumple en los sistemas de antenas de elementos múltiples de enfoque automático.
5. Una extracción más completa de información de las ondas electromagnéticas que llegan a la antena, gracias a la aplicación de métodos complejos de tratamiento conjunto y paralelo de las señales recibidas por los elementos individuales del sistema de antenas.



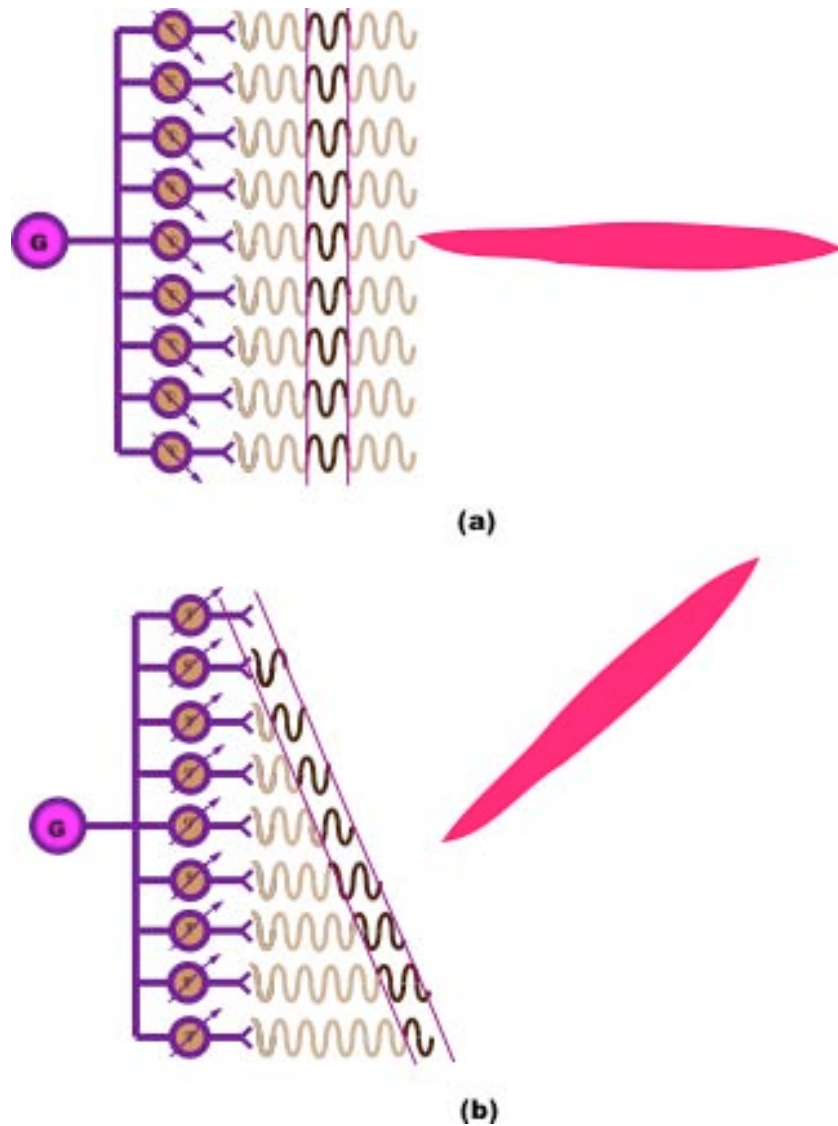
6. El aumento en la confiabilidad del sistema de radio gracias a la acción paralela de muchos elementos. Es decir, si un 20% de los elementos de la antena se avería, la antena solo disminuirá sus características, sin que esto represente un fallo total del sistema.
7. Por medio de las redes de antenas se puede controlar la superficie reflectora efectiva de distintos objetos, tanto en el sentido de hacerla máxima en todas direcciones de llegada de las señales, como en el sentido de radioenmascaramiento, es decir la reducción a cero de la superficie reflectora.

Un elemento fundamental en la operación de las antenas en arreglos de fase es el desplazador de fase, el cual se puede observar en la figura 1.1. Para lograr una exploración a diferentes ángulos se toma un conjunto de los radiadores con los desplazadores de fase antes mencionados, de manera que se pueden presentar diferentes fases en cada uno de los elementos radiadores mostrados en la figura 1.2(a). Esto se requiere cuando se tiene la necesidad de rastrear un objetivo en un ángulo fuera de la radiación transversal y por tanto se debe disponer de una diferencia de fase entre los elementos radiadores, lo cual puede apreciarse en la figura 1.2(b).

Generalizando, podemos decir que existen dos tipos básicos de arreglos de fase que se denominan como activos y pasivos.



**Figura 1.1** Elemento desplazador de fase aislado.



**Figura 1.2** Principio de operación de antenas en arreglos de fase.  
(a) elementos radiadores en fase, (b) elementos radiadores defasados.

Los arreglos pasivos usan un transmisor central y un receptor, pero tienen desplazadores en cada elemento radiador o subarreglo. En el caso de los arreglos activos, la generación de alta potencia para transmisión y amplificación de bajo ruido en el receptor, se encuentra distribuida, así como el control de la fase en cada elemento radiador. Los arreglos activos proporcionan capacidad y rentabilidad adicional al sistema, sin embargo, se debe reiterar que a pesar de sus virtudes, presentan dos grandes desventajas: complejidad y precio.

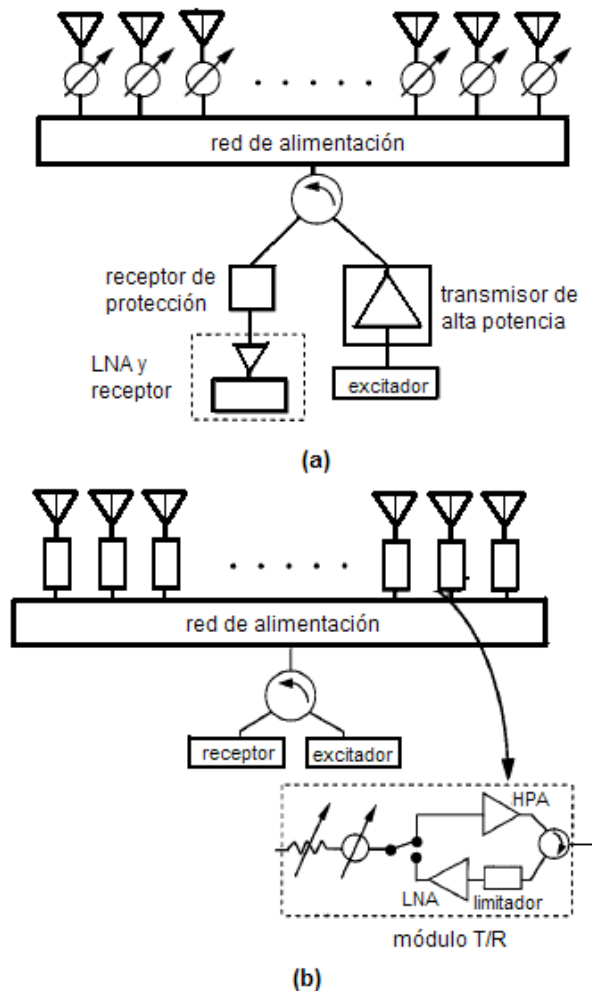
Debido a esta necesidad de contar con una tecnología apropiada en cuanto a costo y complejidad y con el advenimiento de los circuitos integrados monolíticos (MMIC) de Arseniuro de Galio de bajo costo, la automatización del



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 [1], [2].

### 1.1.1 Tipos de arreglos

En la figura 1.3 se muestran las configuraciones de arreglos activos y pasivos. Cada uno de estos tiene propiedades únicas, ventajas y deficiencias. Por lo general, en un arreglo pasivo no se tienen elementos de control de amplitud, más bien solo se usan desplazadores bilaterales en cada elemento para obtener el desplazamiento requerido para el escaneo.



**Figura 1.3** Configuraciones de los arreglos pasivo y activo (a) arreglo pasivo lineal con desplazador de fase en cada elemento; (b) arreglo activo con TRMs en cada elemento.



El desafío en el diseño de un arreglo pasivo es el minimizar las pérdidas en la red de alimentación y el desplazador de fase de manera que se incremente la sensibilidad del sistema, así como la eficiencia del mismo.

Este requerimiento limita a menudo el tipo de red de alimentación para las guías de onda y podría incrementar apreciablemente el peso del arreglo. Por lo general el arreglo pasivo es el menos caro entre los arreglos de escaneo electrónico debido a que el número y costo de sus componentes es menor.

En un arreglo activo, un módulo de transmisión/recepción (TRM) es usado en cada elemento para proporcionar control de amplitud y fase. El transmisor central usado en un arreglo pasivo convencional es reemplazado por amplificadores de potencia distribuidos en cada TRM, tal como se muestra en el diagrama de bloques simplificado de la figura 1.3 (b). La principal ventaja de un arreglo activo es que la sensibilidad se incrementa debido a que la figura de ruido del sistema es fija y la potencia de RF es generada en la apertura. Una segunda ventaja es que las TRMs proporcionan total flexibilidad en el control de amplitud y fase para el receptor y el transmisor. Una ventaja más del arreglo activo es que las redes de alimentación no requieren ser optimizadas para disminuir las pérdidas; por tanto permiten diseños flexibles y la factibilidad de minimizar el tamaño (volumen) y peso. De hecho, estas mejoras en funcionamiento generan un incremento en la complejidad y el costo del arreglo. Los arreglos pasivos son mucho más baratos que los arreglos activos, lo cual hace factible su uso comercial. Sin embargo, resulta de gran consideración la cuestión de la disminución de pérdidas en el desplazador de fase.

Hoy en día la carencia de desplazadores de fase eficientes, de bajas pérdidas y bajo costo ha retrasado la aplicación comercial de las antenas en arreglos de fase.

Para aplicaciones en arreglos pasivos se han analizado diversos desplazadores de ferrita y de diodo. Los desplazadores de diodo presentan altas velocidades de conmutación, además de bajo costo, pero tienen pérdidas de inserción considerables. En cambio, los desplazadores basados en ferrita utilizados en arreglos pasivos generan pocas pérdidas de inserción, sin embargo presentan tiempos muy grandes de conmutación, inestabilidad térmica y su costo es alto.



Sin embargo, en la búsqueda de mejorar el funcionamiento de los arreglos de fase, así como reducir su alto costo, es que se han hecho otras propuestas para el diseño de desplazadores de fase basados en diodos p-i-n y transistores FET.

## **1.2 Diseños de desplazadores de fase**

Los desplazadores de estado sólido proporcionan una buena solución planar a frecuencias de microondas y son muy utilizados en los sistemas modernos de arreglos de fase. En el caso de aplicaciones de diodos p-i-n en los desplazadores de fase, se presenta un consumo moderado de potencia de dc (3-10 mW por diodo), dando como resultado diseños de bajo costo, especialmente a frecuencias en la banda X. Los desplazadores basados en FET virtualmente no consumen potencia de dc y pueden integrarse con amplificadores de bajo ruido a mediana potencia en el mismo chip, de manera que se reduce el costo de ensamble del sistema de arreglos de fase. Sin embargo, estos introducen altas pérdidas, alrededor de 4 a 6 dB en el intervalo de frecuencia de 12 a 18 GHz y de entre 8 a 9 dB a 35 GHz para diseños de 4 bits [3].

En aplicaciones de circuitos para arreglos de fase, además del uso de dispositivos de estado sólido tal como diodos p-i-n y FETs, se tiene la opción de usar conmutadores MEMS (microelectromechanical systems).

Los desplazadores de fase basados en MEMS ofrecen una alternativa para aplicaciones de arreglos pasivos donde la potencia radiada por elemento debe ser relativamente baja (la capacidad de manejo de potencia en los conmutadores MEMS se encuentra entre 10 a 50 mW) [3]. Hoy en día, la mayoría de los desplazadores de fase desarrollados utilizando MEMS se basan en los diseños ya establecidos, excepto que los conmutadores de estado sólido son reemplazados por conmutadores MEMS. Esto se debe a que existe un extenso trabajo desarrollado desde 1960, dirigido hacia todas las aplicaciones en sistemas de radar y telecomunicaciones. De alguna manera, esto facilita la construcción de desplazadores MEMS de bajas pérdidas usando diseños estándar.

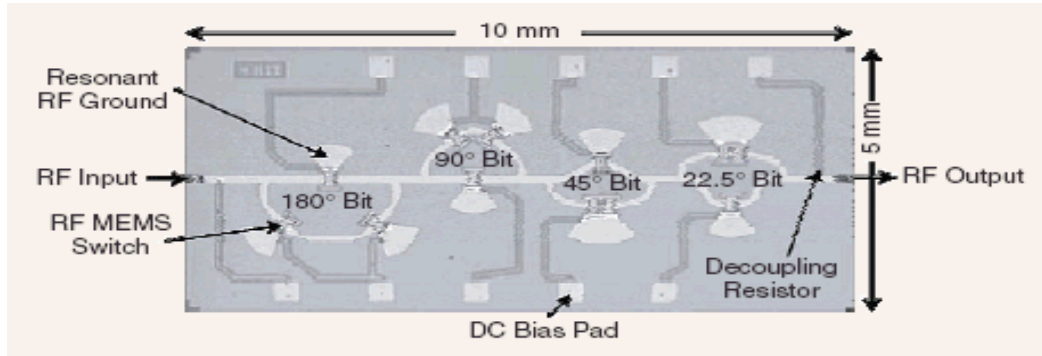


Figura 1.4 Esquemática de un desplazador MEMS de 4 bits [4].

A pesar de que la tecnología de los dispositivos MEMS se encuentra en estado incipiente, se han hecho esfuerzos al respecto, tal como los diseños que Raytheon a desarrollado para la banda Ka con desplazadores de 3 y 4 bits [4] (figura 1.4) usando conmutadores MEMS en paralelo sobre substratos de silicio de 6 milésimas (150 mm). Estos conmutadores MEMS ( $C_u=35$  fF y  $C_d=3$  pF) se conectan a stubs radiales de  $\lambda/4$  que hacen un corto de RF en el conmutador y se colocan a  $\lambda_g/4$  de la unión T. La operación del desplazador es simple: si se activa un conmutador en la trayectoria de referencia, esto da como resultado un circuito abierto en la unión T, forzando un flujo de energía en la línea de retraso. Las pérdidas de inserción promedio se encuentran entre 1.7 dB y 2.2 dB para los diseños de 3 y 4 bits, respectivamente, en un ancho de banda entre 32 y 36 GHz.

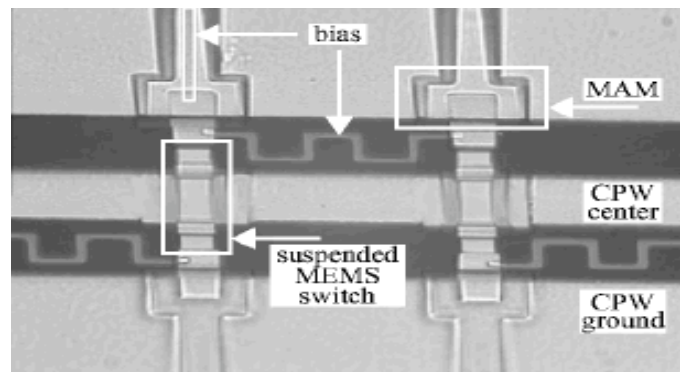


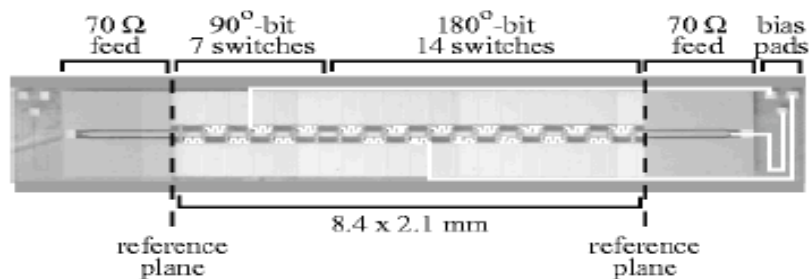
Figura 1.5 Fotografía donde se pueden apreciar dos celdas unitarias de un desplazador DMTL basado en MEMS que opera en la banda Ka. [5]



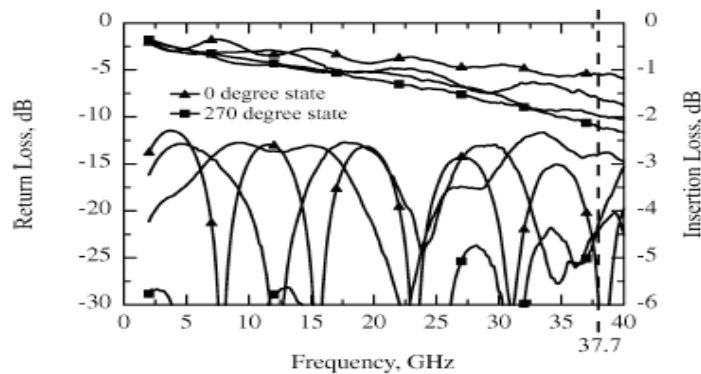
Otro ejemplo de desplazadores basados en MEMS es el desarrollado por la Universidad de Michigan el cual es un desplazador de fase distribuido de 2 bits para la banda Ka que fue fabricado sobre un sustrato de cuarzo usando líneas de onda coplanar (CPW) y conmutadores de RF MEMS capacitivos [5]. El desplazador consiste de 21 secciones con un espaciamiento de 400 nm, teniendo como resultado una longitud total de 8.4 mm [figura 1.5 y 1.6 (a)] las primeras 14 secciones se activan en conjunto y constituyen el bit de fase de 180°.

Cuando estos 14 conmutadores MEMS se desplazan hacia abajo, ellos conectan una capacitancia de carga de 66 fF (por sección) para la línea coplanar provocando un retraso de fase de 180° en la onda a la frecuencia de 38 GHz.

El bit de 90° de fase tiene la mitad de longitud del anterior y por tanto se forma de las siete secciones restantes.



(a)



(b)

**Figura 1.6** Fotografía del desplazador DMTL para la banda Ka donde se muestran las 21 secciones del desplazador. [5]





En cuestión de pérdidas de inserción este desplazador ofrece un promedio de -1.5 dB a 37.7 GHz, como se puede observar en la figura 1.6 (b).

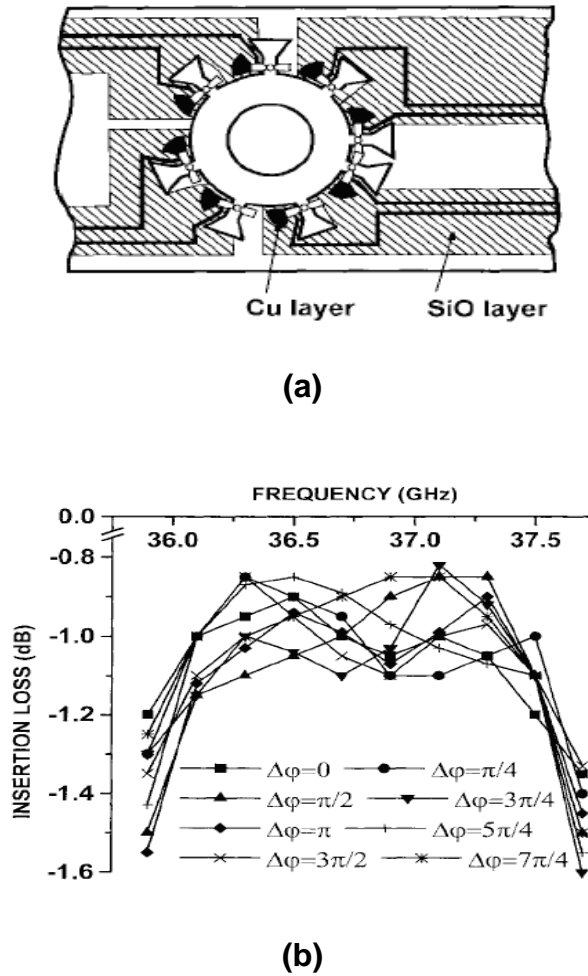
En corto tiempo se ha mejorado el funcionamiento y estado del arte de los desplazadores basados en MEMS, sin embargo, los desplazadores mencionados se basan en líneas de relativamente baja impedancia, tal como microcintas o coplanares (CPW). Estas líneas se caracterizan por tener considerables pérdidas de inserción de entre 0.15 a 0.3 dB/cm a frecuencias de la banda X [5]. Además, estos diseños requieren adicionar varios centímetros de línea de transmisión para conectar el desplazador con el circuito de distribución y el elemento radiante. Los desplazadores MEMS requieren de encapsulamiento, lo cual se traduce en más pérdidas.

Por lo anteriormente expuesto, se concluye que los dispositivos MEMS pueden considerarse como elementos conmutadores ideales, solo que hasta hoy en día han sido utilizados en diseños de desplazadores de fase con altas pérdidas, lo cual ha sido un impedimento para aprovechar las virtudes de los conmutadores MEMS.

Un método alternativo para cambiar la fase, disminuyendo pérdidas en el sistema de distribución, se ha propuesto para un arreglo reflectivo polarizado circularmente basado en dipolos de media onda con diferente rotación angular [6].

En el arreglo de espirafase se utiliza la distribución cuasi-óptica típica para arreglos reflectivos. Un excitador de tipo corneta esta iluminando la superficie reflectiva que contiene los desplazadores de fase. Cada desplazador de fase reflectivo refleja la onda electromagnética e impone la fase a la onda reflejada. La ventaja de los arreglos reflectivos es la ausencia de pérdidas en el sistema de distribución. En este caso la fase de la onda reflejada se determina solo por la posición angular de los dipolos.

La rotación del dipolo en un ángulo  $\gamma$  a partir de su posición original conduce a un desplazamiento de fase adicional de  $2\gamma$  de la onda reflejada. En el arreglo de espirafase original, un diodo p-i-n conmuta el circuito usando un mecanismo simulado de rotación por medios electrónicos de los dipolos. Posteriormente ha sido investigado y reportado otro elemento tipo espirafase [7].



**Figura 1.7** Modulador de amplitud de fase: (a) diafragma de control con 8 condiciones posibles de fase, (b) medición de pérdidas de inserción. [9]

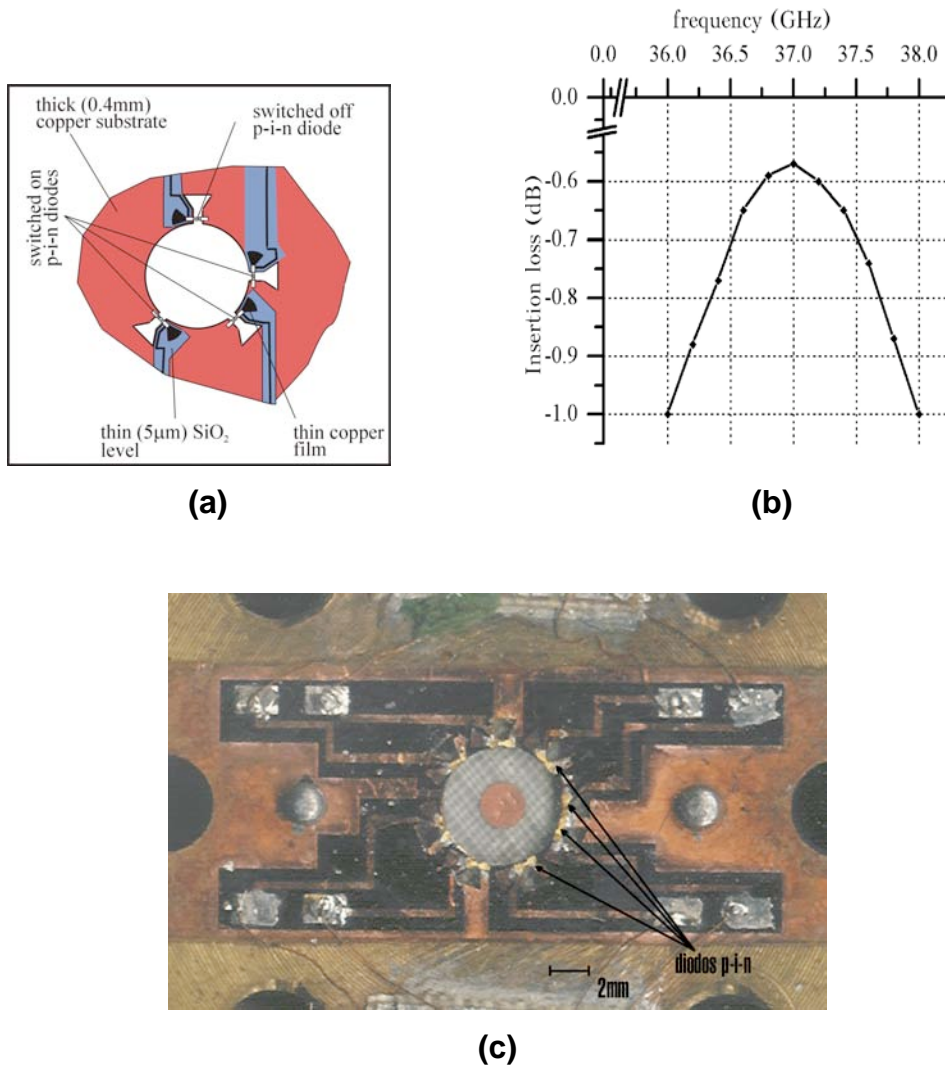
El mismo acercamiento se ha usado para construir desplazadores de fase de diseño reflectivo basados en diodos p-i-n con pérdidas de inserción menores a 1 dB a frecuencias de la banda Ka [8], [9].

En la figura 1.7 se muestra el diafragma de control del modulador de amplitud de fase, cuyas pérdidas de inserción son menores a 1 dB en el intervalo de frecuencias de 36 a 37.5 GHz. El desplazador de fase mencionado, utiliza diodos p-i-n como conmutadores. Sin embargo, las pérdidas de inserción mostradas son menores que en los desplazadores de fase basados en MEMS debido a la ausencia de largas líneas de transmisión las cuales imponen altas pérdidas.



El elemento principal de este desplazador es un diafragma de control de una geometría especial situado en la sección transversal de una guía de onda circular. La simulación electrónica del mecanismo de rotación fue obtenida con la ayuda de diodos p-i-n instalados en la superficie del diafragma de control. Se aseguraron bajas pérdidas de inserción debido al uso de la tecnología propuesta por Skachko [10] (figura 1.8).

En el trabajo de Skachko, se presenta una tecnología híbrida original para la producción de circuitos integrados de onda milimétrica, en los cuales no se requiere el uso de un sustrato dieléctrico como elemento principal del circuito integrado.



**Figura 1.8** (a) Tecnología de Fabricación propuesta inicialmente para amplificadores de bajo ruido por el Dr. V. Skachko (KPI, Kiev) [10], (b) medición de pérdidas de inserción de un desplazador integrado, (c) circuito integrado banda Ka 37-38 GHz.



Tal aproximación permite la realización de modernos dispositivos de estado sólido con buenos parámetros debido a las extremadamente bajas pérdidas obtenidas en los circuitos de acoplamiento y de polarización, así como la efectiva remoción de calor.

Dicha tecnología emplea una placa de metal gruesa como sustrato con un par de capas delgadas de  $\text{SiO}_2$  y Cu para formar el circuito de polarización. Esta aproximación proporciona una disminución significativa de pérdidas de inserción en el circuito de polarización. Sin embargo, el sustrato metálico grueso requiere de un difícil y costoso procesamiento mecánico, como lo es la técnica de electroerosión, aunque dicho procesamiento es requerido con la finalidad de obtener la geometría del diafragma.

Consecuentemente, se incrementa el costo del desplazador de fase debido al uso de tecnologías de procesamiento mecánico de alta tolerancia.

Por lo anterior, el objetivo principal de este trabajo será la búsqueda de una nueva tecnología de fabricación que combine las bajas pérdidas alcanzadas en los trabajos previos con una drástica disminución en los costos de fabricación, además de la posibilidad de incorporar conmutadores MEMS en sustitución de los diodos p-i-n.

De esta manera, al lograr el desarrollo de una nueva tecnología de fabricación de desplazadores, se abre la posibilidad de obtener desplazadores de fase de pocas pérdidas por inserción y bajo costo, diversificando de esta manera sus aplicaciones en sistemas de comunicación a nivel comercial.



## Conclusiones del Capítulo 1

1. Las antenas basadas en arreglos de fase presentan ventajas importantes con respecto a las convencionales, ya que permiten resolver a un nivel tecnológico alto problemas de telecomunicaciones y radares en aplicaciones militares y civiles, sin embargo su aplicación es predominantemente militar, ya que su alto costo imposibilita hacerlo a nivel comercial.
2. El principal problema que ha retrasado una mayor implementación de los arreglos de fase es la carencia de desplazadores de fase con pocas pérdidas y bajo costo.
3. Las altas pérdidas de los desplazadores de fase (8 a 10 dB, banda Ka, basados en FETs) afectan la sensibilidad del sistema en régimen de recepción y la eficiencia en régimen de transmisión. Estas desventajas disminuyen drásticamente en los arreglos activos, pero su costo es elevado, razón por la cual su uso se sujeta al ámbito militar.
4. Hoy en día, la propuesta más viable para un arreglo comercial es el uso de arreglos pasivos de bajo costo. No obstante, en este caso se trabaja en encontrar la manera de reducir de manera drástica las pérdidas del desplazador de fase.
5. La tecnología basada en conmutadores MEMS proporciona una contundente disminución en las pérdidas del desplazador de fase. Sin embargo, se debe considerar que los diseños actuales de desplazadores de fase basados en MEMS incluyen largas líneas de transmisión de altas pérdidas, lo cual involucra pérdidas moderadas en los desplazadores de fase (2 dB a frecuencias de la banda Ka, 1 dB en la banda X).
6. Como alternativa de los desplazadores de fase basados en tales líneas de transmisión de altas pérdidas, se cuenta con la opción de estructuras reflectivas tipo espirafase. Los desplazadores de fase tipo espirafase se forman a partir de una estructura anillo-stub y se han fabricado con la tecnología propuesta por Skachko, usando diodos p-i-n como conmutadores de RF. De esta forma, se lograron pérdidas inferiores a 1 dB en la banda Ka, lo cual supera a los desplazadores de fase basados



en MEMS. Sin embargo, la fabricación de los circuitos integrados de microondas según la tecnología de Skachko es de alto costo debido a la necesidad de utilizar electroerosión, el cual resulta ser un procesamiento mecánico de alta tolerancia y costo elevado.

7. Estimando lo anteriormente expuesto, se plantea la investigación y desarrollo de una nueva tecnología de fabricación de circuitos integrados de microondas, la cual excluya el procesamiento mecánico. Asimismo, se considera la posibilidad de incluir la fabricación de dispositivos MEMS dentro de esta nueva tecnología, obteniendo de esta manera un desplazador de fase con conmutadores MEMS integrados. Bajo tal premisa, se espera la obtención de una nueva tecnología que permita fabricar desplazadores de fase de bajo costo y bajas pérdidas.



## **Capítulo 2 Desarrollo de la tecnología de fabricación de circuitos integrados para microondas de bajas pérdidas**

Hoy en día, se observa un creciente interés en los arreglos de fase basados en diseños reflectivos para aplicaciones en telecomunicaciones y radares. Los arreglos reflectivos pasivos resultan ser una alternativa atractiva que sustituye a los arreglos de fase activos, esto debido a su diseño simple y bajo costo. El desplazador de fase es el elemento básico del arreglo pasivo y particularmente se busca su optimización.

El desplazador de fase presenta ciertos requerimientos como son: errores de fase pequeños, cortos tiempos de conmutación, reducción del nivel de modulación de amplitud de acompañamiento, así como un diseño simple. Asimismo, para los arreglos de fase pasivos, resulta de gran importancia lograr la disminución de las pérdidas de inserción.

Ha sido en la búsqueda de estos objetivos que, además de trabajar en los diseños de los arreglos de fase y la optimización de los desplazadores, se presenta una gran tarea como lo es la exploración de tecnologías de fabricación que reduzcan los pasos de procesamiento, permitan obtener un dispositivo de buenas características con una reducción considerable en el costo de los dispositivos para de esta manera hacer factibles sus aplicaciones comerciales.

### **2.1 Tecnologías actuales aplicadas a la fabricación de desplazadores de fase**

En el capítulo 1, se exhibieron ciertas ventajas y desventajas de los diseños actuales de desplazadores de fase. Se trató de manera general algunos



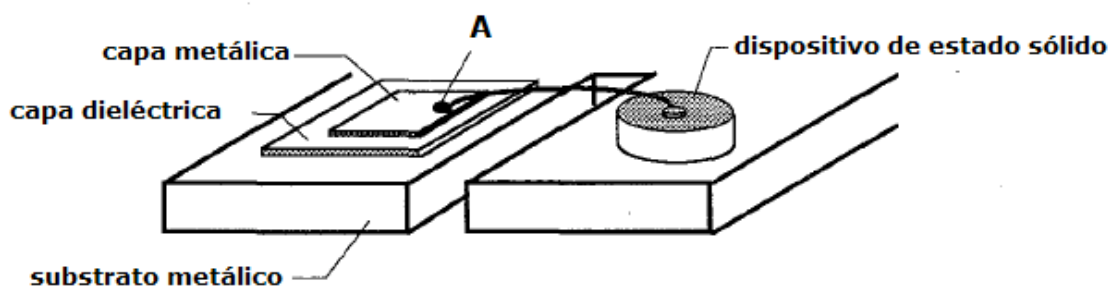


aspectos tales como funcionamiento, pérdidas, tecnología y costos de fabricación.

Una de las tecnologías que ha resultado de particular interés fue la propuesta por Skachko [10] debido a las bajas pérdidas obtenidas en un amplio intervalo de frecuencias. En dicho trabajo se presenta una tecnología híbrida para la producción de circuitos integrados de onda milimétrica. Como sustrato del circuito integrado, se propone el uso de una gruesa placa metálica perforada sobre la cual se depositan dos capas delgadas, una dieléctrica y otra metálica, las cuales se usan como circuitos de polarización y de filtrado de DC.

Dicha tecnología usa como sustrato una gruesa placa de cobre con espesor entre 0.3 a 5 mm (Figura 1). Una delgada estructura metal/dieléctrico de entre 5 y 7 mm se fabrica sobre la superficie pulida del sustrato metálico, mediante depósitos localizados. Se sintetiza un compuesto dieléctrico especial basado en SiO con la finalidad de decrecer la tangente de pérdidas ( $tg\delta$ ), que además funciona como promotor de adhesión. La medición de la  $tg\delta$  en la capa dieléctrica delgada (3-4 mm) fue menor que 0.001 a 20 GHz y la constante dieléctrica fue cercana a 5.

La perforación del sustrato metálico se realizó para formar la estructura de microondas deseada: una línea de transmisión ranurada, salientes de guía de onda H, un diafragma metálico en la sección transversal de una guía de onda, etc. Esta estructura da como resultado bajas pérdidas de inserción, así como una excelente eliminación de calor.



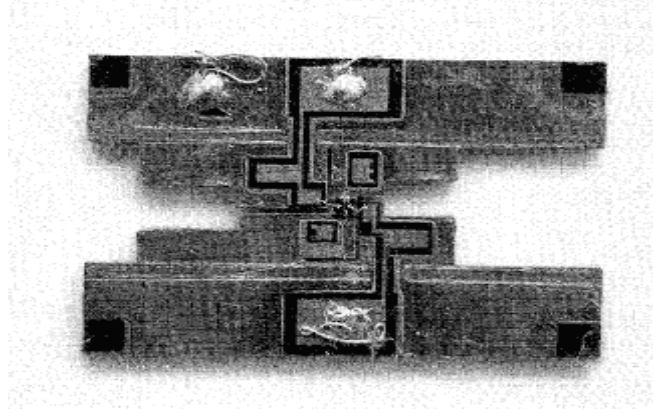
**Figura 2.1** Circuito integrado híbrido basado en la estructura metal/dieléctrico/metal.



La delgada estructura metal/dieléctrico depositada sobre el sustrato metálico permite obtener estrechas líneas de microcinta de extremadamente baja impedancia ( $3-5 \Omega$ ) aplicando la técnica de fotolitografía. Los filtros de DC basados en tales líneas aseguran un excelente corto circuito a frecuencias de microondas entre el conductor superior y el sustrato metálico (figura 2.1, punto A). Luego entonces, en altas frecuencias la influencia de la estructura metal/dieléctrico resulta despreciable. El circuito integrado propuesto puede considerarse como una hoja de metal perforado altamente conductivo con dispositivos de estado sólido polarizados montados en su superficie. Esto permite la realización de modernos dispositivos de estado sólido para onda milimétrica.

A pesar de las bondades obtenidas por esta tecnología propuesta por Skachko, el proceso tecnológico al final resulta ser costoso y laborioso. Los detalles de fabricación de dicha tecnología son los siguientes:

1. Preparación del sustrato. Se usa como sustrato una placa de Cu (~5mm de espesor) a la cual se le aplica un pulido mecánico, seguido de un decapado químico para promover la adhesión.
2. Fotolitografía 1. Fabricación de una máscara delgada para depósito localizado de una máscara dieléctrica.
3. Depósito de capa dieléctrica. Se deposita SiO a través de la máscara, de manera tal que se protegen ciertas zonas donde no se requiere SiO y en otras se permite el depósito. De esta manera se busca obtener un depósito localizado.
4. Depósito de capa metálica. Una delgada capa de cobre se deposita sobre la capa dieléctrica a través de la misma máscara de contacto.
5. Fotolitografía. La topología requerida para el circuito de polarización se realiza por medio de un proceso fotolitográfico estándar.
6. Corte. Se hace un proceso de corte por electroerosión para formar la estructura de microondas deseada.
7. Recubrimiento. Se recubre con oro el sustrato para alcanzar estabilidad química y alta conductividad.
8. Ensamble de componentes. Soldado por termocompresión o ultrasonido.



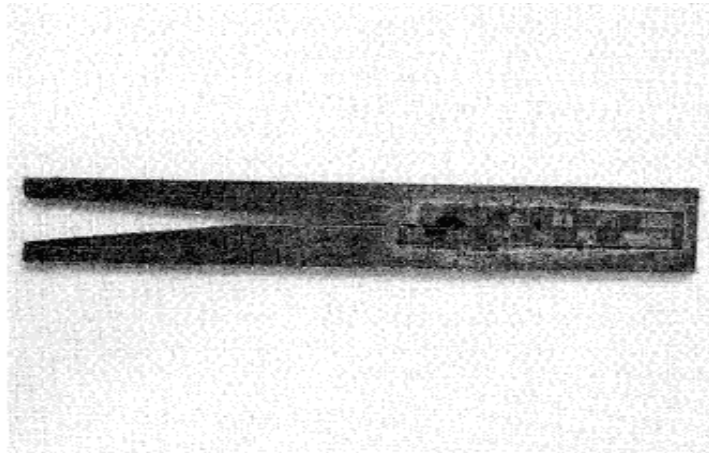
**Figura 2.2** Circuito integrado híbrido de un amplificador de una etapa

De acuerdo a lo anterior, se puede apreciar que la aplicación de este proceso, presenta algunas complicaciones tecnológicas.

Entre las dificultades que se presentan tenemos que la adhesión entre SiO y cobre no resulta ser la más satisfactoria, debido a que sus coeficientes de expansión térmica son muy diferentes, y por lo tanto al enfriarse el depósito suele haber un desprendimiento. Con la intención de promover la adhesión de la capa de óxido de silicio es que se utilizan capas intermedias de cromo.

Otra situación, es la referente al corte por electroerosión, el cual resulta ser un proceso mecánico de alta precisión, requerido para dar forma a la geometría del diafragma, aunque eleva considerablemente el costo del dispositivo.

Dicha técnica permite el desarrollo de amplificadores de potencia efectiva así como amplificadores de bajo ruido con una figura de ruido extremadamente baja. En la figura 2.2 se muestra la fotografía de un circuito integrado híbrido, el cual ha llegado a mostrar una figura de ruido de 1.7 dB a 36 GHz [10]. El amplificador consiste de una sección de guía de onda rectangular con un substrato metálico que forma las salientes de la guía de onda H. Sobre uno de los lados del substrato metálico se fabrica el circuito híbrido integrado. Debido a los bajos valores de impedancia característica de la guía de onda H es posible obtener un mayor ancho de banda de acoplamiento en transistores de onda milimétrica comparados con los bien conocidos diseños para fin-line.

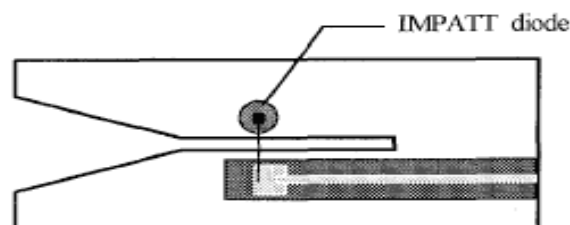


**Figura 2.3** Substrato del oscilador de diodo

Osciladores de potencia efectiva, así como osciladores locales pueden fabricarse con la técnica presentada por Skachko. Una fotografía del substrato de un oscilador de diodo se muestra en la figura 2.3.

El diodo se instala en el substrato metálico y se conecta con el circuito de polarización como se muestra en la figura 2.4. El ensamble en el circuito híbrido integrado se hace de manera tal que con la línea de transmisión se forme una guía de onda H.

Dicho diseño proporciona alta disipación del calor en el diodo. El desarrollo del oscilador de diodo IMPATT se realizó bajo una potencia de salida de 1 mW a 107 GHz.



**Figura 2.4** Diseño de un oscilador de diodo IMPATT



## 2.2 Propiedades de materiales aplicados a la fabricación de circuitos para microondas

El término “circuitos para microondas” hace referencia a una configuración de elementos electrónicos, tales como dispositivos activos y pasivos interconectados por líneas de transmisión, como las microcintas, y que además trabaja a frecuencias que se encuentran en el intervalo de las microondas.

Una línea de transmisión es una vía a través de la cual se propaga una onda electromagnética, y su objetivo es direccionar dicha onda lo más eficazmente posible, es decir con el menor número de pérdidas.

Existen diferentes tipos de líneas de transmisión para microondas, evidentemente con diferentes intervalos de frecuencias de aplicación.

Dentro de las características eléctricas a considerar se tiene: (1) intervalo de impedancia, (2) pérdidas por unidad de longitud (incluyendo pérdidas óhmicas y de radiación), (3) características de dispersión y (4) capacidad de manejo de potencia. Pérdidas, dispersión y propagación multimodo resultan ser factores importantes en altas frecuencias.

Es por esto, que en la tarea del diseño de circuitos para altas frecuencias usando líneas de transmisión, se diseña de acuerdo a las características de impedancia, dispersión, capacitancia efectiva o inductancia de las configuraciones de línea.

Los circuitos para alta frecuencia, ya sean híbridos o integrados, deben cumplir con requisitos diferentes a los que trabajan a menor frecuencia, por lo que la disminución de la capacitancia parásita y la tangente de pérdidas ( $\tan \delta$ ) se convierte en un importante requisito.

Estos antecedentes no hacen más que manifestar la importancia latente que existe en el diseño de circuitos para microondas de contar con materiales apropiados para obtener como resultado circuitos con mejoras importantes en su funcionamiento, como lo es el caso de la reducción de pérdidas en dichos circuitos.

Entonces, si se tiene la intención de diseñar un circuito de microondas, se presentarán algunas tareas importantes a resolver:

- i. Realizar una búsqueda de los materiales apropiados,



- ii. Encontrar una relación bilateral entre materiales y tecnología de fabricación del circuito,
- iii. Optimizar el desarrollo del dispositivo, mejorando básicamente su comportamiento eléctrico y su costo.

Uno de los objetivos particulares del presente trabajo es el de mejorar la tecnología híbrida para producir circuitos integrados de onda milimétrica propuesta por Skachko [10] la cual se basa en una estructura sustrato/dieléctrico/metal. Previamente se han expuesto las ventajas de los dispositivos obtenidos con dicha tecnología, así como las desventajas y dificultades que se presentan al aplicar dicha tecnología de fabricación, razones que motivan la búsqueda de nuevas alternativas para mejorar el método de fabricación, de tal manera que se logren fabricar circuitos con una tecnología de fabricación con un menor grado de complejidad, lo cual redundará en la obtención de circuitos para microondas de bajo costo.

Por lo anterior, en principio se tiene como tarea el presentar y discutir algunas propiedades de los materiales aplicados a la fabricación de circuitos, para de esta manera efectuar la elección de los más adecuados para ser aplicados en la fabricación de circuitos para microondas.

### 2.2.1 Substratos

Idealmente, un sustrato debería de funcionar tan solo como un buen soporte mecánico sin interactuar con la capa depositada, con la salvedad de proporcionar una buena adhesión. Sin embargo, en la práctica el sustrato ejerce una considerable influencia sobre las características de la capa depositada y por tanto del circuito que se espera obtener como producto final.

En esta sección se consideran algunos aspectos del sustrato como son constante dieléctrica, tangente de pérdidas ( $\tan \delta$ ), superficie, composición y estabilidad química, conductividad y estabilidad térmica, así como costo.

#### 2.2.1.1 Vidrios

Los vidrios, en el sentido ordinario del término, son esencialmente materiales no cristalinos que se obtienen mediante la fusión de sílice con óxidos de sodio

**Tabla 2.1** Propiedades de materiales vítreos utilizados como sustratos [12]

Propiedad	condición	unidad	soda lime	alcalizinc borosilicato	alcali borosilicato	lime aluminio silicato	silice fundida	alcaloplomo borosilicato	aluminio borosilicato	Vidrio fotosensible	
Punto de esfuerzo	-----	°C	472	506	520	670	990	----	613	422	
Punto de recocido	-----	°C	512	539	565	710	1050	----	650	452	
punto de fluidez	-----	°C	696	696	720	910	1580	725	820	350	
expansión térmica	25-300°C	ppm/°	9.2	7.2	3.25	4.6	0.56	5.5-6.1	4.5	8.3-8.6	
Densidad	25°C	g/cm <sup>3</sup>	2.47	2.51	2.23	2.63	2.2	----	2.76	2.36	
índice refractivo	"nap line"	-----	1.51	1.53	1.47	----	1.458	1.58	1.53		
resistividad volumétrica	300°C	ohm-cm	10 <sup>5.6</sup>	10 <sup>7.9</sup>	10 <sup>7.2</sup>	10 <sup>13.8</sup>	10 <sup>11.2</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12.4</sup>		
constante dieléctrica	25°C 1MHz	-----	6.5	6.7	4.6	6.4	3.9	8.9	5.8	6.5	
tangente de pérdidas (tan δ)	25°C 1MHz		0.01	0.0046	0.0062	0.0013	0.00002	0.004	0.0011	0.033	
Módulo de Young	-----	10 <sup>6</sup> psi	10	10.8	9.1	12.4	10.5	-----	9.8		
durabilidad química: en HCl al 5%	pérdidas a: 100°C 24h		0.02	0.03	0.005	0.4	0.001	----	5.5		
		NaOH al 5%	99°C 6h	mg/cm <sup>2</sup>	0.05	2.0	1.1	0.3	0.7	----	3.7
		Na <sub>2</sub> CO <sub>3</sub> 0.02	100°C 6h		0.1	0.1	0.1	0.1	0.03	----	0.3
costo relativo	-----	-----	bajo	bajo	bajo	medio	alto	bajo	medio	Alto	
Disponibilidad	varilla	-----	----	----	✓	✓	✓				
	hoja	-----	✓	✓	✓	----	✓	✓	✓		

y carbono, los cuales actúan como impurezas y disminuyen la temperatura de fusión. La mezcla resultante se enfría rápidamente para destruir la cristalización y entonces forjarse en diferentes formas: hojas planas, contenedores y fibras.



Láminas de vidrio planas son el tipo más común de sustratos para depósito de capas, aunque ciertas aplicaciones requieren de varillas cilíndricas. Algunos vidrios no pueden ser manufacturados en forma de hoja y por tanto están disponibles solamente en forma de varillas cilíndricas. Esto incluye a los aluminosilicatos, los cuales se utilizan para resistores de óxido de estaño, así como los borosilicatos, los cuales presentan aplicaciones como materiales para laboratorio.

Las propiedades de los vidrios varían ampliamente dependiendo de su composición química. Una de las mayores ventajas de los vidrios es que poseen superficies lisas que son obtenidas fácilmente, lo cual refleja sustratos de bajo costo. Individualmente, los vidrios varían significativamente respecto a resistividad volumétrica, tangente de pérdidas y punto de fluidez. Su baja conductividad térmica y la dificultad de obtener formas intrincadas excluye el uso de los vidrios en muchas aplicaciones de la electrónica. Se pueden revisar algunas propiedades de los vidrios en la tabla 2.1 [12].

#### 2.2.1.2 Cerámicas Policristalinas

En contraste con los vidrios, los materiales cerámicos no permiten un excesivo moldeado tal como rolado y tracción, aunque se pueden obtener sustratos con diferentes formas e intervalos en cuanto a sus propiedades físicas se refiere.

Usualmente el material raíz para los sustratos cerámicos se encuentra disponible como óxido purificado en polvo. Los óxidos se muelen y mezclan con compuestos orgánicos que funcionan como plastificantes, enlaces o lubricantes.

Las propiedades de algunos materiales cerámicos policristalinos se muestran en la tabla 2.2. Comparando con los vidrios estos ofrecen altas temperaturas de fluidez, toleran un gran esfuerzo mecánico, en conjunto con una mejor conductividad térmica y una estabilidad química superior. La rugosidad superficial resulta ser una de sus desventajas principales, situación que puede ser disminuida al mejorar las condiciones de fabricación, a expensas de aumentar considerablemente el costo. Casos especiales son la mica y la cerámica vidriada.



**Tabla 2.2** Propiedades de substratos cerámicos aplicados a RF [13].

Propiedades	unidad	alumina	alumina	alumina	berilia	berilia	esteatita	Sital (50-1) (cerámica vidriada)	cerámica de titanato
Composición	-----	80-90% Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	90-96% Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	>96% Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	98% BeO	99.5% BeO	MgO- SiO <sub>2</sub>		
máximo nivel de temperatura de confianza en uso continuo	°C	1400- 1500	1500- 1700	1600-1725	1500	1500	1000	500	1200
resistencia al choque térmico	-----	buena	buena	buena	buena	muy buena	pobre buena	a excelente	pobre
conductividad térmica	Cal/s cm °C	0.03-0.04	0.03-0.06	0.04-0.07	0.25	0.35	0.009- 0.010	0.004- 0.009	0.008- 0.01
expansión térmica	Ppm °C <sup>-1</sup>	6.5-8.0	6.5-8.0	7.0-10.0	6.5	8.0	6.0-11.1	6.0	7.0-10.0
resistividad volumétrica	Ohm- cm	10 <sup>10</sup> -10 <sup>12</sup>	10 <sup>10</sup> -10 <sup>13</sup>	10 <sup>13</sup> -10 <sup>15</sup>	10 <sup>14</sup>	10 <sup>14</sup>	10 <sup>8</sup> -10 <sup>11</sup>	10 <sup>8</sup> -10 <sup>10</sup>	10 <sup>8</sup> -10 <sup>11</sup>
constante dieléctrica @25°C y MHz	10 <sup>6</sup>	7.5-9.0	8.5-9.5	9.0-10.0	6.5	6.7	5.9-6.3	5.5-9.1	15-10 <sup>3</sup>
Tangente de pérdidas (tanδ) @ 25°C y MHz	-----	0.0002- 0.001	0.0001- 0.0005	0.0003- 0.0015	0.0001	0.0003	0.0008- 0.0035	0.006	0.0002- 0.05
costo relativo		medio	medio	alto	alto	bajo	bajo	bajo	bajo

Se sabe que los materiales cerámicos vidriados pueden elaborarse con muy buenas tolerancias dimensionales, debido a que los cambios en densidad que ocurren durante los procesos de cristalización son muy pequeños, además su coeficiente de expansión térmica puede reducirse en algunos grados. Sin embargo, su costo resulta ser alto, además de que tanto su conductividad



térmica como sus propiedades eléctricas son menores en comparación con la de los materiales cerámicos puros.

El vidrio mica se elabora mediante una combinación natural (muscovite) o sintética (fluorophlogopite) de polvo de mica con polvo de vidrio de alta resistividad. Los polvos son mezclados, presionados y secados como cerámicas ordinarias. Estos son cocidos y enfriados bajo presiones de alrededor de 25,000 psi. Las partes se encogen menos de 0.5%, en contraste con partes cerámicas, las cuales pueden encogerse hasta un 22%. Así, al tener un menor grado de deformación se pueden obtener formas con dimensiones más exactas.

Una ventaja más de los substratos cerámicos se da al poder electrodepositar a través de los huecos en aplicaciones que requieren de alambrar ambas superficies del substrato.

### 2.2.1.3 Sitalés

Son materiales policristalinos en los cuales se produce la policristalización de un vidrio añadiendo una cantidad determinada de impurezas, las cuales contribuyen a la nucleación. Estos ocupan una posición intermedia entre vidrios comunes y cerámicas. En los vidrios se considera como una desventaja el efecto de cristalización localizada, por lo cual no existe uniformidad dentro del vidrio y por lo tanto sus propiedades se ven disminuidas. Si se eligen adecuadamente los materiales que serán introducidos, es posible realizar un proceso de cristalización del vidrio en todo su volumen y por tanto obtener un material con estructura microcristalina uniforme. De esta manera, el sital se diferencia de los vidrios porque presenta estructura policristalina y a su vez se diferencia de las cerámicas porque el tamaño de los policristales es mucho menor. Como catalizadores de la policristalización se utilizan generalmente:  $\text{TiO}_2$ ,  $\text{B}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Cr}_2\text{O}_3$ ,  $\text{V}_2\text{O}_5$ . Se caracterizan por su alta resistencia mecánica, variaciones en su composición pueden proporcionar un coeficiente de dilatación muy pequeño o muy grande, presentan alta conductividad térmica, así como características eléctricas satisfactorias. Debido a su estabilidad térmica, coeficiente de dilatación térmica, resistencia mecánica, propiedades



aislantes y buena tolerancia al ataque químico, en muchos casos los sitales superan a los mejores productos de vidrios y cerámicas en muchas aplicaciones [14].

#### 2.2.1.4 Alumina

Los substratos estándar de alumina para película delgada son del tipo “tape cast” 99.5 de  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , formulación que ha sido ampliamente usada para depósito de metales por los métodos de pulverización catódica (sputtering), evaporación y CVD para la generación de dispositivos o circuitos. Cuando se requiere que la superficie de ambas caras tenga acabado con cierto grado de perfección, es decir, con un mínimo de defectos, la raíz de alumina utilizada en el substrato deberá ser muy fina y reactiva para obtener superficies cuyo tamaño de grano sea pequeño. El tamaño promedio de las partículas de los materiales raíz utilizados en substratos estándar para películas delgadas podría variar entre 0.5 y 1.5  $\mu\text{m}$ , obteniéndose un acabado ultraliso. Además, los materiales raíz utilizados presentan muy alta pureza, bajo contenido alcalino y muy pocas impurezas de hierro. Los únicos aditivos utilizados en su formulación son una fuente de  $\text{MgO}$ , usualmente  $\text{MgCO}_3$ , lo cual se adiciona en pequeñas cantidades para controlar el crecimiento del tamaño de grano durante la densificación. En algunos casos una pequeña cantidad de sílice podría ser adicionada para auxiliar en la densificación. En los substratos estándar de alumina, con tamaño de grano promedio de 2 a 2.5  $\mu\text{m}$  se obtiene un acabado superficial resultante menor a 0.15  $\mu\text{m}$ . En substratos ultralisos para película delgada, un tamaño de grano promedio de aproximadamente 1  $\mu\text{m}$  da como resultado un acabado superficial menor a 0.075  $\mu\text{m}$ . En la tabla 2.2, se muestran algunas propiedades de substratos cerámicos incluyendo algunas composiciones de alumina.



### 2.2.1.5 Monocristales

Entre los substratos monocristalinos se cuenta con cerámicas como el safiro (alúmina  $\alpha$ ) y los semiconductores como el silicio y el germanio. Estos se obtienen mediante el corte de grandes cristales (lingotes) en obleas. La mayoría de estos cristales semiconductores se crecen mediante la técnica de Czochralski, donde una pequeña semilla del cristal se sumerge en la superficie de la mezcla del material del substrato y se retira lentamente. Ya que la semilla es ligeramente más fría que el fundido, al irse retirando se solidifica y forma un gran monocristal.

Otro método de crecimiento de cristales es la técnica de Verneuil, la cual fue desarrollada originalmente para la preparación de gemas artificiales. Un ejemplo son lingotes de safiro de más de 1 3/8 de pulgada de diámetro y 6 pulgadas de longitud, los cuales son hechos mediante la caída de polvo fino de alúmina a través de una flama directa de oxyhidrógeno en un pilar refractario. El polvo de alúmina se funde y forma una cama en el pilar. La mayoría del polvo se va adicionando y el pilar que se encuentra debajo del cristal va creciendo. La alúmina se funde entre 2030 y 2050 °C y ebulle tan solo a 100 °C arriba de esta temperatura.

Luego entonces, mantener las condiciones propias de crecimiento resulta crítico. Grandes cristales de alta pureza y perfección han sido crecidos por el método Czochralski, el cual resulta ser más promisorio si lo vemos desde el punto de vista de volumen de producción y costo. El crecimiento de cristales mediante el método Verneuil se encuentra limitado en cuanto al tamaño y características mostrando más defectos por unidad de volumen. Ambos métodos requieren rebanar en obleas con un subsecuente desbaste y pulido de las superficies resultantes. Se pueden obtener cristales con orientaciones específicas a un costo adicional.

En cuanto a materiales monocristalinos se refiere, el silicio y en un grado menor el germanio y el safiro son materiales que presentan más aplicaciones. Estos combinan propiedades apropiadas tales como gran estabilidad química y térmica en conjunto con excelente conductividad térmica.



Tabla 2.3 Propiedades de substratos monocristalinos [12]

Propiedad	alúmina $\alpha$	óxido de magnesio	dióxido de titanio	dióxido de silicio	fluoruro de magnesio	silicio	germanio	mica (muscovite)	arsenuro de galio
fórmula química	$\text{Al}_2\text{O}_3$	MgO	$\text{TiO}_2$	$\text{SiO}_2$	$\text{MgF}_2$	Si	Ge	$\text{KH}_2\text{Al}_3(\text{SiO}_4)_3$	GaAs
sistema cristalino	hexagonal	cúbico	tetragonal	hexagonal	tetragonal	cúbico	cúbico	monoclínico	Cúbico
densidad, $\text{g cm}^{-3}$	3.98	3.58	4.25	2.65	3.18	2.33	5.36	2.76-3.0	5.3
dureza, mohs	9	5.5	5.5-6	7	6	7	6.5	2.5-3	
punto de fusión, $^\circ\text{C}$	2040	2800	1825	$\sim 1425\clubsuit$	1255	1420	936		1238
conductividad térmica a $25^\circ\text{C}$ , $\text{cal cm}^{-1}\text{s}^{-1}\text{deg}^{-1}$	0.09	0.06	0.03♦ 0.02♥	0.03♦ 0.02♥		0.20	0.13	0.0016	0.10
coeficiente de expansión térmica de $25\text{-}300^\circ\text{C}$ , $\text{ppm deg}^{-1}$	8♦ 7.5♥	13.8	9.2♦ 7.1♥	12♦ 22♥	18.8♦ 13.1♥	2.5-3.5	5.5-6.4	$\sim 11$ ♦ $\sim 20$ ♥	5.93
calor específico, $\text{cal g}^{-1}\text{deg}^{-1}$	0.20	0.276	0.17		0.25	0.18	0.073	0.21	0.086
modulo de Young, $10^5$ psi	50-56	36-52	36-41		15.5-16.3	15-23	15-23♠		8.6-17♠
esfuerzo de flexión, $10^3$ psi	65-100	20	20		-9				
constante dieléctrica a $25^\circ\text{C}$ , $10^6$ Hz	11.5♦ 9.4♥	9.65	165♦ 86♥	4.5	4.87♦ 5.45♥	12	15.7	6.5-9	12.5
esfuerzo dieléctrico a $25^\circ\text{C}$ , $\text{V mil}^{-1}$	1,200							3,250-6,250	
tangente de pérdidas (tg $\delta$ ) a $25^\circ\text{C}$ , $10^6$ Hz	0.002	$< 3 \times 10^4$	0.008♦ $2 \times 10^{-4}$ ♥					$1\text{-}2 \times 10^{-4}$	

- ♦paralelo al eje x
- ♥perpendicular al eje x
- ♠depende de la orientación
- ♣transición de cuarzo a cristobalita

Además, la resistividad eléctrica del silicio puede ser modificada sobre un amplio intervalo. Las desventajas comunes son la necesidad de tener que realizar algunas operaciones finales para obtener una superficie lisa.

Substratos monocristalinos de arsenuro de galio (GaAs) y silicio (Si) se utilizan en circuitos monolíticos integrados para microondas (MIMIC) y algunas de sus propiedades pueden ser observadas en la tabla 2.3.



El arsenuro de galio es caro. Modos acústicos pueden propagarse en el sustrato y pueden acoplarse a las ondas magnéticas de los conductores.

El esfuerzo dieléctrico de los cerámicos y monocristales excede por mucho al de los plásticos, así pues las habilidades para manejar la potencia son consecuentemente altas y por tanto la ruptura de altas estructuras de filtros Q son menores.

Esto resulta un buen punto para tener un sustrato con una constante dieléctrica alta y una velocidad de propagación de onda lenta, lo cual reduce las pérdidas por radiación del circuito.

Sin embargo, en altas frecuencias se imposibilita la reducción de los circuitos, lo cual restringe la capacidad de manipular la potencia. Para estas aplicaciones a menudo se utiliza el cuarzo.

#### 2.2.1.6 Metales

Los sustratos metálicos tienen su principal aplicación en el depósito de películas magnéticas. Para obtener películas con propiedades uniformes, resulta esencial proveer de superficies lisas mediante pulido mecánico, electropulido, y/o pulido químico. El pulido mecánico deja restos del abrasivo atrapados en la superficie del metal, por lo que se da preferencia a los métodos electrolíticos, químicos o vibratoriales que sirven también para remover material de la superficie. Hojas pulidas de aluminio, cobre y plata se han utilizado satisfactoriamente como planos de crecimiento para arreglos de películas magnéticas. Para aplicaciones de alta potencia y baja frecuencia, resultan ser prácticos los acabados de esmalte porcelanizado sobre placas de metal.

#### 2.2.1.7 Polímeros

Desde hace un par de décadas atrás, en los sistemas de microondas se han logrado reducciones en costo, volumen y peso, atendiendo a la transformación de las estructuras de guía de onda ensambladas en tablillas de circuitos impresos (PCB), generando su crecimiento en la industria.



Sin embargo, esta transición ha significado un incremento en las pérdidas de energía de RF tanto en los conductores de área pequeña como en el dieléctrico.

En lo concerniente a pérdidas, especialmente a altas frecuencias, la selección de un sustrato polimérico se limita solo a determinados materiales termoplásticos tal como politetrafluoroetileno (PTFE), poliestireno y polietileno. Entre estos, prevalece el PTFE reforzado con fibras.

Los compuestos basados en PTFE combinan bajos factores de disipación ( $K''$ ) con muchas propiedades deseables en un circuito de tablilla. Existen procesos para fotolitografía, como son el ataque o grabado, recubrimiento metálico y eliminación de fotorresina, que exceden las cadenas cruzadas de epóxicos y poliimidas.

Los PTFE's presentan su punto de fusión a  $327^{\circ}\text{C}$ , además de que su resistencia a la degradación térmica lo hace muy compatible con las operaciones de soldado.

Las demandas de procesamiento para un sustrato aplicado en circuitos de microondas, tal como son la exposición prolongada a la radiación ultravioleta, calor, humedad y uso de sustancias químicas no lo afectan.

La permitividad relativa ( $K'$ ) varía ligeramente sobre un amplio intervalo de frecuencias mientras se carezca de grupos dipolares químicos capaces de tener una respuesta resonante.

La adhesión de las hojas de cobre por extrusión va de buena a excelente y esta se logra al laminar PTFE fundido contra la superficie de cobre tratada. Entre los materiales poliméricos disponibles comercialmente el PTFE es el de menor valor en  $K'$ .

Estas características de compuestos de PTFE resultan muy importantes en la resolución de diversos problemas en las áreas de maquinado, acabado, recubrimiento metálico, expansión térmica, coeficiente térmico ( $K$ ), deformación mecánica y rigidez.

Es necesario tener especial cuidado en las operaciones de maquinado. Debido a la cristalinidad y bajas fuerzas de cohesión entre las largas cadenas moleculares de PTFE, el flujo de deformación extensiva ocurre debajo del punto de fusión.



La impenetrabilidad y baja energía superficial del PTFE requiere técnicas especiales para adherir hojas o recubrimientos. Se encuentran disponibles soluciones orgánicas de complejos químicos de sodio que alteran la superficie mejorando la adsorción y la adherencia.

El coeficiente de expansión térmica (CTE) del PTFE es alto y no lineal. Comercialmente se dispone de compuestos de PTFE con algún reforzamiento, ya sea una trama o fibra de vidrio orientada aleatoriamente teniendo una orientación de la fibra en el plano X-Y lo cual restringe la expansión en la dirección Z.

La no linealidad del coeficiente térmico K (TCK) del PTFE se correlaciona de manera inversa con el CTE. Desafortunadamente la fase cristalina del PTFE exhibe un inconveniente de transición estructural cerca de la temperatura ambiente con un incremento de volumen al subir unos grados. Esta transición es reversible y la temperatura de transición resulta ser menor en el enfriamiento que en el calentamiento.

Se cuenta alternativamente con substratos compuestos los cuales son considerados en caso de tener la necesidad de contar con un coeficiente térmico K pequeño.

Haciendo algunas concesiones en cuanto al funcionamiento, el copolímero de perfloruro puede usarse en lugar del polímero PTFE evitando la transición a temperatura ambiente. Se han obtenido avances con una cerámica compuesta conteniendo PTFE con K de 3.0 alcanzándose muy pequeños valores de TCK sobre un amplio intervalo de temperaturas y un CTE muy cercano a la isotropía, cercana a la del cobre. Este ofrece una respuesta a los requerimientos de rentabilidad y diseño eléctrico.

El fenómeno de flujo de deformación ocasionado por el maquinado afecta en gran medida al ciclo de funcionamiento térmico en el ensamble de la tablilla, ya que puede llegar a originar grandes pérdidas. El reforzamiento con fibras del PTFE reduce la razón de deformación mecánica.

Hoy en día los diseñadores de circuitos para microondas tienen muchas opciones en los substratos PTFE. Actualmente se disponen de compuestos PTFE-cerámica con valores de K de 3, 6 y 10 obteniéndose ventajas sobre otras cerámicas utilizadas en la fabricación de tablillas para microcintas en



**Tabla 2.4** Algunas propiedades de substratos poliméricos [16].

fabricante y material	símbolo o fórmula	constante dieléctrica relativa $\epsilon_R$	Factor de disipación $\tan \delta$	Calor específico (J/g/°C)	Conductividad térmica (W/m°C)	coeficiente de expansión térmico PPM/°C x/y/z
Bakelita		4.8				
Rogers Duroid 5870	PTFE/Random glass	2.33	0.0012	0.96	0.26	22/28/173
Rogers Duroid 5880	PTFE/Random glass	2.2	0.0012	0.96	0.26	31/48/237
Rogers Duroid 6002	PTFE/Random glass	2.94	0.0012	0.93	0.44	16/16/24
Rogers Duroid 6006	PTFE/Random glass	6	0.0027	0.97	0.48	38/42/24
Rogers Duroid 6010	PTFE/Random glass	10.2-10.8	0.0023	1	0.41	24/24/24
FR-4	vidrio/ epóxico	4.8	0.022		0.16	
Polietileno		2.25				
Polyflon/CuFlon	PTFE	2.1	0.00045			12.9
Polyflon/PolyGuide	Polyolefin	2.32	0.0005			108
Polyflon/Norclad	Termoplástico	2.55	0.0011			53
Polyflon Clad Ultem	Termoplástico	3.05	0.003			56
PTFE	PTFE	2.1	0.0002	0.96	0.2	
Rexolite 1422		2.55				
Rogers R/flex 3700	Estabilidad térmica termoplástico	2.0	0.002			8
Rogers RO3003	PTFE cerámico	3	0.0013	0.93	0.5	17/17/24
Rogers RO3006	PTFE cerámico	6.15	0.0025	0.93	0.61	17/17/24
Rogers RO3010	PTFE cerámico	10.2	0.0035	0.93	0.66	17/17/24
Rogers RO3203	PTFE cerámico	3.02				
Rogers RO3210	PTFE cerámico	10.2				
Rogers RO4003	Plástico termofijo cerámico plástico	3.38	0.0027		0.64	11/14/46
Rogers RO4350B	Plástico termofijo vidrio cerámico	3.48	0.004		0.62	14/16/50
Rogers RO4403	Plástico termofijo vidrio cerámico	3.17				
Teflón		2.1	0.0001			
Rogers TMM 3	cerámico/ termofijo	3.27	0.002	0.87	0.7	15/15/23
Rogers TMM 4	cerámico/plástico termofijo	4.5	0.002	0.83	0.7	16/16/21
Rogers TMM 6	cerámico/termofijo	6	0.0023	0.78	0.72	18/18/26
Rogers TMM 10	cerámico/termofijo	9.2	0.0022	0.74	0.76	21/21/20



cuanto a costo y disponibilidad de tamaño, además de que un CTE cercano al del cobre incrementa la rentabilidad.

Laminas recubiertas con un delgado metal de baja rugosidad nos dan la opción de obtener circuitos impresos para un alto intervalo en las frecuencias de las microondas. Con estos avances resulta necesario mejorar la calidad en los patrones de los circuitos.

Estos nuevos substratos termofijos pueden ser precedente para guías de onda en circuitos impresos con bajas pérdidas dieléctricas y con reducción de costos en el circuito.

El PTFE con recubrimiento de cobre incrementa la facilidad para fabricar circuitos. Observando las modificaciones de compuestos laminados de PTFE e introduciendo nuevos tipos de materiales a los substratos es como la industria de las microondas marcha hacia adelante en cuestión de capacidad y costo.

En la tabla 2.4 se presentan algunas propiedades de substratos poliméricos utilizados en la fabricación de circuitos para microondas.

Una de las propiedades más críticas en materiales para alta frecuencia es la constante dieléctrica ( $\epsilon_R$ ). Esta propiedad se obtiene experimentalmente a partir diferentes vías (línea cinta, microcinta o guía de onda) a diferentes frecuencias (1 MHz, 10 GHz o 77 GHz) o bajo diferentes condiciones (temperatura o humedad). El valor de  $\epsilon_R$  obtenida puede cambiar dependiendo del tipo de medición y condiciones de frecuencia entre otros. La mayoría de los proveedores de materiales para alta frecuencia reportan la  $\epsilon_R$  del material para un conjunto de condiciones determinadas. Existen aplicaciones que requieren exponer el material sobre un amplio intervalo de temperaturas, por lo que resulta necesario entender el comportamiento del material.

La medición estándar de  $\epsilon_R$  de un substrato Rogers se realiza @10 GHz, 23°C y 50% de humedad relativa.

El compuesto PTFE RT/duroid 5870 y 5880 reforzado con fibra de vidrio ha sido diseñado especialmente para aplicaciones en circuitos de microcinta y stripline.

El reforzamiento de microfibras ha sido orientado aleatoriamente para maximizar los beneficios de la fibra reforzada en las direcciones más valoradas por los fabricantes de circuitos y en la aplicación final del mismo.



La constante dieléctrica de RT/duroid 5870 y 5880 laminado es uniforme de panel a panel y es constante en un amplio intervalo de frecuencias. Su bajo factor de disipación hace que el uso de RT/duroid 5870 y 5880 se extienda hasta valores muy cercanos a la banda Ku. RT/duroid 5870 y 5880 laminado se secciona fácilmente mediante corte o maquinado. Presentan alta resistencia a disolventes y reactivos, calor o frío que se presentan regularmente en los procesos de circuitos o recubrimiento metálico.

Normalmente se pueden encontrar como laminas con cobre electrodepositado de 1/2 a 2 oz/pie<sup>2</sup>. El espesor del revestimiento de cobre rolando en ambas caras del RT/duroid 5870 y 5880 se presenta en un intervalo de entre 8 y 70 mm para obtener un mayor número de aplicaciones eléctricas críticas.

### **2.3 Elección de substratos**

En el presente trabajo se plantea el desarrollo de una tecnología especial de fabricación que disminuye las pérdidas por inserción en el circuito de polarización de un desplazador de fase de guía de onda reflectiva para la banda X.

En el caso de la tecnología propuesta por Skachko [10] para formar la estructura sustrato/dieléctrico/metálico, el sustrato utilizado es una gruesa placa metálica de cobre de aproximadamente 5 mm de espesor, a la cual debe aplicarse un pulido mecánico y posteriormente un pulido químico.

En vez de tal sustrato se propone el uso de un sustrato polimérico tipo Rogers RT/Duroid 5880, con constante dieléctrica de valor bajo, siendo esta del orden de 2.2 @ 10 GHz.

Haciendo una revisión de los valores de constante dieléctrica para los distintos tipos de sustratos tradicionalmente usados en la fabricación de circuitos para microondas (tablas 2.1 a 2.4), se encuentra que el valor de la constante dieléctrica del sustrato Rogers RT/Duroid 5880 es el más bajo de entre todos ellos y que de igual manera su factor de disipación ( $\tan\delta$ ) es bajo, lo cual lo hace un excelente material para ser utilizado como sustrato en dispositivos aplicados en un amplio intervalo de frecuencias de microondas y permanece constante dentro de un amplio intervalo de frecuencias, donde la dispersión y las pérdidas requieren ser minimizadas.



**Tabla 2.5** Comparación de propiedades en materiales utilizados como sustratos para microondas

Material	Constante dieléctrica	Tangente de pérdidas	CTE (ppm/°C)
Rogers 5880	2.2	0.002	31/48/237
Vidrio HMIC	4.1	0.002	3.2
Alumina	9.5	0.001	6.5
Sital	5.5-9.1	0.006	6
Berilia	6.5	0.001	6.5
Cuarzo	3.9	0.0002	0.55
GaAs	12.5		5.93

Adicionalmente, su característica de absorción de humedad resulta ser tan baja que lo hace un sustrato ideal en aplicaciones en ambientes con un alto grado de humedad.

Las láminas de Rogers RT/Duroid 5880 se cortan con facilidad, poseen una excelente estabilidad dimensional y son resistentes a los disolventes y reactivos, ya sea calientes o fríos, tradicionalmente utilizados en los procesos de grabado propios del proceso fotolitográfico aplicados en la manufactura de circuitos impresos o en el metalizado de orillas y huecos. [32]

El sustrato Rogers RT/Duroid 5880 resulta ser ligero y flexible, característica que reduce en gran medida el peso de los circuitos fabricados con este tipo de sustratos.

En la tabla 2.5 se comparan algunos de los materiales tradicionalmente usados como sustratos en la industria de las microondas.

#### **2.4 Capas Dieléctricas.**

Convencionalmente, los circuitos integrados monolíticos para microondas (MMICs) usan un sustrato semidieléctrico de GaAs para confinar el campo eléctrico alrededor de los conductores y generalmente la cara posterior del sustrato se metaliza como tierra.

Sin embargo, existen diversos problemas asociados con esta tecnología: en principio, las líneas de microcinta y otros componentes del MMIC son diseñados con tamaños del orden del espesor de un chip. Para una oblea con espesor de entre 100 a 200  $\mu\text{m}$  se requiere un componente con una línea



característica similar. Con tales tamaños el intervalo entre las líneas del conductor podría ser demasiado grande y destruir el acoplamiento.

En segundo lugar, para operaciones arriba de 12 GHz, dispositivos y componentes solo se pueden aterrizar efectivamente atravesando el substrato mediante huecos. Esto hace que el proceso de fabricación se complique y el espesor del substrato se limite en un intervalo de entre 100 a 200  $\mu\text{m}$ . Estos espesores imponen requerimientos a la oblea en cuanto a tamaño lo cual implica manejar la oblea con mayor cuidado, de manera tal que el costo de fabricación se incrementará.

La tercera cuestión, es que a frecuencias de onda milimétrica la inductancia generada por las perforaciones a tierra resulta significativa y puede deteriorar el funcionamiento del circuito.

Debido a estos problemas, las estructuras de guía de onda coplanar (CPW) han recibido gran atención [17]. En estructuras CPW no resulta necesario perforar el substrato para aterrizar la cara posterior, lo cual lo puede llegar a averiar, además se tienen limitaciones en cuanto al proceso por el tamaño pequeño del mismo.

Los espesores del chip se encuentran en el orden de las 600  $\mu\text{m}$  lo cual permite que sean usadas obleas de tamaño mayor. Además, no se tendría un límite en cuanto al tamaño de las componentes usadas. Estos factores pueden reducir enormemente el costo del procesamiento.

Sin embargo un problema asociado con las CPW es que la tierra se encuentra del otro lado de la línea de señal lo cual incrementa la complejidad del diseño del circuito. Una solución potencial a esto es el uso de la técnica de multicapas [18-21].

Con tal técnica se pueden emplear muchas capas de metal/aislante alternadas, permitiendo el uso de técnicas que involucran delgadas líneas de microcinta, como pueden ser la CPW. Este enfoque permite a los ingenieros en microondas tener flexibilidad en cuanto al diseño de estructuras multicapas con mejoras en el funcionamiento del circuito.

La mayor ventaja de las técnicas de multicapa es que con cualquier técnica ya sea convencional o multinivel, no solo es posible diseñar las líneas de



microcinta en miniatura, sino también emplear componentes pasivos en tres dimensiones.

No obstante, resulta necesario minimizar las pérdidas de los componentes pasivos teniendo cuidado al diseñar los circuitos, eligiendo apropiadamente los materiales dieléctricos [17], [22].

Esta idea también puede facilitar la aplicación de una variedad de diseño de estructuras basadas en diferentes materiales tal como estructuras poliimida/cerámica [20], estructuras basadas en poliimida/Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>/SiO<sub>2</sub> [21] y estructuras orgánicas dieléctricas de espesor intermedio usando benzociclobutene (BCB) [23].

En aplicaciones de MMIC los dieléctricos tradicionalmente usados han sido el nitruro de silicio (Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>) y el dióxido de silicio (SiO<sub>2</sub>) e incluso la poliimida. En el caso de capas de Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> y de SiO<sub>2</sub> las técnicas de crecimiento son las tradicionalmente conocidas.

Sin embargo, dichas técnicas de fabricación, presentan problemas en cuanto a rendimiento y rentabilidad, además de presentar dificultades en cuanto a la obtención de capas con espesores gruesos, pues podrían presentarse problemas de fractura en dichas capas.

En cambio, capas de poliimida y BCB pueden formarse a partir de una técnica más amable como lo es el centrifugado (spin coating) aplicando posteriormente un recocido con la finalidad de fraguar la capa depositada.

En teoría, cabe la posibilidad de obtener espesores de dichas capas dentro de un amplio intervalo mediante el cambio de viscosidad del material precursor. Haciendo un cuidadoso proceso de curado, podrán obtenerse capas gruesas de poliimida o BCB sin los problemas de fracturas encontrados en capas de Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> o SiO<sub>2</sub>. En la tabla 2.6 se muestran algunas propiedades del Dióxido de Silicio y del Nitruro de Silicio [24].

Por otro lado, la poliimida y el BCB poseen un esfuerzo de ruptura dieléctrica alto, gran resistividad y baja constante dieléctrica, lo cual hace estos materiales muy apropiados para ser utilizados en la fabricación de una gran variedad de circuitos integrados para microondas.

**Tabla 2.6** Propiedades del Dióxido de Silicio ( $\text{SiO}_2$ ) y Nitruro de Silicio ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) en 300 K [24]

Propiedades	$\text{SiO}_2$	$\text{Si}_3\text{N}_4$
Estructura	Amorfo	Amorfo
punto de fusión ( $^{\circ}\text{C}$ )	aprox. 1600	---
densidad ( $\text{g}/\text{cm}^3$ )	2.2	3.1
índice de refracción	1.46	2.05
constante dieléctrica	3.9	7.5
esfuerzo dieléctrico ( $\text{V}/\text{cm}$ )	$10^7$	$10^7$
banda de absorción del infrarrojo ( $\text{mm}$ )	9.3	11.5 - 12.0
energía de la banda prohibida a 300K (ev)	9	aprox. 5.0
coeficiente térmico de expansión lineal ( $1/^{\circ}\text{C}$ ) $\Delta L/L/\Delta T$	$5 \times 10^{-7}$	---
conductividad térmica @300K ( $\text{W}/\text{cm-K}$ )	0.014	---
resistividad @25 $^{\circ}\text{C}$ ( $\text{ohm-cm}$ )	$10^{14} - 10^{16}$	aprox. $10^{14}$
resistividad at@500 $^{\circ}\text{C}$ ( $\text{ohm-cm}$ )	---	$2 \times 10^{13}$
razón de ataque en solución buffer de HF ( $\text{angstroms}/\text{min}$ )	1000	5 - 10

De hecho la poliimida ha sido usada por largo tiempo en aplicaciones de la microelectrónica. Por ejemplo, la poliimida se ha utilizado en aplicaciones de circuitos VLSI basados en silicio [25] direccionándose específicamente hacia los requerimientos funcionales de las propiedades dieléctricas en los interniveles de VLSI, factores de disipación del material, planarización y ataque en seco.

Se han hecho estudios [25] basados en el comportamiento de la composición química de la poliimida bajo diferentes tratamientos térmicos y su aplicación en circuitos integrados.

A pesar de todos estos estudios, la aplicación de la poliimida en la industria de circuitos integrados no ha avanzado de acuerdo a las expectativas [25], en dichos estudios la poliimida se usa como aislante en intercapas en circuitos VLSI, pantallas planas, pasivación de circuitos y procesos de enmascaramiento de capas, además de haberse encontrado aplicación en circuitos MMIC. Algunos trabajos pioneros fueron publicados por Ogawa et. al. [18] quienes usaron multicapas de poliimida para construir diferentes líneas de transmisión y estudiaron pérdidas en transmisión. Tokumitsu [19] uso una estructura de 3

**Tabla 2.7** Propiedades de capas de poliimida

Propiedades		Valor						
Material		HN	CB	MT	MTB	CR	XC	KJ
coeficiente de expansión térmica	$\times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$	20						60
Resistencia @ 20kV mm <sup>-1</sup> 50 Hz	Hr	200				>100,000		
densidad	$\text{g cm}^{-3}$	1.42	1.42	1.85	1.85	1.54	1.42	1.36
constante dieléctrica @ 1MHz		3.4						
constante dieléctrica @ 1kHz		3.4	4.5	4.2	4.2	3.9		3.4
esfuerzo dieléctrico @25µm de espesor	$\text{kV mm}^{-1}$	300	80	165	70 @ 0.075mm	290		200
factor de disipación @1MHz		0.01						
factor de disipación @1kHz		0.0018	0.19			0.003		0.0016
elongación	%	70	45	50-60	50-60	45	20-30	150
absorción de humedad	%	2.8		3	3			1
encogimiento @400°C	%	1.2-1.5	1	1	1	0.6		
resistividad superficial	Ohm/□					$3.6 \times 10^{16}$	$50-1 \times 10^9$	
módulo de tensión	Gpa	2.5	2.7	4	4	3.2	3.3-3.6	2.7
esfuerzo de tensión	Mpa	230	135	125	125	150	110-120	135
conductividad térmica @23C	$\text{W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$	0.16		0.45	0.45	0.38	0.12	
Resistividad volumétrica	Ohm/cm	$1.5 \times 10^{17}$	$10^{13}$	$10^{14}$	$10^{14}$	$2.3 \times 10^{16}$		$2.5 \times 10^{17}$

capas de poliimida con espesor de 3 µm para construir una línea de transmisión de microcinta de capa delgada. En la tabla 2.7 se pueden observar las propiedades de algunas capas de poliimida [26].

El uso de benzocyclobutene (BCB) fotosensible ha sido ampliamente reportado como material dieléctrico en aplicaciones de empaquetamiento multicapa, incluyendo: MCMs [27], capas de redistribución IO y paneles de pantallas planas.





## 2.5 Elección de capas dieléctricas

En la industria de los semiconductores se han hecho muchos artículos que reportan las ventajas significativas del BCB (bisbenzocyclootene) sobre la PI (poliimida).

Existen muchas ventajas tal como, una baja constante dieléctrica [27], un bajo factor de disipación, menor absorción de humedad, corto tiempo de curado y baja temperatura de curado, además de presentar alta transparencia óptica, gran estabilidad térmica y alta resistencia a los solventes.

Adicionalmente al mejoramiento en propiedades dieléctricas, se ha descubierto que en los procesos de recubrimiento con BCB se consiguen capas con mayor planarización [28] comparativamente con los procesos estándar de PI.

Comercialmente se dispone de algunos polímeros que se pueden depositar por centrifugado y la selección se hace en base a una combinación apropiada de propiedades, así como su compatibilidad en los procesos con cobre. Algunas de las propiedades deseables en los materiales poliméricos son:

- baja constante dieléctrica;
- baja tangente de pérdidas;
- buena adhesión en sustratos metálicos y en capas del mismo polímero;
- baja absorción de humedad;
- baja tensión;
- alto grado de planarización;
- buena resistencia química;
- fácil generación de un patrón.

A frecuencias de microondas se requiere que la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas tengan valor bajo, con el fin de minimizar las capacitancias parásitas y las pérdidas dieléctricas en el circuito.

La adhesión polímero a sustrato, polímero a metal, metal a polímero y polímero a polímero es crucial para la rentabilidad ya que la pérdida de adhesión es un modo de falla común en las estructuras de multinivel.

Debido a los procesos de fotolitografía utilizados en la tecnología de fabricación utilizada en este trabajo, la adhesión fotorresina a polímero también resulta importante.



Una baja absorción de humedad además de simplificar el procesamiento también asegura que tanto la constante dieléctrica, así como la tangente de pérdidas no varíen conforme los cambios ambientales.

Las películas poliméricas además de presentar tensiones intrínsecas, desarrollan tensión adicional, debido al desacoplamiento por expansión térmica con el sustrato y las capas metálicas.

Un estrés alto entre películas puede causar problemas en el sistema debido a fracturas o pérdidas de adhesión. Las capas poliméricas deben tener la capacidad de resistir solventes y otros procesos químicos utilizados en el procesamiento.

Los polímeros fotoimprimibles se procesan fácilmente utilizando fotolitografía estándar. Los polímeros que requieren de ataque húmedo requieren de un par de pasos más de procesamiento. Estos se atacan químicamente a través de una máscara usando tanto el mismo revelador de la fotorresina, o bien, una vez revelada esta un atacante líquido por separado. Un tercer tipo requiere ataque por plasma o RIE (reactive ion etching) a través de la fotorresina o una máscara metálica depositada sobre el polímero. En este se incrementan aun más el número de pasos del proceso.

La ablación láser también puede ser usada en la mayoría de los polímeros [29] y la complejidad del proceso en este caso abarca el espectro total dependiendo de si es usado en un sistema de escritura directa, a través de una fotomáscara o a través de una máscara metálica depositada sobre el polímero.

Existen muchos polímeros con los cuales se tiene la posibilidad de fabricar capas dieléctricas para dispositivos de microondas y de entre estos se ha elegido el BCB por sus excelentes propiedades y compatibilidad con los recursos tecnológicos y procesos que se tienen a la mano.

En la tabla 2.8 se hace una comparación de algunas propiedades del BCB contra PI, en la cual podemos observar la superioridad del BCB en algunas propiedades que son básicas para la obtención de mejores parámetros en los dispositivos de microondas.

En la búsqueda de un manejo térmico adecuado para el sustrato elegido (Rogers RT/Duroid 5880), se realiza una comparación entre las temperaturas de recocido de PI y BCB. De esta forma se ha verificado que la temperatura de

**Tabla 2.8** Comparación de propiedades del BCB y la poliimida

Propiedades	Poliimida	BCB
Constante dieléctrica @10 GHz	3.2 [31]	2.5 [30]
Factor de disipación @10 GHz	0.002 [31]	0.002 [23]
Campo de ruptura (V/cm)	$> 2 \times 10^4$	$3 \times 10^6$
Resistividad volumétrica ( $\Omega$ -cm) @25 °C	$2.5 \times 10^{17}$	$1 \times 10^{19}$
Fuerza de tensión (Mpa)	87	200
Módulo de Young (GPa)	3.5	2.9
Elongación por tensión	45%	8%
Coefficiente de expansión térmica (CTE) (ppm/°C)	20-70	52
Temperatura de transición vítrea ( $T_g$ )	325	>350
Temperatura de curado (°C)	375	$\leq 250$
Índice de refracción		1.54 @1300-1500 nm (para capas endurecidas por curado)
Absorción de humedad (% en peso)	2-3	<0.2
Planarización		>90%
Adhesión (general)	excelente	excelente
Compatibilidad en procesos con cobre	si	si
Facilidad de procesos (tiempo, recocido...)	excelente	excelente

recocido del BCB se encuentra dentro de la tolerancia requerida para dicho sustrato. En las tablas 2.7 y 2.8 se pueden verificar algunas propiedades importantes ya discutidas para dichas capas poliméricas.

## 2.6 Capa metálica utilizada en la estructura metal/dieléctrico/sustrato.

De acuerdo a la tecnología propuesta por Skachko [10], para fabricar una estructura metal/dieléctrico/sustrato (figura 2.5) de bajas pérdidas, se ha



elegido un sustrato tipo Rogers RT/Duroid 5880 y 4003, una capa dieléctrica de BCB y ahora se discutirá lo concerniente a la elección de la capa metálica. En algunas aplicaciones eléctricas, existen razones para tener preferencia del cobre sobre el aluminio. Una de ellas, es la menor resistividad eléctrica del Cu ( $1.7 \mu\Omega\text{-cm}$ ) en comparación con el Al ( $2.7 \mu\Omega\text{-cm}$ ), lo cual mejora el desempeño eléctrico al reducir el calentamiento por efecto Joule, logrando un transporte de calor más eficiente.

Por otra parte, el punto de fusión del cobre es prácticamente el doble del valor del aluminio (1100 y 660 °C, respectivamente), de manera tal que el coeficiente de expansión térmica (CTE) del cobre es menor que en el aluminio (16.6 y 25 ppm cm/cm °C, lo cual presenta algunas implicaciones, ya que al hacer cambios en la temperatura de una capa delgada, sus dimensiones se conservan con mayor exactitud conforme el CTE es más pequeño. Cuando se unen dos materiales distintos, los cambios en temperatura causan diferentes cantidades de contracción o expansión en cada uno de ellos.

Cuando la disparidad relacionada con el CTE es grande entre dos capas en contacto adquieren cierta tensión térmica que podría causar fallas del recubrimiento haciéndolo frágil.

Por otro lado, en el cobre son menores las fallas inducidas por electromigración debido a los procesos de difusión atómica y comparativamente con el aluminio, se mejora en gran medida la resistencia a la electromigración [35]. Desafortunadamente, el cobre se oxida en presencia de oxígeno, debido a que en forma pura no desarrolla una capa protectora de la oxidación, a diferencia del aluminio, por lo que en la fabricación de circuitos integrados podrían generarse defectos superficiales.



**Figura 2.5** Estructura metal/dieléctrico/sustrato (Cu/BCB/Ro)



También se debe tener en consideración, que a pesar de las excelentes propiedades eléctricas del cobre, es necesario evitar que se degrade para poder utilizarlo con éxito en dispositivos basados en capas delgadas.

En la estructura metal/dieléctrico/substrato, se espera encontrar ciertas características tal como:

- 1) bajas pérdidas a las frecuencias de microondas,
- 2) bajo costo de fabricación,
- 3) procesamiento simple aplicando fotolitografía estándar.

El BCB presenta buenas características, térmicas, eléctricas y de procesamiento por lo que tiene buenas expectativas para ser aplicado a altas frecuencias [36], [37]. En lo concerniente al proceso Cu/BCB, este ha sido ampliamente reportado [38].

Particularmente, al intentar desarrollar un proceso multicapa para la estructura metal/dieléctrico/substrato, se ha considerado al cobre como el mejor candidato como capa metálica, debido a su excelente adhesión al ser depositado sobre BCB.

Apesar de que el BCB requiere de un proceso térmico para su fraguado, este se realiza a temperatura relativamente baja (220 a 270 °C), razón por la cual en la formación de capas de dicho polímero no se deteriora el substrato Rogers [36].

Sin embargo, en el BCB se han observado ciertos problemas tecnológicos, en concreto, la fuerza interfacial es baja entre el BCB y capas metálicas delgadas. Debido a que entre cobre y BCB no existe reacción y la electromigración es baja, se facilitan los generación de patrones, por ejemplo líneas de transmisión, por medio de la técnica fotolitográfica.

En cuanto a absorción de humedad, el BCB presenta un valor menor al 0.2 %, en contraste con la poliimida que se encuentra entre 2 a 3 %. Esta es una razón por la que el cobre tiene un mayor grado de confiabilidad al ser depositado sobre BCB en vez de sobre PI, ya que de esta manera no se promueven fenómenos de corrosión ni de electromigración en sus interfases.

Debido a que el cobre presenta buena adhesión con el BCB no requiere de capas metálicas como Cr, Ti y TiW para promover la adhesión [39].



## Conclusiones del Capítulo 2

1. La revisión sobre diseños actuales en desplazadores de fase y sus tecnologías de fabricación, arroja como una propuesta atractiva la desarrollada por Skachko [10]. Esta tecnología híbrida utilizada para la producción de circuitos integrados de onda milimétrica, usa como sustrato una gruesa placa de cobre (~5 mm de espesor) perforada por electroerosión, en la que se depositan dos capas delgadas una dieléctrica (un compuesto de SiO con  $\epsilon_r=0.001$ ) y otra metálica (Cu), con las cuales se forman el circuito de polarización y de filtrado de DC.
2. En la tecnología propuesta por Skachko [10] se presentan bajas pérdidas, pero el proceso tecnológico resulta ser costoso y laborioso, razón por la que se consideró el desarrollo de una nueva tecnología de fabricación de la estructura sustrato/dieléctrico/metal.
3. Después del análisis realizado en el presente capítulo, se ha propuesto una tecnología nueva y original. En vez de utilizar una gruesa placa de cobre, se utilizan sustratos poliméricos con metalización tipo Rogers RT/Duroid 5880 y 4003 [32], los cuales han sido especialmente diseñados para aplicaciones en altas frecuencias, además de ser livianos, flexibles, de fácil corte, bajo costo y también reducen pasos en el proceso.
4. Sustituyendo a la capa dieléctrica del compuesto de SiO, se propone utilizar bisbenzocyclobutene (BCB) CYCLOTENE 4026-46 [33], capa polimérica fotosensible que cuenta con baja constante dieléctrica, bajas pérdidas a alta frecuencia, baja absorción de humedad, alto grado de planarización, buena estabilidad térmica, excelente resistencia química (tablas 2.6 a 2.8), fácil formación de capas en un intervalo de 3.5 a 7.5 mm por medio de la técnica de centrifugado, baja temperatura de curado, entre otras. La característica de fotosensibilidad reduce los pasos de procesamiento, pues directamente sobre esta se realiza la fotolitografía. Su temperatura de recocido es lo suficientemente baja ( $\leq 250$ ) [34] como para ser tolerada por el sustrato Rogers RT/Duroid 5880 sin ser afectado, ya que la temperatura a la cual se distorsiona este se encuentra alrededor de los 260 °C [32].



5. La estructura multicapas propuesta usa un sustrato Rogers del cual se aprovecha su recubrimiento de cobre, una capa de CYCLOTENE, y finalmente una capa de cobre depositada por evaporación o por pulverización catódica (sputtering).
6. El uso de BCB como intercapa dieléctrica proporciona una interfase estable de Cu/BCB. El BCB presenta una baja absorción de humedad por lo que no genera corrosión en el cobre y además existe buena adhesión entre ellos. El cobre y el BCB no son reactivos entre si, por lo que no se presenta el fenómeno de electromigración, además de existir compatibilidad en los procesos de fabricación del cobre, BCB y el sustrato Rogers.

### **Capítulo 3 Implementación de la tecnología propuesta para el diseño y elaboración de desplazadores de fase basados en diodos p-i-n**

En el presente capítulo, se busca la verificación experimental de la hipótesis formulada en el capítulo anterior, acerca del diseño y fabricación de un desplazador de fase de 2 bits para aplicaciones a frecuencias de la banda X con una reducción drástica en los costos de fabricación, de manera tal que también se asegure una disminución en pérdidas.

El referido desplazador usa el principio de espirafase de cambio de fase, por lo que no requiere de segmentos de líneas de transmisión como es el caso de los diseños estándar aplicados a desplazadores de fase. Los diseños de desplazadores basados en líneas de transmisión presentan un nivel de pérdidas alto debido a dichas líneas.

De acuerdo al capítulo anterior, para fabricar el circuito de polarización se utiliza BCB con la finalidad de disminuir los niveles de pérdidas por inserción, además de aplicar una tecnología menos compleja que las propuestas por Skachko [10] y que a la vez permita disminuir apreciablemente los costos de fabricación.

En el presente trabajo, se propone la implementación de una tecnología que utiliza un substrato estándar para microondas en vez de una gruesa placa metálica, como es el caso de la tecnología propuesta por Skachko [10]. Conjuntamente se requiere de una resina fotodefinible (BCB) [33] como dieléctrico para formar el circuito de polarización, en vez del compuesto de SiO<sub>2</sub> [10]. Esta novedosa tecnología de fabricación no demanda del procesamiento mecánico por electroerosión y permite una drástica reducción en los costos de fabricación asegurando pérdidas de operación bajas.





Con la finalidad de comprobar la validez del diseño y la tecnología propuesta para el desplazador de fase, en principio se usan diodos p-i-n como conmutadores. Sin embargo, se trabaja en paralelo en la búsqueda de la sustitución de los diodos p-i-n por conmutadores MEMS.

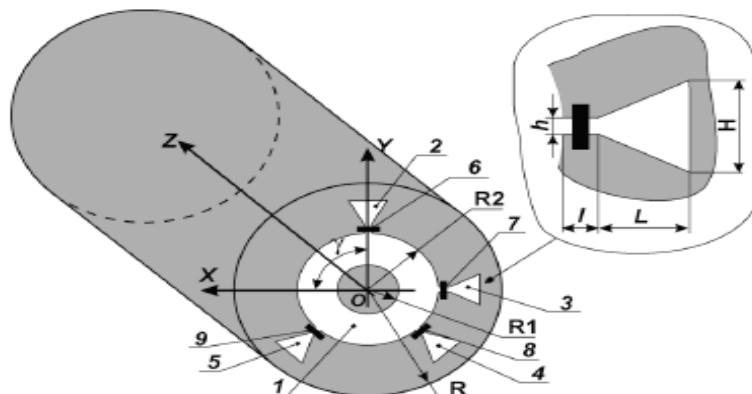
El uso de diodos p-i-n estándar permitirá calcular las pérdidas debidas a la estructura de capas metal/dieléctrico, ya que los diodos p-i-n presentan características muy conocidas, por lo tanto resulta fácil calcular las pérdidas debidas a los mismos.

### 3.1 Desplazador reflectivo de guía de onda con circuito de polarización basado en BCB [11]

Con este dispositivo se busca lograr el desplazamiento de fase de la onda usando un desplazador reflectivo de guía de onda bajo las siguientes consideraciones:

1. El elemento principal en el diseño del desplazador de fase es un diafragma de control que tiene diodos p-i-n instalados (figura 3.1).

R1	R2	L	I	H	h	R
3.1	7.1	3.05	0.6	3.6	0.4	11.4
mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm



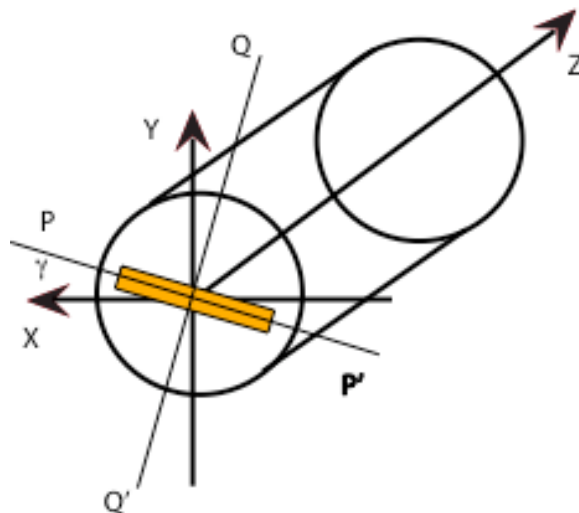
**Figura 3.1** Diseño del desplazador de dos bits. En la tabla se muestran los valores considerados para el proceso de simulación.



2. El diafragma de control se coloca en la sección transversal de una guía de onda circular que termina en corto circuito.
3. El diafragma de control contiene un anillo resonador 1 y cuatro stubs radiales 2-5.
4. Los cuatro diodos p-i-n (6-9) se conectan en paralelo a los stubs (2-5).
5. En cualquier momento un diodo se encuentra abierto, mientras que los otros tres se encuentran cerrados.

### 3.1.1 Diseño de la Sección de Control

Para diseñar la sección de control se usa el principio de Fox de cambio de fase [40]. Esencialmente, la sección de control se considera como la sección de una guía de onda circular que termina en corto circuito y que contiene al diafragma de control en su sección transversal. La sección de control proporciona diferentes coeficientes de reflexión  $\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$  para dos modos ortogonales polarizados linealmente con vectores de intensidad de campo eléctrico  $\vec{E}$  paralelos a los ejes PP' y QQ', respectivamente (figura 3.2).



**Figura 3.2** Principio de funcionamiento de la sección de control



Se asume que la onda circularmente polarizada se propaga hacia el diafragma de control en la dirección z, de acuerdo a la siguiente ecuación

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{-j\beta z} \quad (3.1)$$

en la cual  $E_0$  es la magnitud de la onda incidente,  $\vec{a}_x$  y  $\vec{a}_y$  son los vectores unitarios en las direcciones x y y, respectivamente,  $\beta$  es la constante de propagación para el modo  $TE_{11}$  y  $j = \sqrt{-1}$ .

De acuerdo a [9], la onda reflejada puede representarse como la suma de dos componentes

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\perp} - \Gamma_{\parallel})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{j\beta z} + 0.5E_0(\Gamma_{\perp} + \Gamma_{\parallel})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{j\beta z} \quad (3.2)$$

en donde  $\gamma$  es el ángulo entre el eje x y el eje PP' del dipolo (figura 3.2)

La primera componente de la ecuación (3.2) se encuentra polarizada circularmente y tiene la misma dirección de rotación del vector del campo eléctrico que la onda incidente  $\vec{E}_i$ . Esta onda controlada presenta una fase que dependerá del ángulo  $\gamma$ . La segunda componente de la ecuación (3.2) gira en dirección contraria al vector  $\vec{E}_i$  y resulta ser una onda parásita a la cual no es posible controlarle su fase y para suprimirla, es necesario cumplir con la condición siguiente:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (3.3)$$

De esta manera, la onda que viaja en dirección Z hacia la sección de control choca con el dipolo (figura 3.2), por tanto, la componente del campo eléctrico que es paralela a este dipolo se refleja con un coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\parallel} = -1$ , mientras que la componente de la onda que resulta ortogonal a dicho dipolo lo atraviesa hasta llegar al corto circuito que se encuentra a una distancia de  $\lambda/4$  y que por tanto logra reflejar dicha componente con un coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\perp} = 1$ .



De esta manera, se puede lograr el defasamiento de un campo eléctrico, pero solo para el caso de un ángulo de inclinación determinado  $\gamma$  del dipolo, como se indica en la figura 3.2. Entonces, podemos decir, que se puede controlar la fase de la onda reflejada haciendo cambios en el ángulo de inclinación  $\gamma$  del dipolo. Por esta razón se debe hacer una rotación mecánica de dicho dipolo, lo cual resulta poco adecuado, ya que la velocidad en una rotación mecánica resulta inapropiada en aplicaciones de arreglos de fase. Debido a esto, se busca construir una sección de control en la cual la rotación se efectúe por medios electrónicos, los cuales tienen tiempos de respuesta mucho más rápidos y mejores sistemas de conmutación que los medios mecánicos [41].

Por lo anterior, se ha propuesto realizar una simulación electrónica de la rotación mecánica por medio de interruptores basados en diodos p-i-n. Un desplazador de fase con diodos p-i-n sobre el diafragma de control y en el cual la conmutación de los diodos (abierto o cerrado) resulta ser equivalente a una rotación mecánica, esto se muestra en la figura 3.1.

Los stubs 2-5 del desplazador de fase, se encuentran en las posiciones angulares de  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $225^\circ$  y  $315^\circ$ , abriéndose la posibilidad de tener desplazamientos de fase de  $180^\circ$ ,  $360^\circ$  ( $0^\circ$ ),  $450^\circ$  ( $90^\circ$ ) y  $630^\circ$  ( $270^\circ$ ) en la onda controlada circularmente polarizada que será reflejada.

El diseño del diafragma de control nos permite modificar las magnitudes de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$  de manera tal que se cumpla la condición de la ecuación (3.3). Si incrementamos el ancho del anillo resonador ranurado tendremos como resultado un aumento en la magnitud de  $\Gamma_{\perp}$  y una disminución en la magnitud de  $\Gamma_{\parallel}$ . De esta manera, existe la posibilidad de elegir el ancho del anillo resonador, de manera tal que se cumpla la ecuación (3.3) y por lo tanto la geometría del diafragma de control puede ser optimizada [9]. En la figura 3.1, se presenta una tabla donde se muestran los resultados de la optimización de parámetros para las dimensiones del diafragma de control, con los cuales se busca cumplir la condición propuesta en la ecuación 3.3. En dicha tabla R1 representa al radio interior, R2 al radio exterior del anillo resonador y R al radio exterior del diafragma de control. En cuanto al stub H es la magnitud de la base, L es la altura, y los valores de h y l se refieren



respectivamente, al ancho y largo de la zona donde se instala el diodo pin en paralelo con el stub.

Substancialmente, se lograrían obtener las mismas magnitudes de  $\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$  a una frecuencia determinada, que para el caso del presente trabajo se ha considerado una frecuencia de 10.5 GHz. Los parámetros de los diodos p-i-n HPND 4005 utilizados en la simulación son  $r_d=3.0 \Omega$ ,  $R_d=20 \text{ k}\Omega$ ,  $C_d=0.017 \text{ pF}$ ,  $V_{\max}= 120 \text{ V}$  y  $P_{\max}= 250 \text{ mW}$ .

Durante todos los experimentos, la corriente directa a través de todos los diodos cerrados fue de 27 mA, mientras que el voltaje en inversa a través de los diodos abiertos fue de 25 V.

### 3.1.2 Principio de Operación

El elemento principal del diseño del desplazador de dos bits es un diafragma de control impreso, el cual consta de 4 stubs distribuidos y cada uno de ellos tiene instalado un diodo p-i-n. Además, el diafragma de control contiene un anillo resonador ranurado, el cual se señala con el número 1 en la figura 3.1, así como los 4 stubs radiales con los números 2 a 5. Los cuatro diodos p-i-n (6-9), se conectan en paralelo a los stubs. En cualquier momento y de acuerdo al desplazamiento requerido, un diodo p-i-n conmuta a su estado abierto mientras los otros tres se conmutan como cerrados.

Como puede observarse en la figura 3.1, si el diodo 6 instalado en el stub 2 se encuentra abierto, la componente de la onda incidente con plano de polarización paralelo al stub 2 no excita dicho stub, mientras que en los stubs del 3 al 5 debido a que sus diodos se encuentran cerrados, aparecen en corto. Entonces, para dicha polarización, el diafragma de control se comporta como un anillo resonador ranurado. A la frecuencia de resonancia en paralelo  $\omega_p$ , cuando el perímetro promedio del anillo resonador es aproximadamente igual a la longitud de onda  $\lambda$ , el anillo resonador permitirá pasar totalmente a la onda incidente cuya polarización es paralela al stub 2. Como se tiene un corto circuito instalado a una distancia  $\lambda_g/4$  del diafragma de control, el valor del coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\perp}$  es casi 1 en el plano del diafragma de control.

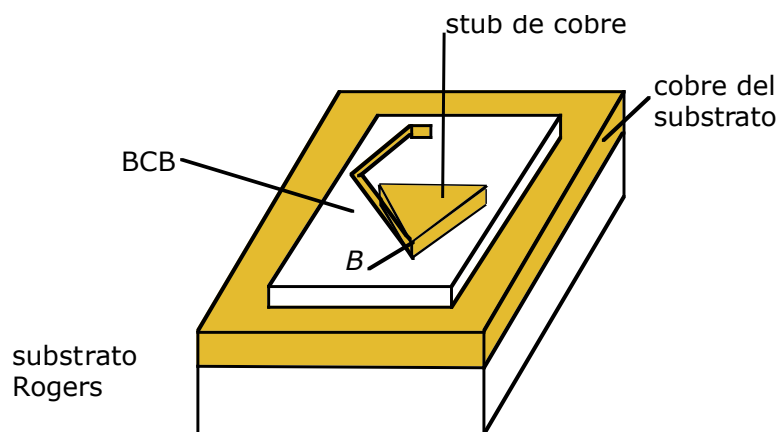


La onda incidente cuyo plano de polarización es ortogonal al stub 2 cuyo diodo 6 se encuentra abierto excita dicho stub. Entonces, la inductancia del anillo metálico externo junto con la capacitancia del diodo abierto, forman un circuito en serie resonante. A la frecuencia de resonancia  $\omega_s$ , el diafragma de control es equivalente a un corto circuito y por lo tanto el coeficiente de reflexión  $\Gamma_{||}$  es casi  $-1$  en el plano del diafragma de control para esta polarización de la onda incidente.

Ahora, se abre la posibilidad de conmutar los diodos y simular por medios electrónicos el giro mecánico. De acuerdo a esta situación, la onda reflejada adquirirá fases adicionales tales como,  $180^\circ$ ,  $360^\circ$  ( $0^\circ$ ),  $450^\circ$  ( $90^\circ$ ) y  $630^\circ$  ( $270^\circ$ ) en la onda controlada circularmente polarizada que es reflejada.

En la figura 3.3 se muestra un corte de la estructura del circuito de polarización para los diodos p-i-n. Dicha estructura se basa en la hipótesis propuesta en el capítulo 2, sobre un sistema substrato/BCB/cobre.

Dicha estructura metal/BCB/Rogers nos permite fabricar líneas de microcinta de baja impedancia. Con filtros de DC basados en stubs como líneas de microcinta, en el punto B de la figura 3.3 se logra obtener un excelente corto circuito entre el conductor superior y el conductor del substrato Rogers (cobre en ambos casos) al trabajar en altas frecuencias (figura 3.3, punto B). En el punto B se logran separar las corrientes de RF y dc.



**Figura 3.3** Estructura del circuito de polarización



Se usa como línea de microcinta un stub, puesto que, de esta manera se puede obtener un intervalo de frecuencias más amplio en el cual trabaje el circuito de polarización dentro del cual la influencia de la estructura metal/dieléctrico/metal sea despreciable. Al ser una línea de transmisión de  $\lambda/4$ , obtendremos en el punto B de la figura 3.3 un corto circuito virtual de baja impedancia a frecuencias de la banda X, en el intervalo de 9.75 a 11.5 GHz. De hecho en el punto B es donde se inserta una de las terminales del diodo p-i-n, el cual de esta forma podrá ser polarizado, quedando conectado en paralelo con el stub inductivo del diafragma de control.

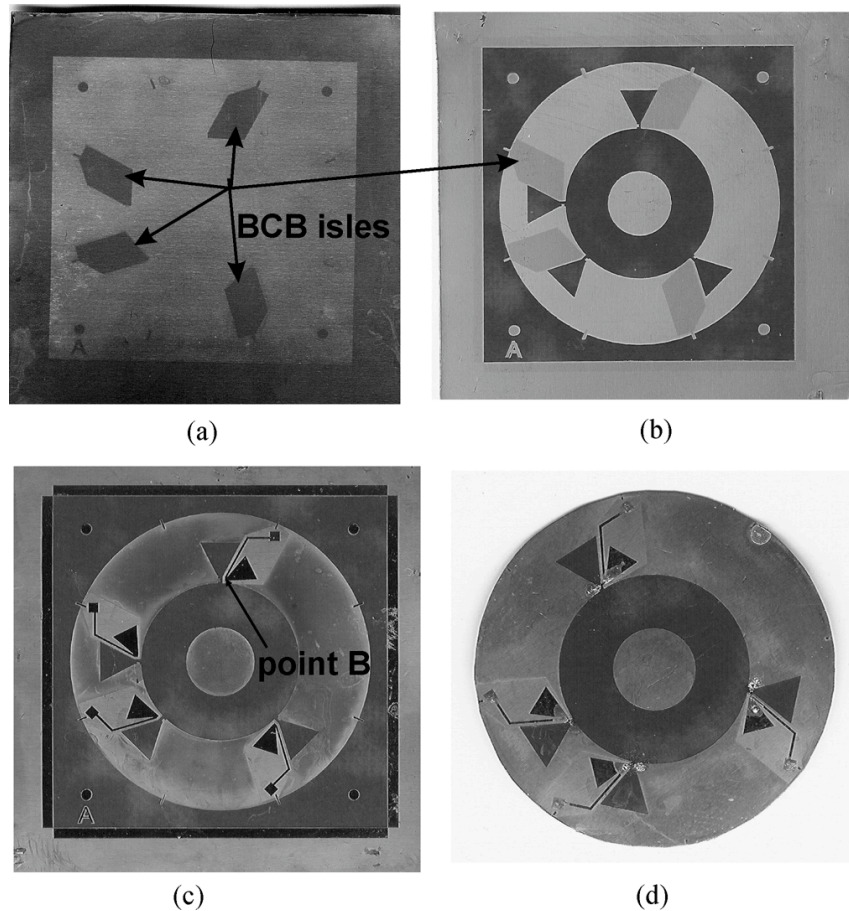
### **3.2 Fabricación de desplazadores de fase**

Se ha desarrollado una tecnología especial de fabricación con la finalidad de reducir las pérdidas de inserción en el circuito de polarización. En el capítulo anterior, se realizó la justificación de la elección de materiales propios de la nueva tecnología propuesta.

El sustrato utilizado fue un Rogers estándar RT/duroid 5880 y 4003 laminado propio para aplicaciones a frecuencias de microondas, con un espesor de dieléctrico de 0.127 mm, constante dieléctrica de 2.2 y con recubrimiento de cobre de 17  $\mu\text{m}$  [32]. En principio se forman las islas de dieléctrico (BCB) en la superficie del recubrimiento de cobre [figura 3.4 (a)].

Las islas se usan para formar el circuito de polarización. La película dieléctrica de BCB se caracteriza por una permitividad de 2.5 y tangente de pérdidas de 0.002 a 10 GHz. Entre las ventajas que presenta el polímero fotosensible BCB es su relativamente baja tangente de pérdidas, lo cual se combina con un sencillo proceso de depósito por centrifugado, aunado a que la definición de la geometría del circuito de polarización se realiza mediante un proceso de fotolitografía estándar, aplicado para la definición de la geometría del circuito de polarización.

Una ventaja adicional, se debe a que la temperatura necesaria en el proceso de endurecimiento del BCB no supera los 210 °C, condición que no daña el material a la matriz polimérica que conforma al sustrato RT/Duroid 5880 y 4003.



**Figura 3.4** Tecnología de fabricación. (a) Generación de islas de BCB. (b) Definición de anillo resonador y stubs. (c) Definición de conductores superiores para los filtros de polarización. (d) Diafragma de control con los diodos p-i-n instalados. [11]

La capa de CYCLOTENE 4026-46 Series Photo BCB Resins [13] requiere de un revelado por inmersión en base a sustancias orgánicas. Los parámetros del proceso se eligieron de manera tal que se pudiera obtener un espesor final aproximado de 7.5  $\mu\text{m}$ .

Posteriormente, se trabaja con el recubrimiento de cobre del sustrato Rogers, con la finalidad de obtener el anillo resonador y los stubs [figura 3.4 (b)]. A continuación, se deposita una capa delgada de cobre de 1  $\mu\text{m}$  de espesor utilizando la técnica de depósito de capas delgadas por evaporación en vacío. Sobre esta capa de cobre se forma el patrón del conductor superior del circuito de polarización [figura 3.4(c)]. Finalmente se instalan los diodos p-i-n [figura 3.4 (d)].



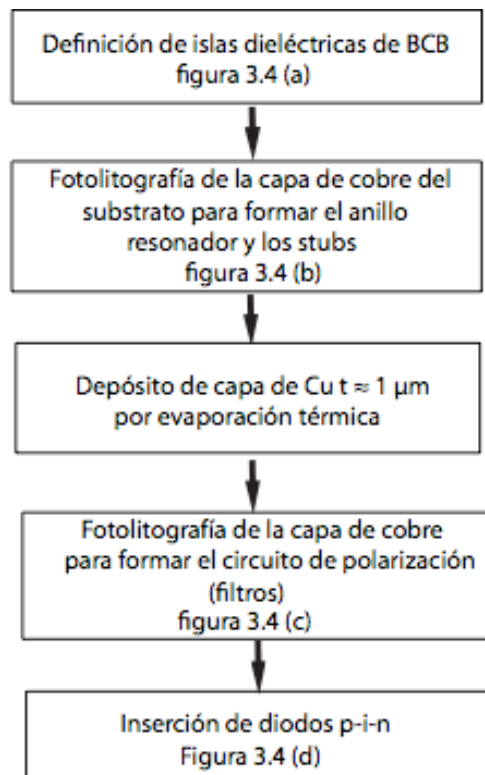


Figura 3.5 Diagrama de flujo del proceso de fabricación del circuito de polarización.

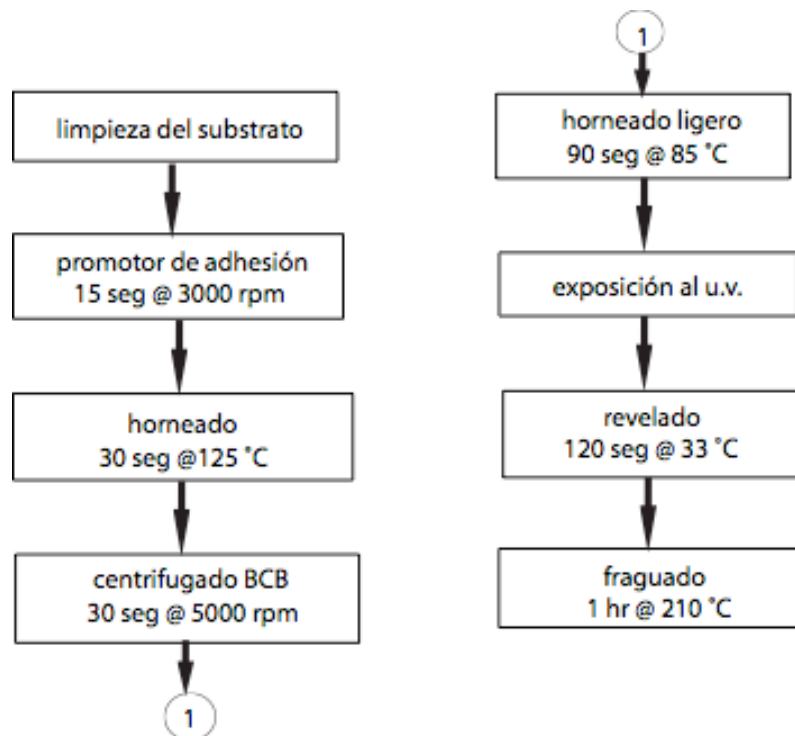


Figura 3.6 Diagrama de flujo del proceso de fabricación de la capa dieléctrica.



En la figura 3.5, se presenta un diagrama de flujo del proceso de fabricación y en la figura 3.6 se muestra el proceso de fabricación de las capas dieléctricas de BCB.

### 3.3 Etapas del diseño del desplazador de fase de onda reflectiva.

De acuerdo a los fundamentos descritos sobre el Diseño de la Sección de Control, se consideran una serie de simulaciones basadas en la variación de parámetros tales como el diámetro del anillo resonador, las dimensiones de los stubs y diodos p-i-n con diferentes características.

La vista frontal del diafragma de control para un desplazador de fase con cuatro posibles y diferentes estados, se puede apreciar en la figura 3.7. Este consiste de los siguientes elementos: (1) anillo ranurado cuyo diámetro promedio debe ser  $\lambda/\pi$ ; (2-5) stubs inductivos radiales, (6-9) diodos p-i-n.

Los stubs se encuentran conectados en serie con el anillo y su ángulo de separación es de  $45^\circ$ . Los diodos, fungen como interruptores y se conectan en paralelo con los stubs. En cualquier instante, uno de estos diodos podría encontrarse en estado abierto, mientras los otros 3 permanecerán cerrados.

Si consideramos el caso en el que el diodo 6 se encuentra en estado abierto, la componente vertical de la onda incidente con polarización circular y vector  $\vec{E}$  paralelo al eje de simetría del stub, no tendrá influencia alguna sobre los stubs 3-5 ya que se encuentran cortocircuitados al estar los diodos cerrados.

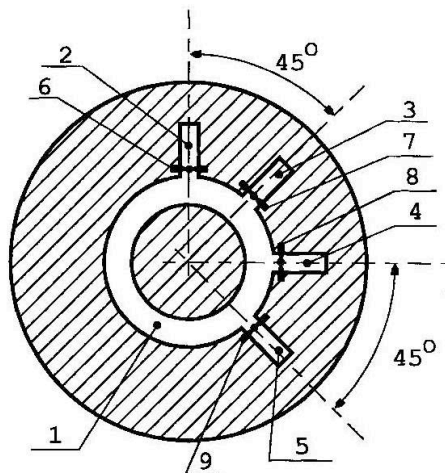


Figura 3.7 Desplazador de fase con cuatro posibles condiciones de fase

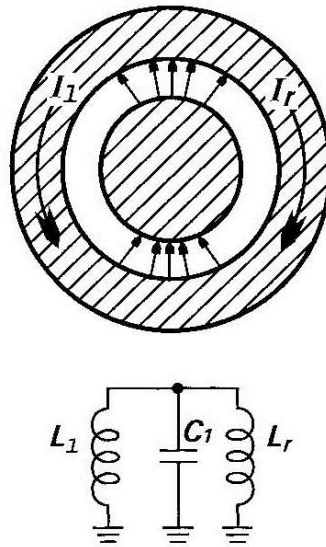


Figura 3.8 Anillo ranurado resonante y su circuito equivalente

Cuando esto sucede, el diafragma de control equivale a un anillo ranurado en resonancia para dicha componente. El diafragma de control presenta una resonancia en paralelo cuando se presenta el caso de que el anillo ranurado resonante tenga un diámetro de  $\lambda/\pi$ . La figura 3.8 muestra esta situación, así como su circuito equivalente.

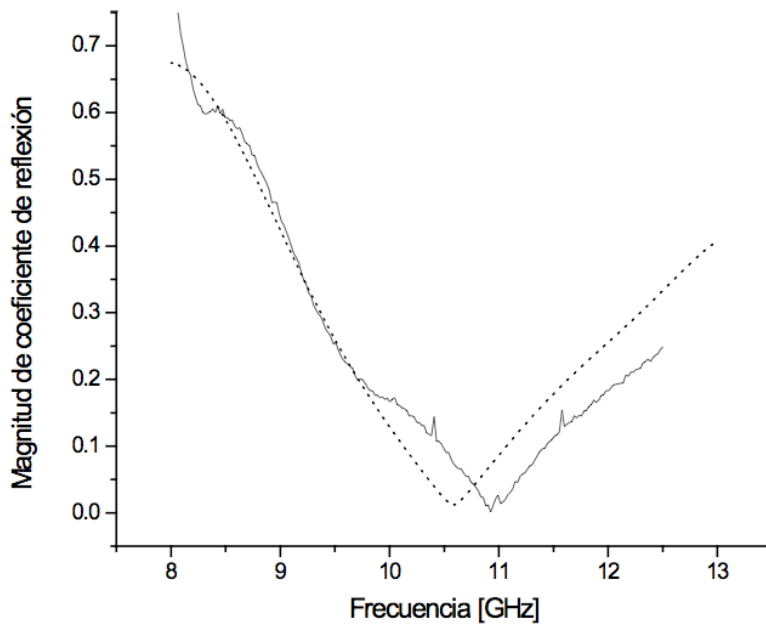
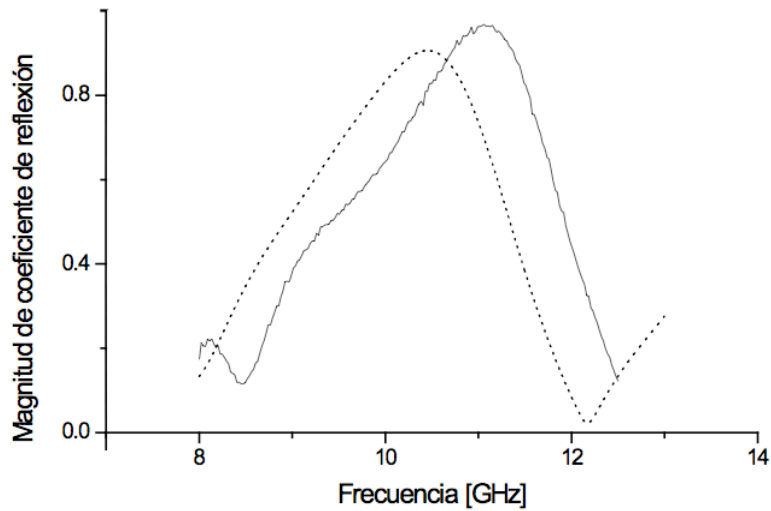


Figura 3.9 Gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión para la componente de onda paralela al eje de un stub abierto (la gráfica punteada es resultado de la simulación y la gráfica sólida es resultado de la medición)



**Figura 3.10** Gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión para la componente de onda ortogonal al eje del stub abierto (la gráfica punteada es resultado de la simulación y la gráfica sólida es resultado de la medición)

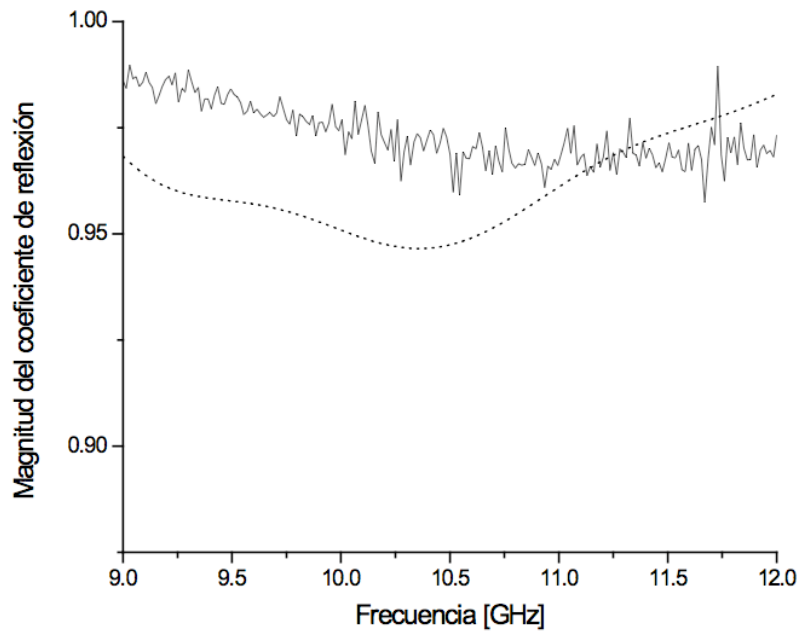
En la figura 3.9 se presenta una grafica de coeficientes de reflexión  $S_{11}$ , donde se puede observar la frecuencia de resonancia. El diafragma de control deja pasar a la componente vertical de la onda incidente, aquella cuyo vector es paralelo al eje de simetría del stub abierto.

Con el mismo stub en estado abierto, la componente del campo eléctrico ortogonal al eje del stub, sufrirá reflexión a la misma frecuencia, como se puede verificar en la gráfica de la figura 3.10.

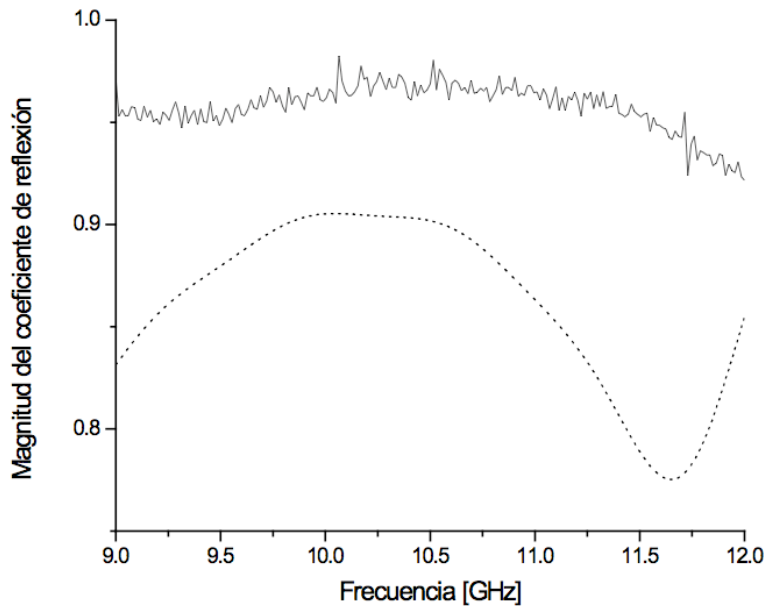
En las figuras 3.11 y 3.12 se grafica la magnitud del coeficiente de reflexión cuando se tiene un corto circuito a una distancia  $\lambda/4$  del diafragma de control. En la figura 3.11, la componente de la onda que es paralela al eje del stub abierto, resulta ser transparente al diafragma de control, y por tanto llega al corto circuito y se refleja sobre este.

En la figura 3.12, se aprecia que la componente de la onda ortogonal al eje del stub se reflejará sobre el diafragma de control.

De las gráficas presentadas en las figuras 3.9 a 3.12, se concluye que el circuito real muestra menores pérdidas, comparativamente con los resultados mostrados en las gráficas obtenidas en la simulación.



**Figura 3.11** Gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión para la componente de onda paralela al eje del stub abierto (la gráfica punteada es el resultado de la simulación y la gráfica sólida es resultado de la medición)



**Figura 3.12** Gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión para la componente de onda que es ortogonal al eje del stub abierto (la gráfica punteada es el resultado de la simulación y la gráfica sólida es resultado de la medición).



Para encontrar las pérdidas en base al coeficiente de reflexión, se considera que:

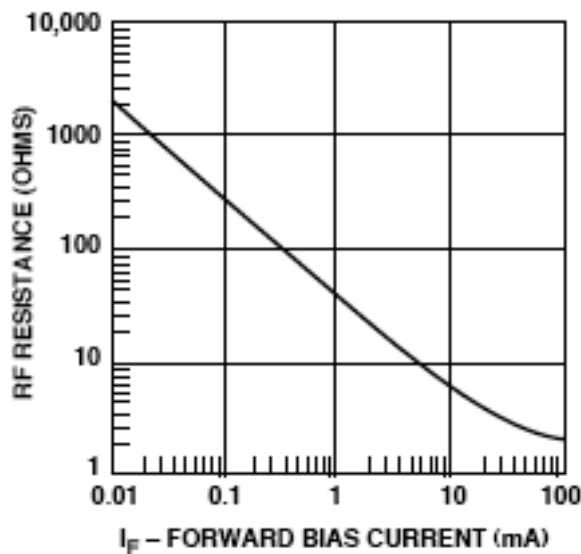
$$\frac{P_L}{P_{inc}} = 1 - |\Gamma|^2 \tag{3.4}$$

donde  $P_L$  se refiere a la potencia disipada por el circuito,  $P_{inc}$  es la potencia de la onda incidente y  $\Gamma$  es la magnitud del coeficiente de reflexión. Los resultados pueden apreciarse al revisar la tabla 3.1.

Revisemos la situación de las pérdidas tomando en consideración la figura 3.11. En esta contexto, la onda pasa a través del diafragma y es reflejada desde el corto circuito. En el caso de la simulación, se ha considerado una resistencia para el diodo,  $r_d = 5.5$  [ohm].

Los resultados obtenidos son  $\frac{P_L}{P_{inc}} = 0.116$  y  $\frac{P_L}{P_{inc}} = 0.059$  para el caso simulado y el experimental, respectivamente.

Para dicha polarización de onda las pérdidas son proporcionales a la resistencia del diodo  $r_d$  en estado cerrado.



**Figura 3.13** Gráfica de la resistencia típica en RF contra corriente de polarización directa para el diodo p-i-n (Ficha técnica de Agilent Technologies)



**Tabla 3.1** Comparación entre potencia real y la potencia obtenida por simulación.

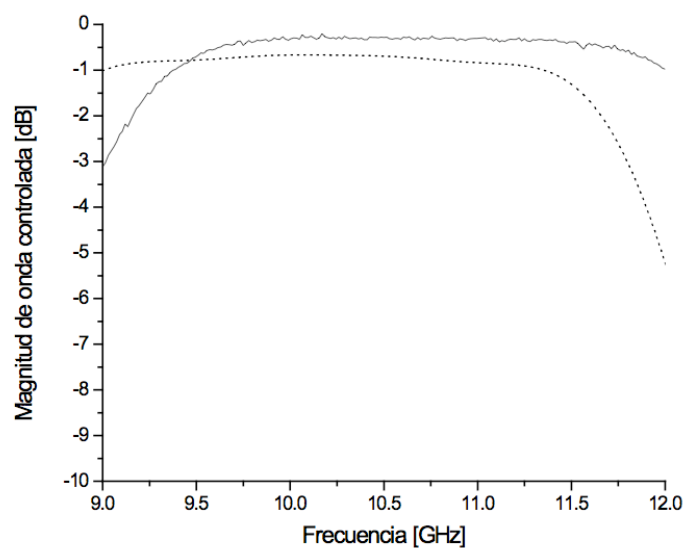
$P_L/P_{inc}$ (simulación)	$P_L/P_{inc}$ (experimental)	figura
0.116	0.0591	3.11
0.190	0.0591	3.12
0.269	0.113	3.14

En el caso real se tendrá una resistencia para el diodo con valor de  $r_d = 2.75$  [ohm] que de hecho resulta ser de valor menor al dato que ofrece el fabricante que es de  $r_d = 3$  [ohm].

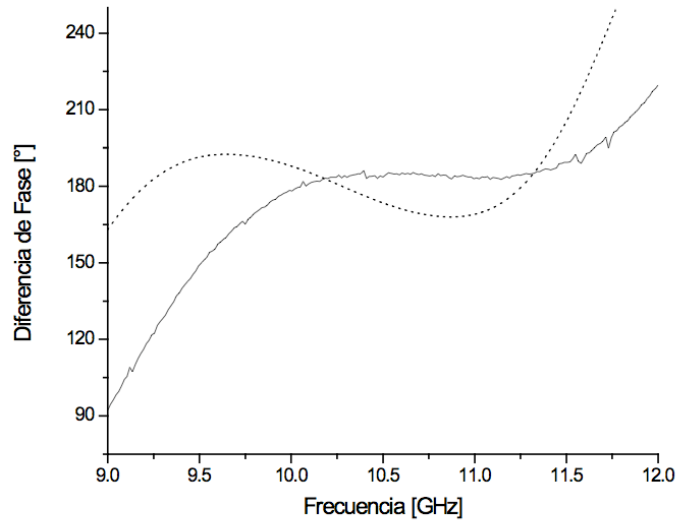
En la figura 3.13 se tiene una gráfica proporcionada por el fabricante para la resistencia de los diodos elegidos como interruptores en el circuito.

Para el caso de los diodos abiertos, se ha estimado una resistencia para la simulación  $R_d = 12$  k $\Omega$  mientras que en la resistencia extraída experimentalmente es de  $R_{dreal} = 36$  k $\Omega$ .

Por lo anterior, se puede decir que los dispositivos utilizados para la medición de la resistencia de los diodos de Agilent Technologies, introducen pérdidas que se confunden con la disminución de la resistencia del diodo en el estado abierto y aumento en el estado cerrado.



**Figura 3.14** Gráfica de pérdidas en la magnitud de la onda controlada (la gráfica punteada es el resultado de la simulación y la gráfica sólida es resultado de la medición).

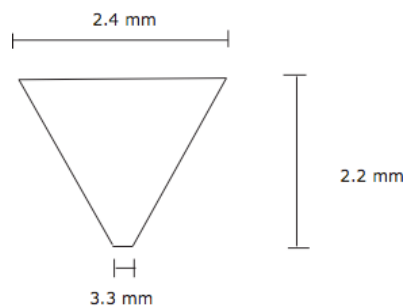


**Figura 3.15** Gráfica de diferencia de fase (la gráfica punteada es el resultado de la simulación y la gráfica sólida es resultado de la medición).

Considerando tal razonamiento, es posible afirmar, que la tecnología propuesta introduce menos pérdidas que las tecnologías convencionales.

En la figura 3.14 se ha graficado la magnitud de la onda controlada y se verifica que dentro de un amplio intervalo de frecuencias, las pérdidas por disipación son menores en el caso del circuito real en comparación con el circuito simulado.

En las gráficas de la figura 3.15 se verifica que la diferencia de fase entre  $\Gamma_{||}$  y  $\Gamma_{\perp}$  es cercana a  $180^{\circ}$  en el intervalo de frecuencias de 9.9 a 11.6 GHz tanto para la situación experimental como para la simulación.



**Figura 3.16** Dimensiones del filtro





**Tabla 3.2** Impedancias de entrada para el filtro de polarización

Frecuencia (GHz)	Impedancia (ohm)
3.000	Z=0.08115 – j 4.579
3.240	Z=0.08978 – j 4.221
3.528	Z=0.08660 – j 3.850
3.960	Z=0.07060 – j 3.375
4.332	Z=0.05805 – j 3.024
4.644	Z=0.05246 – j 2.763
5.088	Z=0.05264 – j 2.439
5.808	Z=0.06383 – j 2.012
6.984	Z=0.07597 – j 1.490
8.148	Z=0.07744 – j 1.087
9.336	Z=0.08603 – j 0.7478
10.730	Z=0.09488 – j 0.4195
12.200	Z=0.10100 – j 0.1099
13.620	Z=0.11710 + j 0.1512
15.000	Z=0.11020 + j 0.3926

En la figura 3.16 se presentan la geometría y dimensiones del filtro de polarización. Estos filtros de polarización se forman sobre el dieléctrico a partir de una capa de cobre y su longitud aproximada es de  $\frac{\lambda_g}{6}$ .

En la tabla 3.2 se muestran los resultados de las mediciones de impedancia de entrada para el filtro de polarización. Estas impedancia presentan un valor bajo en un amplio intervalo de frecuencias. Esto implica que el contacto del diodo (punto B de la figura 3.3) se encuentra virtualmente conectado al sustrato, lo cual nos proporciona una conexión paralela entre el diodo y la tierra.

### 3.4 Investigación Experimental

En principio, se investigo el funcionamiento del desplazador de fase usando polarización lineal de la onda incidente. Con este método se pudieron predecir los parámetros del desplazador de fase excluyendo los errores de fase del polarizador. Así, el diafragma de control situado en la sección transversal de la guía de onda circular se mide como un dispositivo de dos puertos.



El modo linealmente polarizado  $TE_{11}$  de una guía de onda circular se usa para excitar el diafragma de control.

Las mediciones de las frecuencias de resonancia  $\omega_p$  y  $\omega_s$  se realizan para cuatro casos diferentes, cuando el plano de polarización de la onda incidente es paralelo a los stubs 2 a 5, respectivamente.

Cuando el diodo apagado se encuentra posicionado en el stub paralelo al plano de polarización de la onda incidente, entonces se podrá medir la frecuencia resonante en paralelo  $\omega_p$ . Así, la sección de guía de onda circular junto con el diafragma de control, se rotan para asegurar la posición angular apropiada del diafragma de control. La frecuencia resonante en paralelo  $\omega_p$  no depende de la polarización de la onda incidente y es igual a 11.0 GHz.

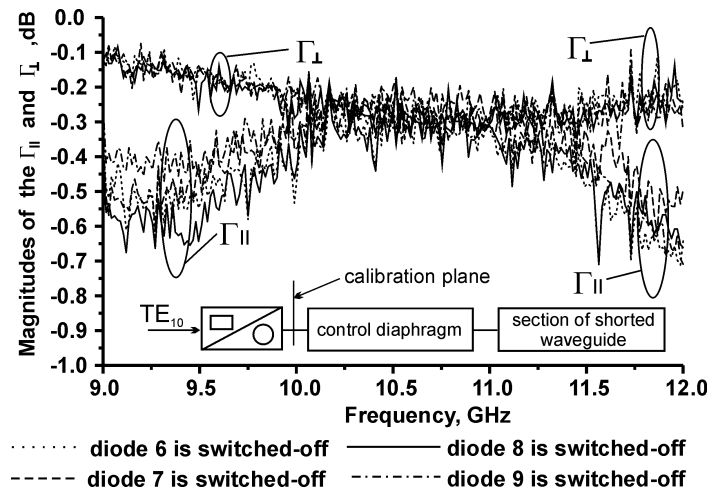
Después, la sección de guía de onda circular se rota de manera que el stub con el diodo apagado quede perpendicular al plano de polarización de la onda incidente. La medición de la frecuencia resonante en serie  $\omega_s$  fue de 11.3, 11.16, 11.15 y 11.07 GHz para los planos de polarización de la onda incidente perpendicular a los stubs 2 a 5, respectivamente.

Las pequeñas diferencias en la frecuencia resonante en serie  $\omega_s$  se atribuyen a la dispersión de los valores de la capacitancia  $C_d$  de los diodos apagados. En los experimentos realizados, la corriente directa a través de todos los diodos encendidos fue fijada en 27 mA, mientras que el voltaje en inversa a través del diodo apagado se fijó en 25 V.

El corto circuito fue colocado a una distancia de 9.7 mm del diafragma de control. Para los cuatro casos se consideraron las mediciones de magnitud y fase de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{||}$  y  $\Gamma_{\perp}$ , situando el diodo apagado en cada uno de los stubs 2 a 5.

Las magnitudes medidas de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{||}$  y  $\Gamma_{\perp}$  se presentan en la figura 3.17. Estas magnitudes tienen un valor aproximado de  $-0.3$  dB en la frecuencia de 10.5 GHz, de esta manera, la condición óptima (ec. 3.3) se satisface para las magnitudes de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{||}$  y  $\Gamma_{\perp}$ .

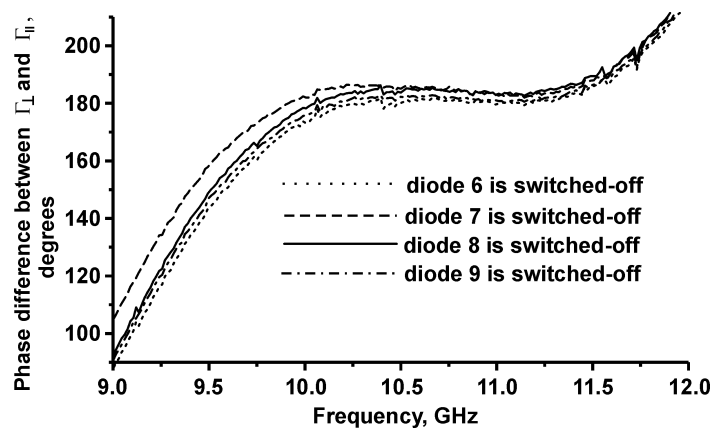
Sin embargo, la magnitud de la reflexión de la onda controlada no solo depende de las magnitudes de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{||}$  y  $\Gamma_{\perp}$ .



**Figura 3.17** Gráfica de la medición de la magnitud de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$  para los cuatro casos en que el diodo apagado se posiciona en cada uno de los diferentes stubs.

De acuerdo a las ecuaciones 3.2 y 3.3, el diafragma de control debe agregar una fase diferencial de  $180^\circ$  entre las componentes ortogonales de la onda reflejada de manera que se maximice la magnitud de la onda controlada.

La medición de la diferencia de fase entre  $\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$  para las cuatro posiciones posibles de los diodos apagados se da en la figura 3.18. Esta diferencia de fase es igual a  $180^\circ \pm 10^\circ$  en el intervalo de frecuencia de 9.9 a 11.6 GHz.



**Figura 3.18** Gráfica de las mediciones entre la diferencia de fase de  $\Gamma_{\perp}$  y la fase de  $\Gamma_{\parallel}$  para las cuatro posiciones posibles del diodo apagado.



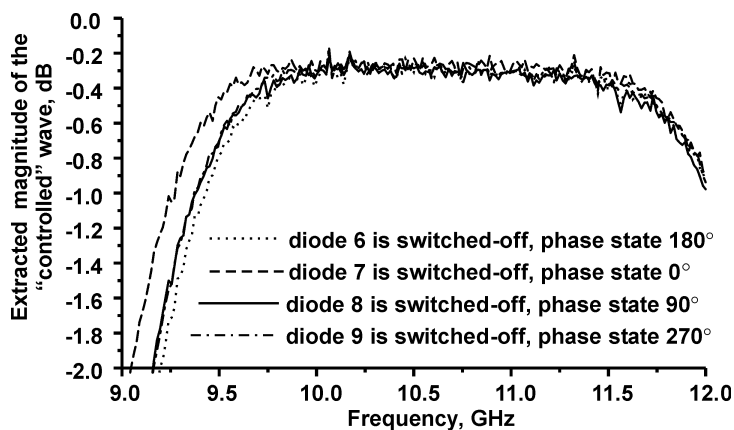
Con la medición de la magnitud y fase de  $\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$ , es posible obtener la magnitud de la onda reflejada de acuerdo a la ecuación 3.2. La extracción de la magnitud calculada de la onda controlada se presenta en la figura 3.19 para los cuatro estados de fase del desplazador de fase de 2 bits. De acuerdo a la figura 3.19, las pérdidas por inserción son menores a 0.4 dB en el intervalo de frecuencia de 9.8 a 11.4 GHz para los 4 estados de fase del dispositivo.

La modulación de la amplitud parásita es menor que 0.1 dB en el mismo intervalo de frecuencias.

Posteriormente, el desplazador ha sido investigado para una polarización circular de la onda incidente. Un polarizador con dos pares de diafragmas inductivos y cuatro pares de tornillos capacitivos se usa para convertir el modo linealmente polarizado  $TE_{11}$  en el modo circularmente polarizado  $TE_{11}$ . Este polarizador proporciona una diferencia de fase de  $90 \pm 5^{\circ}$  en la banda de frecuencia que va de 9.75 a 11.25 GHz.

El SWR del polarizador es menor que 1.45 para las dos polarizaciones lineales mutuamente ortogonales de la onda incidente en la banda de frecuencia mencionada.

El arreglo experimental para el caso de la onda incidente circularmente polarizada consiste de un adaptador de guía de onda rectangular a guía de



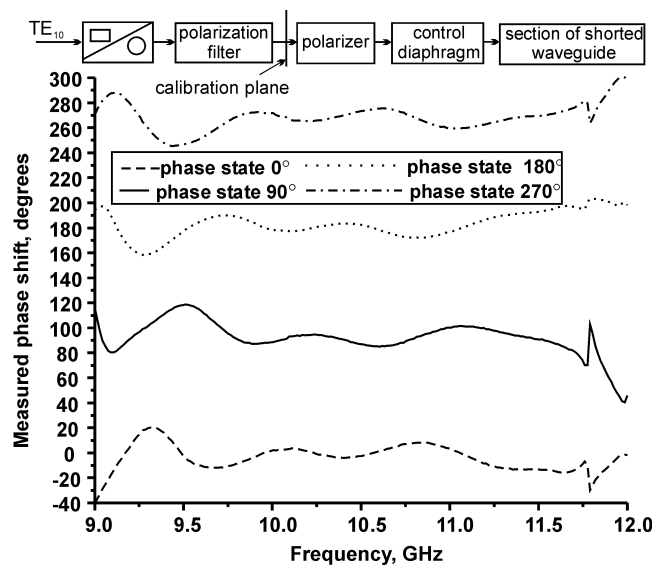
**Figura 3.19** Grafica de la magnitud extraída de la onda de control reflejada para los cuatro estados de fase.

onda circular, un filtro de polarización que disipa un modo  $TE_{11}$  horizontal, un polarizador y un desplazador de fase, conectados en cascada (figura 3.20).

El modo incidente  $TE_{10}$  de la guía de onda rectangular se transforma en el modo  $TE_{11}$  verticalmente polarizado que pasa a través del filtro de polarización. Este modo verticalmente polarizado  $TE_{11}$  se transforma en el modo circularmente polarizado  $TE_{11}$  con la ayuda del polarizador. La polarización circular  $TE_{11}$  es entonces reflejada por el desplazador de fase. Como resultado, un modo reflejado  $TE_{11}$  se separa en una onda controlada y una onda parásita. La onda parásita se convierte en un modo polarizado horizontal  $TE_{11}$  y es disipado por el filtro de polarización. La onda controlada se convierte en un modo verticalmente polarizado  $TE_{11}$  y pasa a través del filtro de polarización. La magnitud y fase de la onda controlada son medidas por medio de un analizador de redes vectorial. El plano de calibración del analizador de redes vectorial se sitúa entre el filtro de polarización y el polarizador.

La medición de los desplazamientos de fase para los cuatro estados posibles del desplazador de fase se presentan en la figura 3.20.

El máximo error de fase no excede  $11^\circ$  para los 4 estados de fase en la banda de frecuencias de 9.75 a 11.25 GHz. Este error de fase moderado puede



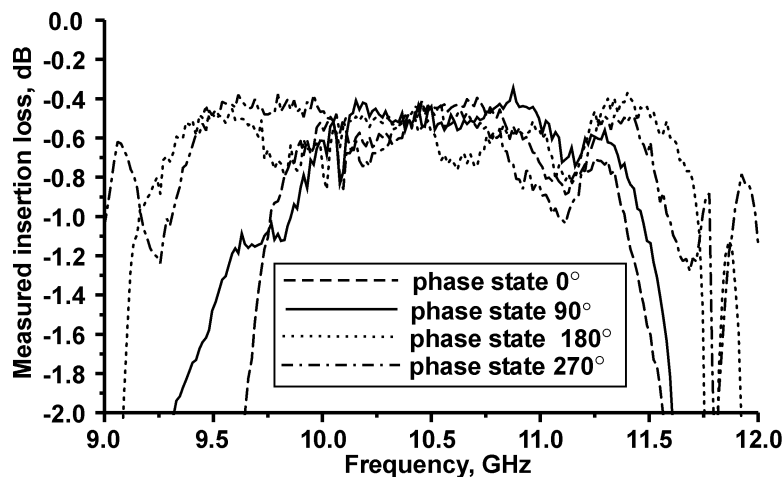
**Figura 3.20** Gráfica de la medición de los desplazamientos de fase introducidos por el desplazador de fase de 2 bits para la banda X.



explicarse a partir de la SWR (1.45) del polarizador cuyo valor es relativamente alto. La onda reflejada del polarizador se suma con la onda controlada cambiando su fase.

La medición de pérdidas de inserción del desplazador de fase para los cuatro estados de fase se presenta en la figura 3.21. Se aprecia que las pérdidas de inserción debidas al polarizador se incluyen en estas mediciones, causando una diferencia en las pérdidas de inserción para los diferentes estados de fase, ya que las pérdidas de inserción del polarizador dependen de la fase de la onda reflejada. El pico de pérdidas de inserción del polarizador ocurre cuando el máximo de la onda estacionaria a lo largo del polarizador coincide con los tornillos capacitivos. De acuerdo a las mediciones, el máximo de pérdidas de inserción del polarizador es 0.4 dB.

Finalmente, se hizo la determinación del tiempo de conmutación del desplazador de fase. El desplazador de fase fue conectado a una guía de onda de sección rectangular ranurada longitudinalmente, así el análisis del voltaje detectado nos permite caracterizar la respuesta transitoria del desplazador de fase. Como resultado, se determino que el tiempo de conmutación es menor a 150 ns.



**Figura 3.21** Gráficas de las mediciones de pérdidas de inserción del desplazador de fase (se incluyen las pérdidas de inserción debidas al polarizador).



### Conclusiones del Capítulo 3

1. Se logró probar experimentalmente la hipótesis propuesta en el capítulo anterior sobre el desarrollo de una nueva tecnología de fabricación de la estructura substrato/dieléctrico/metal (Rogers/BCB/cobre) la cual permite la obtención de circuitos para microondas de bajas pérdidas.
2. Como resultado se obtuvo un circuito de polarización para un desplazador de fase reflectivo de 2 bits para la banda X, el cual fue fabricado y probado. Hasta el momento, no se conocen reportes de dispositivos de este tipo que superen las características del desplazador que se ha fabricado mediante tal tecnología. Dichas mejoras son debidas al uso de un circuito de polarización basado en BCB.
3. Se ha desarrollado una nueva tecnología de fabricación de circuitos integrados para microondas basada en capas de película de polímero fotosensible y substratos estándar para microondas. En base a la estructura multicapa Cu/BCB/Cu fueron diseñados y fabricados los circuitos de polarización de bajas pérdidas.
4. Estos innovadores circuitos de polarización fueron utilizados para el proceso de fabricación de un desplazador de fase de 2 bits para la banda X. Debido a las bajas pérdidas obtenidas en los circuitos de polarización, el desplazador de fase mostro pérdidas por inserción menores a 0.4 dB. De acuerdo a la información revisada, a la fecha el desplazador de fase diseñado y fabricado [11], es el dispositivo de menores pérdidas entre los dispositivos similares, incluyendo los desplazadores basados en MEMS.
5. Al lograr obtener una estructura de bajas pérdidas se abre la posibilidad de medir con mayor precisión parámetros como la resistencia en diodos p-i-n. Las medidas aproximadas de resistencia son de 2.7  $\Omega$  en serie y en paralelo para el estado abierto resulta ser de 36 k $\Omega$ . De acuerdo a las referencias conocidas, tales valores de resistencia para el estado abierto se han obtenido por vez primera en el desplazador de fase que se fabricó bajo la técnica desarrollada en el presente trabajo de investigación.

## **Capitulo 4 Tecnología de fabricación de conmutadores MEMS para aplicaciones en desplazadores de fase**

A lo largo del presente trabajo se ha descrito el diseño y funcionamiento de un desplazador de fase reflectivo de guía de onda el cual utiliza diodos p-i-n como conmutador [11]. Asimismo, se ha verificado que dicho circuito presenta un nivel de pérdidas de inserción menores a -0.5 dB en la banda de frecuencia de 9.75 a 11.5 GHz, adicionalmente su error de fase máximo fue de 11° en la banda de frecuencia de 9.75 a 11.5 GHz.

El desplazador obtenido mediante la nueva técnica desarrollada y presentada en el capítulo 3 resulta ser de bajo costo y bajas pérdidas. Sin embargo, es factible mejorar aún más dicho diseño.

En años recientes se han desarrollado sistemas microelectromecánicos (microelectromechanical systems MEMS) con diversas aplicaciones. En el campo de RF, dichos conmutadores MEMS presentan características competitivas respecto a los conmutadores tradicionales basados en diodos p-i-n o transistores de efecto de campo (field-effect transistor FET) [44], por lo que han sido utilizados extensamente en desplazadores de fase.

Sin embargo, los diseños utilizados actualmente para los desplazadores de fase basados en conmutadores MEMS, presentan una gran desventaja: se basan en largas líneas de transmisión de impedancia baja lo cual se traducen en altas pérdidas en el dispositivo final [3], [42], [43].

Así, la integración de conmutadores MEMS en el circuito del desplazador de fase aparece como una alternativa eficaz para mejorar el rendimiento de dichos desplazadores de fase.





En este capítulo, se presenta el desarrollo de los procesos tecnológicos necesarios para la fabricación de conmutadores MEMS y su integración en el circuito del desplazador de fase desarrollado en el capítulo 3.

#### 4.1 Desplazador de fase reflectivo basado en conmutadores MEMS

De acuerdo a lo expuesto, se sabe que un diodo p-i-n presenta un comportamiento adecuado como conmutador de RF. Al polarizarlo inversamente, este presentará alta impedancia entre sus terminales (circuito abierto, en una situación ideal), por el contrario al polarizarlo directamente presentará baja impedancia entre sus terminales (corto circuito).

Por otro lado, los conmutadores basados en MEMS son dispositivos que a partir del movimiento mecánico pueden alcanzar el estado de corto circuito o bien circuito abierto, en el caso ideal. Los conmutadores MEMS para RF son conmutadores electromecánicos que se han diseñado específicamente para ser operados a frecuencias en el intervalo de RF. Las fuerzas requeridas para el movimiento mecánico pueden obtenerse a partir de diseños electrostáticos, magnetostáticos, piezoeléctricos o térmicos.

**Tabla 4.1** Comparación del desempeño de conmutadores electrostáticos: FETs, diodos p-i-n y MEMS RF [44]

Parámetro	MEMS RF	Diodo p-i-n	FET
Voltaje	20 – 80	$\pm 3 - 5$	3 – 5
Corriente (mA)	0	3 – 20	0
Potencia de consumo (mW)	0.5 – 1	5 – 100	0.5 – 0.1
Tiempo de conmutación	1 – 300 $\mu$ s	1 – 100 ns	1 – 100 ns
$C_{up}$ (serie) (fF)	1 – 6	40 – 80	70 – 140
$R_s$ (serie) ( $\Omega$ )	0.5 – 2	2 – 4	4 – 6
Relación de capacitancia	40 – 500	10	n/a
Frecuencia de corte (THz)	20 – 80	1 – 4	0.5 – 2
Aislamiento (1 – 10 GHz)	muy alto	alto	medio
Aislamiento (10 – 40 GHz)	muy alto	medio	bajo
Aislamiento (60 – 100 GHz)	alto	medio	ninguno
Pérdidas (1 – 100 GHz) (dB)	0.05 – 0.2	0.3 – 1.2	0.4 – 2.5
Manejo de potencia (W)	<1	<10	<10



Los conmutadores MEMS controlados electrostáticamente actúan mediante una fuerza electrostática inducida por la aplicación de un potencial. Las ventajas principales que presentan se atribuyen a su baja potencia de consumo, altas frecuencias de corte, así como muy pocas pérdidas para frecuencias muy altas, incluso en el rango de las ondas milimétricas. Sin embargo, estos dispositivos también presentan algunas desventajas, tal como su baja velocidad de conmutación, baja capacidad de manejo de potencia, además de una vida útil comparativamente pequeña. La tabla 4.1 compara las principales características de los MEMS con los diodos p-i-n y los FETs.

Entonces, de acuerdo a la tabla 4.1, los conmutadores MEMS presentan varias ventajas sobre los dispositivos semiconductores de estado sólido tales como FETs y diodos p-i-n, las principales y más promisorias son [3], [5], [42], [43], [44]:

- Bajo costo.
- Bajo consumo de potencia.
- Bajas pérdidas a las frecuencias de las microondas.

De acuerdo a lo anterior, se puede observar que el uso de conmutadores MEMS podría mejorar las características del circuito desplazador de fase previamente desarrollado [11]. Por lo que en las siguientes secciones se abordará el proceso de fabricación de conmutadores MEMS.

## **4.2 Estructura y Funcionamiento de un conmutador MEMS**

A partir de los años 90's, han sido reportados varios tipos de conmutadores MEMS empleados en radiofrecuencia y desde entonces sus aplicaciones se han ido diversificando. Tales aplicaciones de los dispositivos MEMS en circuitos de RF han sido como elementos reactivos, conmutadores y filtros, entre otros.

Por su manejo como conmutador, los MEMS, pueden clasificarse de acuerdo al tipo de acción y al lugar que ocupan dentro del circuito de RF. Estos tipos son:

1. Extrínseco, la estructura MEMS se localiza fuera del circuito de RF, aunque actúa o controla a otros dispositivos presentes en el circuito.

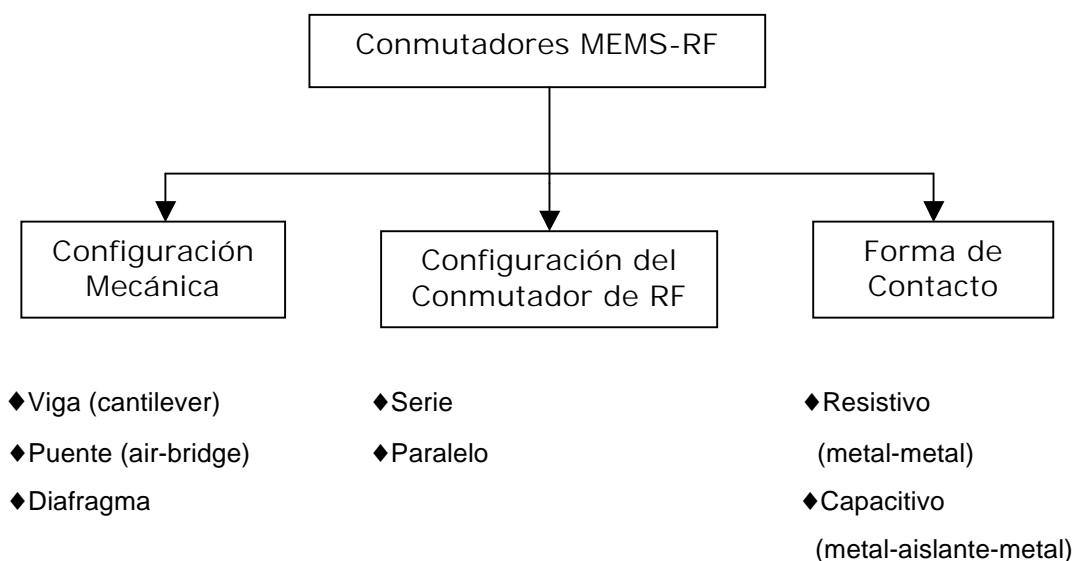


2. Intrínseco, en el cual la estructura MEMS es localizada dentro del circuito de RF y cumple con una doble función, al realizar de manera independiente la actuación y la función de circuito de RF.
3. Reactivo, en este tipo la estructura MEMS se localiza dentro del circuito en donde tiene una función de RF que se acopla al de la actuación.

En cada categoría se han desarrollado diferentes tipos de dispositivos [43]. Una de las aplicaciones más importantes de los MEMS es como dispositivo conmutador. Dicho dispositivo es esencial para los circuitos de RF, los cuales pueden alcanzar la conmutación entre dos estados a partir de diferentes configuraciones. Podría decirse que los MEMS–RF son una versión miniaturizada del interruptor de palanca. Además de los 3 tipos de conmutadores mencionados anteriormente, otra manera de clasificarlos puede ser de acuerdo a las siguientes características:

- 1) Configuración del circuito de RF
- 2) Estructura mecánica
- 3) Forma del contacto

La figura 4.1 presenta un esquema de los diferentes tipos de conmutadores MEMS. Cada tipo de conmutador presenta ciertas ventajas en cuanto a funcionamiento y/o manufactura.



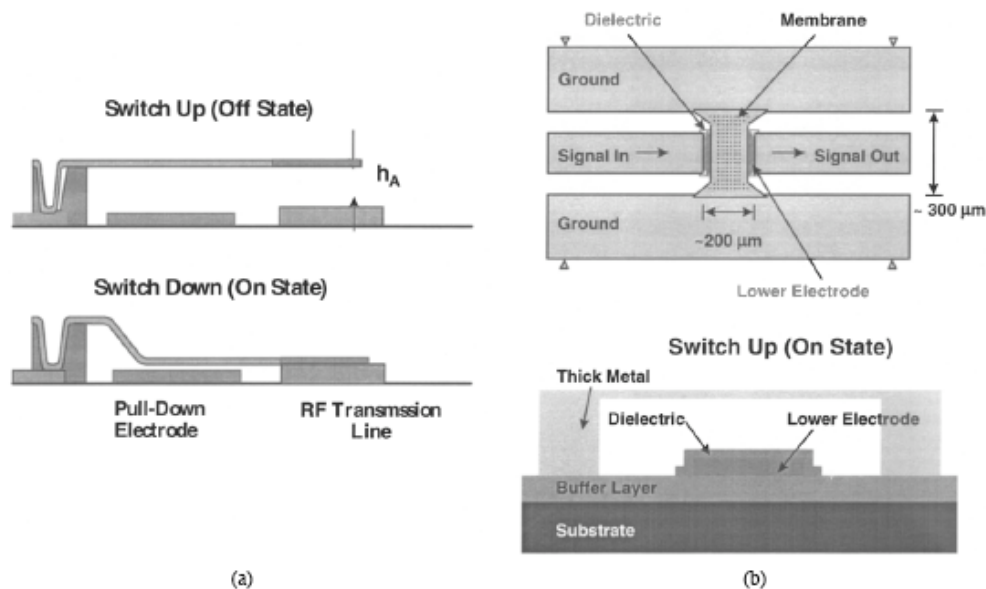
**Figura 4.1** Configuraciones de los conmutadores MEMS-RF



Los conmutadores de RF se encuentran en una variedad de configuraciones del circuito. La más común es la SPST (single pole single throw) conectada tanto en serie como en paralelo, la cual tiene solo un puerto de entrada y dos de salida.

Desde el punto de vista de la estructura mecánica, los conmutadores MEMS trabajan por medio del movimiento de una membrana o tira, la cual necesita de un buen anclaje para su funcionamiento. Los dos tipos de anclaje más comúnmente utilizados son:

- 1) La viga (cantilever), que consiste de una delgada tira de metal, o bien metal con dieléctrico que se encuentra fijo en un extremo y el resto de la viga se encuentra suspendida en el espacio (figura 4.2 (a)).
- 2) El puente (airbridge o fixed-fixed beam) que se forma a partir de una delgada tira de metal, o un sistema metal/dieléctrico que se encuentra fija en ambos extremos y suspendida libremente en el espacio en su parte media (figura 4.2 (b)).



**Figura 4.2** Diagrama de funcionamiento de dos estructuras comunes de conmutadores MEMS RF (a) cantilever, (b) puente de aire (air bridge) [42].



Algunas o todas las partes metálicas de la viga o del puente se encuentran suspendidas sobre un contacto metálico de tal forma que ambos forman un capacitor. Al aplicar un voltaje de polarización entre estos electrodos, la carga se distribuye de tal manera que se presenta una fuerza electrostática entre ellos. Esta fuerza hace que la membrana del MEMS tienda a bajar hacia el electrodo inferior, haciendo que la estructura se doble, como se muestra en la figura 4.2 (a).

Cuando el voltaje aplicado alcanza un voltaje de umbral ( $V_{th}$ ), la fuerza de tensión no puede balancearse completamente con la fuerza electrostática y entonces el cantiléver caerá abruptamente hacia el contacto inferior. Si la magnitud del voltaje se reduce por debajo de  $V_{th}$ , la viga o puente se libera y regresa a su posición original. Tanto en la estructura de viga como en la de puente, la conmutación se hace gracias a la flexión de la membrana.

Finalmente, las formas comunes de hacer contacto son la capacitiva (metal-aislante-metal) y resistiva (metal-metal).

Siguiendo la convención eléctrica, en un conmutador de RF el número de polos es el número de terminales de entrada o puertos del conmutador, mientras que el número de tiras es el número de terminales de salida o puertos. Cualquier conmutador se considera como binario y digital en el sentido de que puede presentar dos estados de operación: 1) encendido, el conmutador se encuentra configurado para conectar el puerto de entrada con el puerto de salida; 2) apagado, cuya configuración mantiene desconectados ambos puertos.

Los parámetros convencionales que definen a un dispositivo de radiofrecuencia serán: 1) pérdidas por inserción en el estado encendido; 2) el aislamiento en el estado apagado; 3) pérdidas de retorno en ambos estados.

### **4.3 Substitución de diodos p-i-n por conmutadores MEMS en el circuito del desplazador de fase**

En el capítulo 3 se presentó un desplazador de fase reflectivo para la banda X, el cual ha sido fabricado y probado. Dicho desplazador utiliza diodos p-i-n requeridos para la etapa de conmutación. Hasta el día de hoy, ha sido el



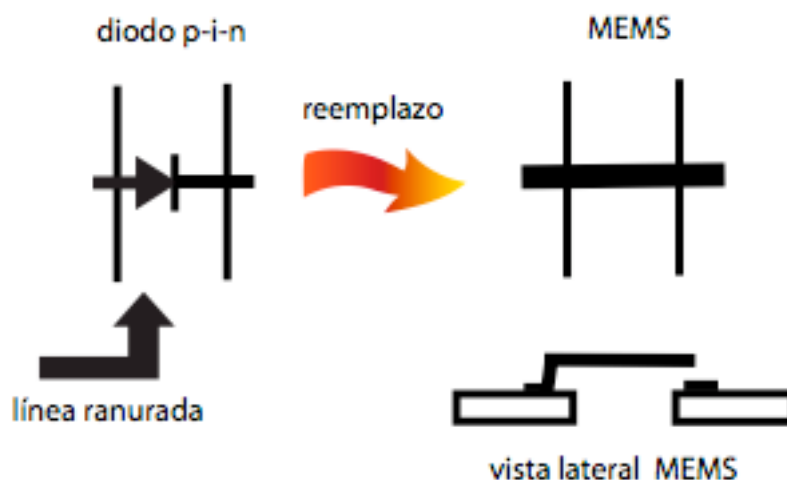
dispositivo con mejores características reportado en su tipo, esto gracias a su circuito de polarización basado en la estructura cobre/BCB/cobre [11].

En la primera parte de este capítulo se hace una comparación entre las características más relevantes de los diodos p-i-n y los dispositivos MEMS. Con dicha información se ha hecho un balance entre ambos dispositivos, de tal forma que se ha considerado realizar la sustitución de los diodos p-i-n por los conmutadores MEMS, con la finalidad de reducir aun más las pérdidas, obtener un dispositivo integrado y por ende disminuir costos en la obtención del desplazador de fase.

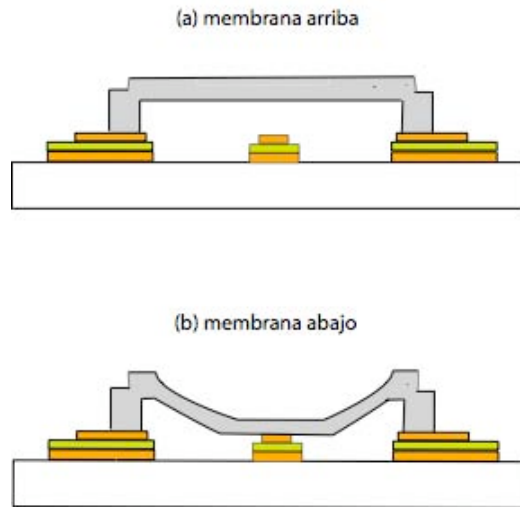
En su papel como conmutadores, el diodo p-i-n y el MEMS funcionan de manera análoga. Como se menciona en la sección anterior, el dispositivo MEMS se considera un dispositivo binario ya que presenta dos estados: encendido (puertos de salida y entrada en contacto) y apagado (ambos puertos desconectados); y en el caso del diodo p-i-n se presenta una equivalencia: encendido (estado cerrado, polarización directa) y apagado (estado abierto, polarización inversa).

Un esquema de la sustitución de diodos p-i-n por conmutadores MEMS tipo viga se presenta en la figura 4.3.

En la figura 4.4 (a) se presenta el MEMS tipo puente en su estado apagado (sin actuar), en este caso el conmutador presenta una impedancia alta debido



**Figura 4.3** Sustitución de diodos p-i-n por dispositivos MEMS tipo viga (cantilever).



**Figura 4.4** Vista de la sección transversal de la membrana de un conmutador MEMS tipo puente.

al espacio de aire que hay entre ambos contactos o placas, situación análoga al estado apagado del diodo (polarización inversa) y que para el diodo HPND4005 tiene un valor de 0.017 pF según especificaciones. Al aplicar un potencial de DC entre las placas metálicas superior e inferior la membrana se flexiona hacia abajo debido a la atracción electrostática. Cuando el voltaje alcanza el valor del voltaje de actuación del conmutador, la membrana se flexiona de acuerdo a la posición mostrada en la figura 4.4 (b).

Bajo esta condición, la membrana superior descansa directamente sobre el electrodo inferior lo cual ocasiona una impedancia baja entre los dos electrodos del conmutador y por tanto el conmutador MEMS se encuentra en estado cerrado, lo cual asegura una condición de corto circuito, presentándose una capacitancia de valor alto en el centro del conductor.

En el momento en que el conmutador MEMS se encuentra en estado cerrado, se presenta la condición de corto circuito virtual, tal como en el caso del diodo p-i-n en estado encendido. Gracias al uso de stubs, la condición de cortocircuito virtual se presenta para un amplio intervalo de frecuencias de RF.

Una vez planteada la hipótesis sobre la posibilidad de hacer la sustitución de diodos p-i-n por dispositivos MEMS, en este momento se pasa al punto en el cual resulta necesario plantear la metodología a seguir para llevar a cabo la



fabricación de los dispositivos MEMS que serán integrados en los desplazadores de fase.

#### **4.4 Metodología para la fabricación de dispositivos MEMS**

Las definiciones recientes, presentan a los dispositivos MEMS como dispositivos o arreglos de dispositivos miniaturizados, cuyo tamaño oscila entre los nanómetros y las micras, y que son realizados aplicando las técnicas de fabricación de circuitos integrados [42]. Los MEMS suelen combinar componentes mecánicas y eléctricas con partes móviles proporcionándoles, entre otras, la virtud de funcionar como interruptores eléctricos en estado abierto o cerrado a escala micrométrica. Los dispositivos MEMS se pueden obtener a partir de la tecnología de fabricación estándar utilizada en la microelectrónica, las cuales se aplican en el micromaquinado de estructuras tridimensionales del orden de micras, por lo cual surge el cuestionamiento de cómo llevar a cabo la labor de fabricar dichos dispositivos.

La metodología de trabajo para la fabricación del dispositivo MEMS puede ser resumida de la siguiente manera:

- Requerimientos: análisis de las opciones de fabricación existentes, estrategias, factibilidad y costo.
- Proyectar el proceso de fabricación: Se realiza la elección de tecnologías de fabricación, etapas, materiales, posibilidades.
- Máscaras: creación de máscaras para las diferentes etapas de microfabricación
- Caracterización: análisis de adherencia de las capas en sus diferentes etapas, inspección ocular de las capas, pruebas de actuación eléctrica.

La consideración de tales etapas nos servirán para desarrollar una técnica de fabricación de conmutadores MEMS para RF y deberán retroalimentarse con el proceso de diseño.





#### 4.4.1 Requerimientos de las opciones existentes para la fabricación de dispositivos MEMS

Los MEMS incluyen diferentes estructuras como son: motores, palancas, columnas, membranas, orificios, entre otras.

Los microsistemas se dividen en sensores y actuadores, aunque por lo general lo que se presenta es una combinación de ambos conocida como sistemas inteligentes (smart sensors). Los sensores son aquellos que responden de alguna forma ante un estímulo externo, por ejemplo un fotodetector. Un actuador es aquel que responde ante un determinado estímulo del propio circuito, por ejemplo un voltaje aplicado.

La fabricación de sensores y actuadores a partir de MEMS más pequeños y ligeros, puede proporcionar ventajas como incrementos en la sensibilidad, tiempo de respuesta y disminución en costo.

De acuerdo al último estudio publicado sobre el mercado mundial en microsistemas, a nivel internacional los MEMS resultan ser un mercado en continuo crecimiento [56]. Hoy en día, las aplicaciones principales son:

- Periféricos de procesadores y aplicaciones multimedia: cabezales de lectura de disco duro, cabezales de escritura de inyección de tinta.
- Aplicaciones biomédicas en sistemas para dosificación de medicamentos, de diagnóstico y dispositivos médicos, por ejemplo microsistemas en marcapasos y audífonos.
- Automotores, principalmente sensores como son: sensores de presión para disminuir contaminantes e incrementar eficiencia, acelerómetros para bolsas de aire.
- Aplicaciones domésticas, en electrodomésticos.
- Telecomunicaciones, en dispositivos de RF y microondas, así como en fibras ópticas.
- Además de otros campos como son: el medioambiente, la industria química, industria alimenticia, procesos y control industrial o en el sector aeroespacial.



El integrar circuitos con estructuras mecánicas puede mejorar el rendimiento de los MEMS, sin embargo, se debe considerar que el proceso de fabricación de los circuitos integrados suele ser largo, complejo y costoso, al compararse con la fabricación de los MEMS. Al hacer una combinación de ambos se requerirá cuidar la viabilidad, complejidad, confiabilidad y el costo de fabricación.

La integración mixta resulta ser una de las tecnologías más simples y los módulos correspondientes a los sensores, actuadores y circuitos se fabrican independientemente y finalmente se unen en un mismo sustrato donde se realizan las conexiones eléctricas.

En la tecnología de Flip-chip, el transductor se fabrica sobre un sustrato, los circuitos sobre otro y al final se unen mediante soldadura de uno de los sustratos sobre el otro [58].

La integración monolítica iMEMS (integrated MEMS) de la parte mecánica del microsistema con el resto de los circuitos puede realizarse por diferentes métodos, aunque es preciso conocer las características del circuito, los procesos y si resulta posible modificarlos o no, ya que durante la fabricación pueden presentarse cambios en el mismo. De acuerdo a esto, se elige la tecnología que deberá utilizarse verificando el control sobre ella.

Existe la posibilidad de añadir algunos procesos, de tal manera que se logre la fabricación de transductores mecánicos, antes, durante o después de haber concluido la fabricación del resto del circuito. [55], [56], [58]

#### 4.4.2 Elección de tecnologías de fabricación, etapas, materiales y posibilidades.

En esta sección, se revisa el estado del arte de las técnicas y tecnologías utilizadas en la fabricación de dispositivos MEMS utilizados como conmutadores para RF.

Entre las configuraciones de viga y puente utilizadas en conmutadores MEMS, la viga posee una rigidez menor que hace más fácil su manipulación electrostática y además su voltaje de actuación es menor que en el diseño de puente.



La estructura de puente (air-bridge) utiliza una alta variación de capacitancia de aproximadamente 150:1 para alcanzar la conmutación. La mayoría de estos esquemas se encuentra afectado por el requerimiento de un voltaje de conmutación relativamente alto, excediendo los 10 V, a pesar de que la disipación de la potencia de DC es esencialmente cero.

El diseño de viga (cantilever) sufre de grandes limitaciones debido a que exhibe un valor alto de "stiction" (static friction) . La estructura de puente, por el contrario presenta menos problemas con respecto al efecto de "stiction" [48], [52]. Haciendo una comparación entre los conmutadores de viga y de puente, ambos exhiben pocas pérdidas a frecuencias de hasta 50 GHz en estado cerrado, aunque el diseño de viga presenta pérdidas de inserción superiores a bajas frecuencias (menores a 15 GHz) [42].

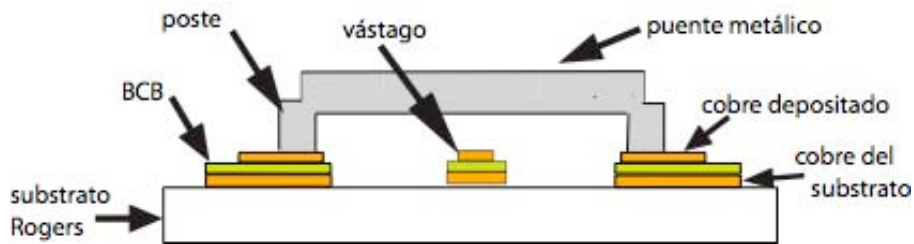
De acuerdo a los resultados sobre la tecnología propuesta en el capítulo anterior, se obtuvo un desplazador de fase basado en diodos p-i-n como conmutadores de RF y con bajas pérdidas por inserción [11]. A partir de dicha tecnología, se logró la reducción de pasos de procesamiento, además de tener un dispositivo de bajo costo, lo cual se verifica al comparar con trabajos previos [10].

Por lo anterior, en la búsqueda de abatir aun más el costo y las pérdidas del dispositivo, se han evaluado requerimientos, perspectivas y posibilidades reales en la sustitución de diodos p-i-n por conmutadores MEMS-RF en el desplazador de fase propuesto [11].

La configuración mecánica elegida para los conmutadores MEMS fue la estructura de puente, ya que su coeficiente de "stiction" resulta menor que el de la viga, lo cual facilita su proceso de fabricación [53], [54].

Se propone la fabricación de un sistema como el que se presenta en la figura 4.5. En dicha figura se visualiza la estructura del circuito de polarización expuesta en el capítulo 3 (Cu/BCB/Cu), así como la integración de conmutadores MEMS metálicos con estructura de puente.

Dicho puente se encuentra anclado sobre un stub en cada uno de sus extremos, a partir de la formación de postes elaborados con el mismo metal



**Figura 4.5** Esquema de la vista lateral de la estructura MEMS con diseño tipo puente (air-bridge) propuesta como conmutador de RF.

utilizado en la manufactura de la membrana del puente. Bajo dicho puente deberá construirse el vástago de un tercer stub con el cual debe hacer contacto el puente en su estado cerrado.

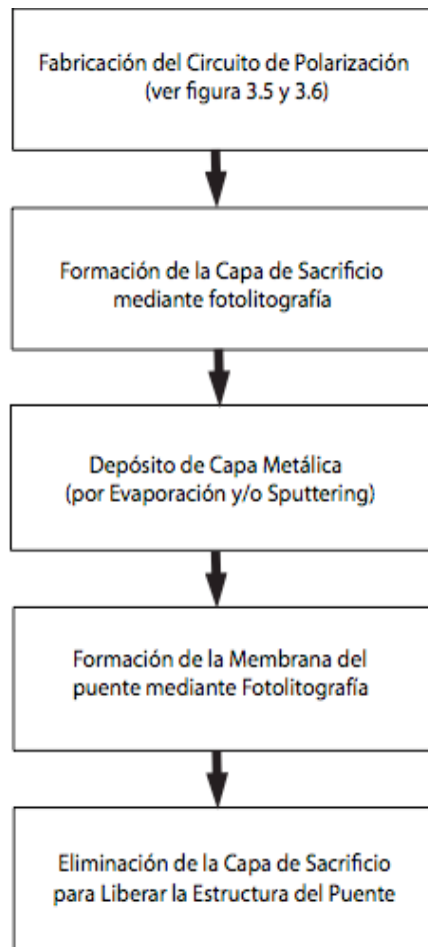
La fabricación de los dispositivos MEMS requiere de varias etapas, la etapa de depósito de capas metálicas delgadas se realiza en el laboratorio de UNAMems de la facultad de Ingeniería y el proceso fotolitográfico se implementa en el laboratorio de Fotónica de Microondas del CCADET-UNAM, mientras se concreta la obra del laboratorio de fabricación de la Facultad de Ingeniería, donde se espera contar con equipo más sofisticado de microfabricación tal como un equipo de RIE, alineadora con buena precisión, horno de atmósfera controlada, lo cual dará la pauta para experimentar en la fabricación de dispositivos con estructuras mas complicadas e incluso con dimensiones menores.

#### 4.5 Proceso de Fabricación

El proceso de fabricación de un desplazador de fase basado en dispositivos MEMS como conmutadores de RF se muestra en el diagrama de bloques de la figura 4.6.

Incluyendo la fabricación de la estructura del circuito de polarización, la fabricación del dispositivo requiere del siguiente procesamiento:

1. Limpieza del sustrato.
2. Depósito de BCB.
3. Fotolitografía.



**Figura 4.6** Diagrama de bloques que muestra la secuencia de fabricación de un desplazador de fase basado en conmutadores MEMS-RF .

4. Depósito de capa de cobre (evaporación o sputtering).
5. Capa de sacrificio.
6. Depósito de capa metálica para la formación de la estructura de puente.
7. Disolución de capa de sacrificio.

En cada una de dichas etapas deben contemplarse varias situaciones, ya que conforme se va avanzando en el proceso debe cuidarse el no alterar o dañar las estructuras que se han obtenido previamente.



#### 4.5.1 Fabricación del Circuito de Polarización

El proceso de fabricación del circuito de polarización se ha descrito en el capítulo 3, el cual parte de la consideración de los materiales apropiados buscando reducir costos, disminuir pérdidas, además de acoplar cada una de las etapas de procesamiento.

Se ha elegido un sustrato estándar para microondas, Rogers RT/duroid 5880 y 4003, por las excelentes características que presenta a estas frecuencias, además de su disponibilidad y precio [32]. Dicho sustrato se conforma a partir de un polímero laminado recubierto en ambas caras por laminas de cobre. Al tener como base un material polimérico, se deben tener en consideración procesamientos que no lo degraden, tal como el control de la temperatura, sustancias y procesos, entre otros. La limpieza del sustrato también resulta ser un punto esencial en la fabricación del dispositivo, ya que el sustrato, como su nombre lo indica, es aquel que sostendrá toda la estructura del dispositivo y si este no se limpia adecuadamente, encontraremos problemas de adherencia y en etapas posteriores del proceso de fabricación se terminará por echarse abajo el trabajo previo. El proceso de limpieza del sustrato Rogers, se realiza básicamente por medio de procesos secuenciales de inmersión en diferentes soluciones basadas en agua bidestilada con solución limpiadora Branson [57], enjuagues en agua bidestilada, inmersión en acetona y secado ya sea por centrifugado o mediante flujo de nitrógeno. Una vez que se ha realizado una limpieza apropiada, tendremos listo el sustrato para continuar con los siguientes procesos.

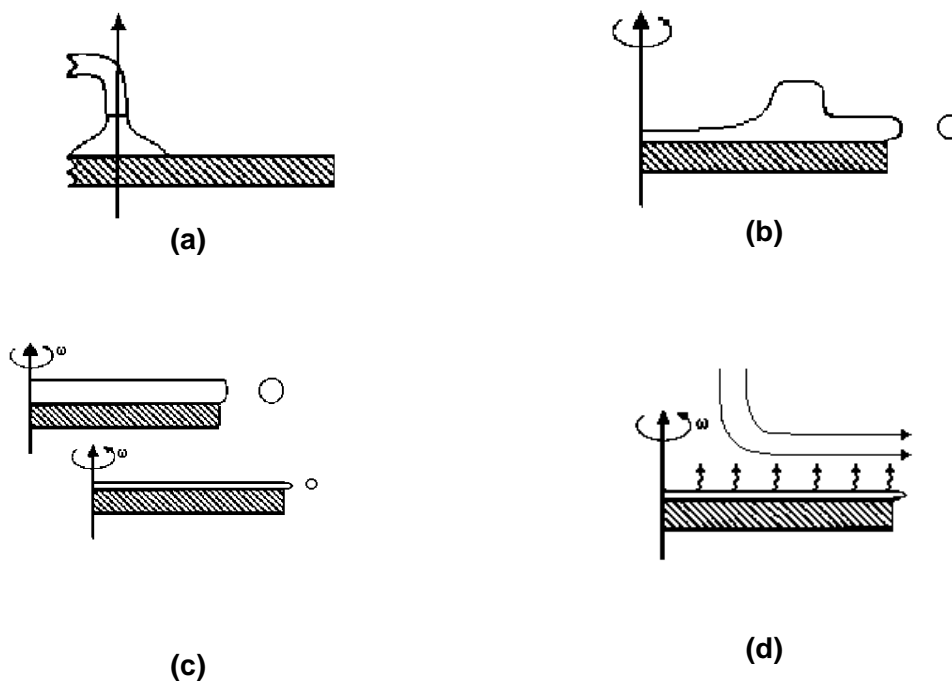
#### 4.5.2 Deposito de BCB

Una vez que se ha realizado de manera adecuada el proceso de limpieza del sustrato, se prosigue con el depósito de la capa dieléctrica de BCB [26]. Este se implementa por medio de la técnica conocida como “sping coating” o centrifugado y que tradicionalmente es utilizada en fotolitografía para la aplicación de la fotorresina. Debido a la simplicidad de dicha técnica, hoy en



día también se aplica en la preparación de películas gruesas sobre sustratos relativamente planos a partir de precursores líquidos. Mediante este método se pueden obtener capas de fotorresina, BCB, poliimida, sol gel, entre otros. El proceso envuelve simplemente el flujo de una solución y el comportamiento de la evaporación del mismo, lo que generalmente nos proporciona cierta uniformidad en el recubrimiento. Sin embargo, la complejidad se incrementa con soluciones complejas usadas en los recubrimientos que tienen como objetivo la obtención de capas lisas, uniformes, con poca rugosidad y de alta calidad.

En el proceso de centrifugado se requiere que el material a depositar se encuentre disuelto o disperso en un disolvente y esta solución sea depositada sobre la superficie, de manera tal que al centrifugarse la solución deje una capa uniforme para continuar con subsecuentes etapas del proceso hasta terminar el procesamiento de la capa. Las etapas básicas del proceso de centrifugado se muestran en la figura 4.7.



**Figura 4.7** Etapas del proceso de spin coating: (a) depósito del fluido; (b) spin up, expulsión del exceso de fluido; (c) spin off, adelgazamiento y homogeneización de la capa (d) evaporación del disolvente.



**Figura 4.8** Equipo de centrifugado de Laboratorio de Fotónica de Microondas del CCADET-UNAM.

Para realizar dicho proceso se recurre a un equipo de centrifugado (spinner) tal como el que se muestra en la figura 4.8.

Particularmente para este trabajo, se requiere depositar capas de BCB (Cyclotene) sobre un substrato Rogers. El BCB es un polímero desarrollado por la empresa Dow el cual tiene diversas aplicaciones en la industria de la microelectrónica tal como el empaquetamiento e interconexión, así como en chips de GaAs, planarización y aislamiento de paneles de displays.

Recientemente se han presentado aplicaciones como recubrimiento de hojas de cobre para comercializarse en circuitos impresos de alta frecuencia para telecomunicaciones.

De acuerdo a lo ya señalado en el capítulo 3, para la formación de una capa de BCB, en principio se aplica un promotor de adhesión sobre el substrato, enseguida se deposita la fotoresina de BCB sobre el substrato para formar la capa, la cual puede ser generada dentro de un intervalo de espesores de acuerdo a la tabla 4.2.





**Tabla 4.2** Espesores típicos de la resina fotosensible CYCLOTENE serie 4021-4046 después del curado suave y después del concluir el procesamiento (fotoprocesamiento y curado fuerte completo) [33]

Velocidad de giro (rpm)	Espesor después del recocado suave ( $\mu\text{m}$ )	Espesor final ( $\mu\text{m}$ )
1500	18.5	14.2
2000	15.2	11.6
2500	13.3	10.2
3000	12.2	9.4
3500	11.3	8.7
4000	10.6	8.1
5000	9.4	7.3

Posteriormente se realiza un tratamiento térmico para endurecer la capa, proceso que puede realizarse por diferentes medios: placas calientes, estufas de convección, estufas al vacío, hornos tubulares u hornos de campana de reflujo [59].

Los tiempos de curado se encuentran en un intervalo que va desde un par de minutos, si el curado se realiza a 285 °C, hasta un par de horas a una temperatura promedio de 205 °C. Las películas hechas con resina BCB deben ser curadas en atmósferas que contengan <100 ppm de oxígeno.

La técnica que se utiliza para fabricar capas de BCB y generar patrones sobre dichas capas es la fotolitografía [66], [23]. Dicha técnica es tradicionalmente utilizada en la industria de la microelectrónica y también resulta útil en la fabricación de dispositivos MEMS [55], [56], [60], [61].

#### 4.5.3 Fotolitografía

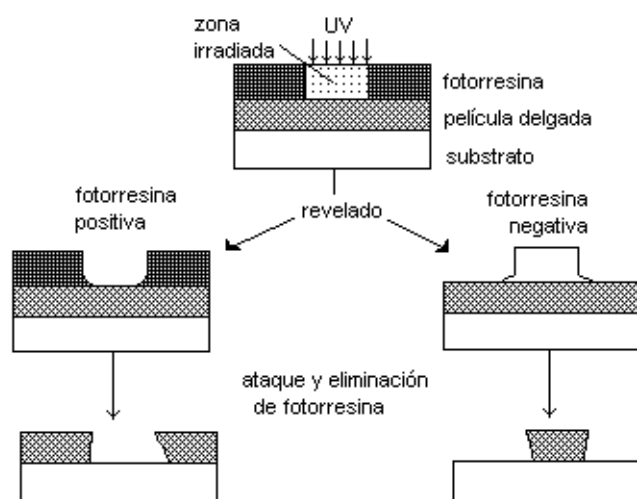
La fabricación de dispositivos MEMS requiere de un proceso que facilite generar un patrón utilizando algunas capas delgadas para obtener el dispositivo sobre un sustrato que funcionará como sustento. El método que hoy día es tradicionalmente usado para tal fin es la técnica fotolitográfica, procedimiento que fue tomado de la industria de la impresión, donde el término



fotograbado, es también utilizado. El proceso de fotolitografía envuelve la transferencia de un circuito patrón, el cual puede estar contenido en una fotomáscara. Este circuito patrón es transferido sobre una película polimérica fotosensible denominada fotorresina (resist) y subsecuentemente este patrón se reproduce sobre la capa que se desea grabar. El proceso se muestra esquemáticamente en la figura 4.9. La fotolitografía utiliza radiación ultravioleta para transferir el patrón de la máscara a la fotorresina y es la tecnología estándar implementada hoy en día en la fabricación de circuitos integrados.

Para la transferencia de patrones geométricos por fotolitografía se pueden utilizar tanto resina positiva como negativa. La elección entre estas resinas dependerá de la configuración final de los patrones, ya que se debe considerar que las resinas se comportan de manera diferente al ser expuestas a la radiación ultravioleta.

En la figura 4.9, se muestra un diagrama de los procesos de exposición de la fotorresina. En la resina positiva, la región expuesta a la radiación UV tiende a diluirse cuando se efectúa el proceso de revelado y la parte que queda protegida es la que permanece en el sustrato para la obtención de los patrones. En la resina negativa ocurre el proceso contrario [55].



**Figura 4.9** Diagrama que muestra la formación de una topografía mediante fotolitografía.



#### 4.5.4 Grabado de la capa de BCB

Como se mencionó anteriormente, la técnica estándar para la transferencia de patrones es la fotolitografía, la cual fue usada para realizar el grabado de capas de BCB.

Existen básicamente 2 formas de generar el patrón de una capa polimérica sobre una película delgada. En principio, se puede tener un polímero no fotosensible que requerirá de un paso adicional mediante el uso de fotorresina, lo cual implica realizar más pasos en su procesamiento. Otra opción es el uso de una capa polimérica fotosensible, tal como el BCB, la cual reduce los pasos de procesamiento.

El CYCLOTENE fotosensible es una resina que actúa de forma negativa (figura 4.9), es decir, que la región expuesta es fotocurada y permanece sobre el sustrato aun después del revelado. De acuerdo al espesor esperado de capa de BCB fotosensible, esta requerirá de una dosis apropiada de exposición a la radiación UV.

Una vez expuesta la capa, el patrón es revelado por medio de inmersión. En este proceso, se sumerge la muestra en el revelador por un tiempo que se determina de acuerdo al momento en que las áreas no expuestas se han disuelto. Posteriormente se enjuaga la muestra con la finalidad de detener el proceso de revelado.

Subsecuentemente se le aplica un proceso de curado, lo cual implica mejorar ciertas características de la capa como son: resistencia química, estabilidad mecánica y propiedades eléctricas [59].

Por medio del uso de la resina fotosensible CYCLOTENE se han reducido los pasos de fabricación, además de poder contar con una tecnología de fabricación flexible [60].

De particular interés resulta ser la gran capacidad de planarización del BCB [62], [63], [23], ya que se utiliza como sustrato un Rogers 4003C con un nivel relativamente alto de rugosidad [64], [65]. Esta capacidad de planarización del BCB, que en algunos casos alcanza el 95%, evita el efectuar un proceso de pulido extra sobre dicho sustrato.



Asimismo, resulta de especial consideración, el hecho de que la temperatura a la que hay que recocer el BCB para su fraguado, resulta ser lo suficientemente moderada como para no afectar la matriz polimérica de la cual se encuentra compuesto el substrato Rogers.

De acuerdo a la figura 4.6, falta presentar algunos pasos tecnológicos más, como son: el depósito de capas metálicas utilizadas tanto en el circuito de polarización como en la fabricación de la membrana del MEMS, así como la formación de las capas de sacrificio.

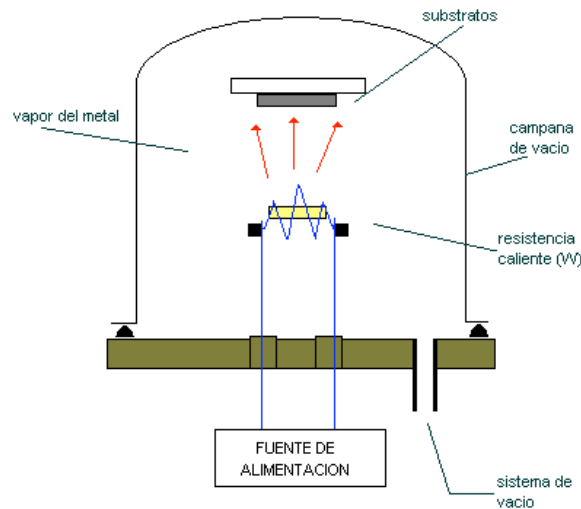
#### 4.5.5 Depósito de capas metálicas

Debido a las características térmicas inherentes al substrato Rogers y a la capa polimérica de BCB [32], [33], en un principio se optó por realizar el depósito metálico requerido en la estructura del circuito de polarización cobre/BCB/cobre utilizando como tecnología de depósito la evaporación térmica [11]. Con dicha técnica se obtienen capas de cobre de relativamente buena calidad, sin alterar térmicamente el substrato, aunque cabe considerar que mediante el uso de pulverización catódica (Sputtering) se pueden obtener capas de mejor calidad. [67], [68], [69], [70], [71]

##### 4.5.5.1 Evaporación

Se sabe que los materiales sólidos se evaporan cuando se calientan a temperaturas suficientemente altas. La condensación de este vapor sobre un substrato frío produce películas delgadas sólidas. El depósito por el método de evaporación térmica de cierta manera resulta ser simple, por tanto es un método usado ampliamente.

La evaporación térmica puede alcanzarse directa o indirectamente (vía un soporte) por una variedad de métodos físicos, el que se utilizó en el presente trabajo para depositar la capa de cobre del circuito de polarización fue la tecnología de evaporación por calentamiento resistivo [11].



**Figura 4.10** Esquema de un sistema de evaporación

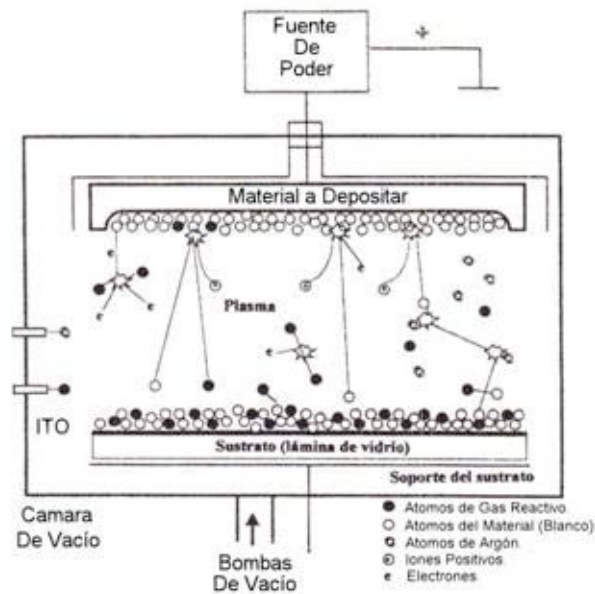
Un esquema de un sistema de evaporación se presenta en la figura 4.10.

El calentamiento resistivo básicamente consiste en calentar un material haciendo pasar una corriente por medio de un filamento o vasija, hecha generalmente de metales refractarios tal como W, Mo, Ta y Nb, con o sin recubrimiento cerámico. Crisoles de cuarzo, grafito, alumina, berilia y zirconia son usados como calentadores indirectos.

#### 4.5.5.2 Pulverización Catódica (Sputtering)

En la búsqueda de repetibilidad y de mejoras en cuanto a la adherencia de capas metálicas en los procesos de fabricación, se decidió adoptar el método de depósito de capas metálicas por pulverización catódica. Este fue la segunda opción para la fabricación de los filtros del circuito de polarización, así como en la manufactura de las membranas de los dispositivos MEMS tipo puente.

En la pulverización catódica, también conocida como sputtering, el blanco o “target” del material se bombardea con un haz de iones de un gas inerte generalmente argón, aunque para el caso de polímeros también se usa nitrógeno con la finalidad de promover la adhesión [68], [71].



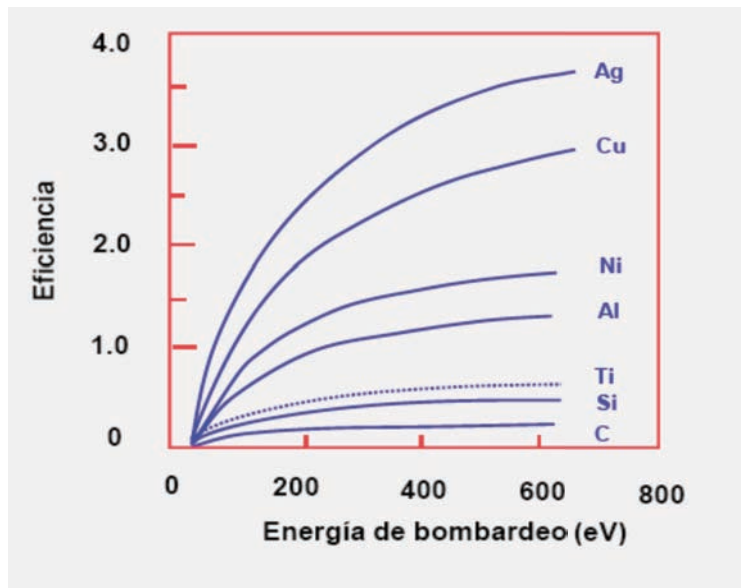
**Figura 4.11** Proceso de Pulverización Catódica

Los átomos “rociados” son colectados sobre un sustrato, en algunos equipos es posible controlar la temperatura del sustrato lo que permite mejorar aún más las características de la película depositada.

La pulverización catódica que utiliza un plasma como confinamiento magnético se denota ordinariamente como pulverización catódica de magnetrón.

La presión y la distancia blanco-sustrato controlan la distribución de la energía de las partículas que llegan al sustrato lo cual resulta de particular relevancia en el presente trabajo, ya que al trabajar con sustratos poliméricos se debe evitar su deterioro [69], [70]. En la figura 4.11 se puede observar un esquema del proceso de pulverización catódica.

El desarrollo de diferentes técnicas de depósito de capas, facilita la aplicación de una tecnología flexible basada en sustratos poliméricos. Particularmente, cabe resaltar el hecho de que el depósito de capas de cobre mediante este método resulta ser muy eficiente, como se puede apreciar en la gráfica mostrada en la figura 4.12.



**Figura 4.12** Variación de la eficiencia de pulverización catódica contra la energía de bombardeo con iones de  $\text{Ar}^+$  sobre diferentes materiales.

La membrana del conmutador MEMS fue depositada utilizando esta técnica, debido a que la evaporación térmica de aluminio requiere temperaturas muy altas. Esto hace difícil mantener a una temperatura suficientemente baja el sustrato, comprometiendo el uso de materiales poliméricos, como es el caso del sustrato Rogers y la capa de BCB.

#### 4.5.6 Formación de capa de sacrificio

Los dispositivos MEMS poseen una película o membrana suspendida en su parte central y anclada de alguna manera en sus bordes, cuyo movimiento permite el funcionamiento del dispositivo. A fin de fabricar dicha membrana suspendida, se necesita el uso de una capa estructural denominada tradicionalmente como “capa de sacrificio”, la cual resulta ser la clave en la tecnología de fabricación de las membranas para dispositivos MEMS de cualquier tipo.

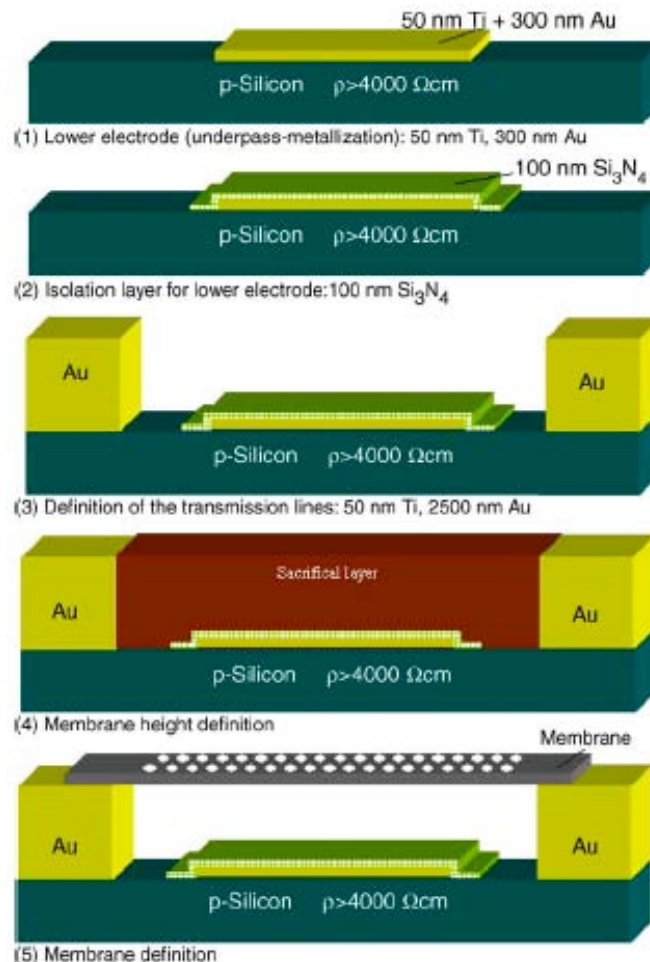
Una capa de sacrificio tiene como finalidad fungir como un “molde” el cual sostendrá la capa con la cual se formará la membrana en tanto se realiza el proceso de fabricación de esta, aplicando métodos tecnológicos utilizados en la



microelectrónica, como la fotolitografía, depósito de capas delgadas, entre otros.

En la figura 4.13 se presenta el esquema de un proceso de fabricación de un conmutador MEMS para RF [72]. En este se pueden observar las diferentes etapas de manufactura de un dispositivo MEMS, en este caso particular de tipo puente. De manera particular se puede observar la formación de la capa de sacrificio y como al disolverse, proceso denominado de liberación, se obtiene finalmente una membrana de puente.

Para la manufactura de la capa de sacrificio pueden utilizarse diferentes tipos



**Figura 4.13** Esquema del proceso de fabricación de una membrana para un conmutador capacitivo de RF. [72]





de materiales, como metales: titanio, aluminio, cobre y cromo [73], [74], [75]; materiales vitreos: vidrio fosfosilicato y dióxido de silicio [76], [77], [78]; y materiales poliméricos tales como: fotorresina [46], [72], polyflon [80] y PMMA [81], entre otros más.

Existen diversas situaciones que se deben considerar con respecto a los materiales que pueden ser usados como capa de sacrificio, como lo es la manufactura, el costo y la calidad de la misma. Entre las cuestiones tecnológicas que se presentan se tiene:

1. Los recubrimientos metálicos manufacturados mediante evaporación térmica, no aportan capas de buena calidad sobre todo cuando se requiere de varias micras de espesor.
2. Los equipos de pulverización catódica, con los cuales se pueden depositar tanto metales como refractarios, resultan ser caros y el crecimiento de capas de cierta calidad puede ser lento, de alrededor de 50 nm por minuto para la mayoría de los metales.
3. Capas de sacrificio de buena calidad de materiales como el SiN y el SiO<sub>2</sub> se depositan por el método de PECVD, la cuestión es que en el caso de la estructura presentada en este trabajo el substrato y la capa dieléctrica son polímeros, los cuales se erosionan al utilizar este método.
4. Otro aspecto esencial a considerar, es la dificultad de liberar o disolver la capa de sacrificio. En la disolución de la capa de sacrificio, se presentan ciertas dificultades. Por lo general, para la disolución tanto de metales como de refractarios se requieren soluciones basadas en ácidos fuertes, los cuales pueden generar problemas de compatibilidad con el resto de la estructura. Se debe buscar que el proceso de disolución de dichos materiales sea compatible con el resto de la estructura del sistema microelectromecánico, es decir que sean selectivos y no dañen el resto de la estructura.
5. Otra desventaja, es que los materiales metálicos, refractarios e incluso algunos polímeros no pueden grabarse directamente, sino que requieren de una secuencia fotolitográfica adicional.



Por tales consideraciones, se ha planteado realizar la formación de la capa de sacrificio para la estructura propuesta de los dispositivos MEMS usando fotorresina positiva.

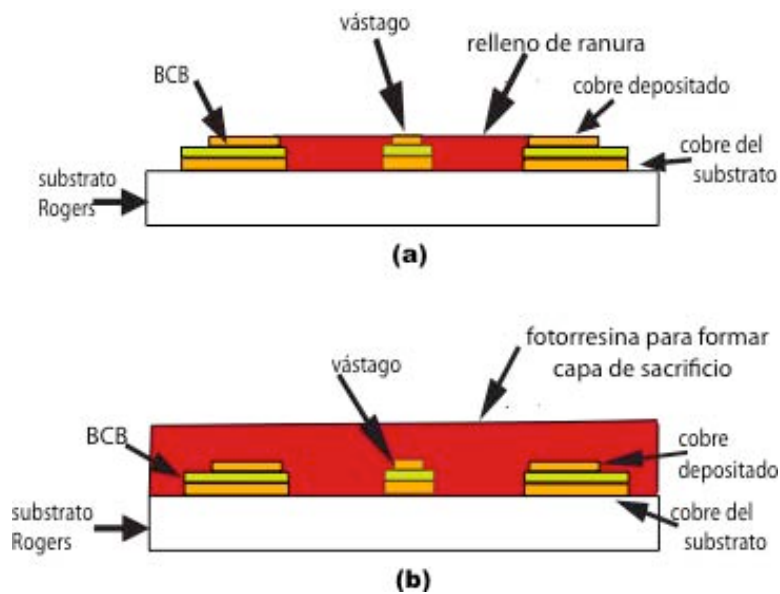
Evidentemente, como sucede en cualesquier recurso tecnológico, también se presentan algunos inconvenientes a resolver, los cuales resultarán ser claves en la obtención del dispositivo final.

La primera situación clave, fue la selección de la fotorresina como capa de sacrificio. Dicha selección se fundamenta en que el substrato utilizado es polimérico [16], [32] y por consiguiente presenta una limitada tolerancia a ser expuesto a altas temperaturas y plasmas.

Otra cuestión de relevancia es que una capa de sacrificio de fotorresina se deposita fácilmente usando el método de centrifugado, ya descrito anteriormente.

Por otro lado, la fotorresina es de fácil disolución, además la formación del patrón requerido se puede hacer directamente sobre ella mediante la técnica fotolitográfica, y resulta ser compatible con los materiales y procesos usados convencionalmente en la manufactura de circuitos.

La fotorresina seleccionada ha sido la AZ4330, ya que sus características le permiten tener diversas aplicaciones, entre ellas como capa de sacrificio en la fabricación de estructuras de conmutadores MEMS para RF [82], [83], [84], [85]. Esta fotorresina tiene muchos beneficios ya que es ideal para ser metalizada, presenta excelente adhesión en un amplia variedad de substratos, detenta muy poca presencia de fractura, “peeling” y burbujeo. Adicionalmente, una vez que las capas de AZ4330 han sido fraguadas, resultan ser excepcionalmente estables, además de que su grado de toxicidad es muy bajo. Esencialmente, el proceso de formación de la capa de sacrificio consiste en lo siguiente: En principio, se deposita una capa de fotorresina en el substrato, sobre el cual se ha formado previamente el circuito de polarización. Posteriormente mediante el uso de una alineadora de fotomáscaras se genera el patrón utilizando las fotomáscaras adecuadas. Finalmente se debe exponer a la radiación UV y revelar la estructura.



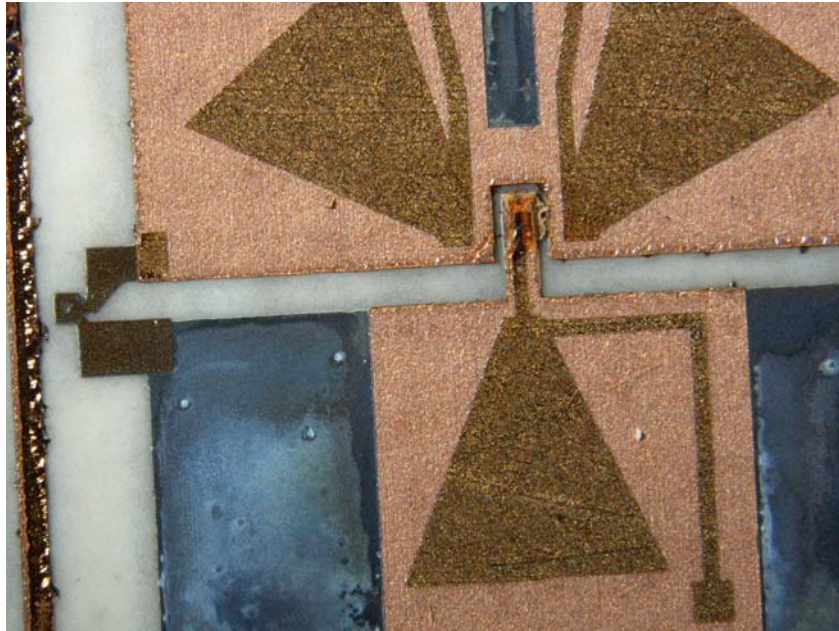
**Figura 4.14** Formación de la capa de sacrificio. (a) relleno de la ranura con fotorresina, (b) depósito de fotorresina para la formación de la capa de sacrificio antes de generar la topología para la formación del puente.

Antes de iniciar el proceso de formación de la capa de sacrificio, se debe rellenar con fotorresina la ranura que rodea al vástago con la finalidad de evitar la formación de una concavidad de la capa de sacrificio. En la figura 4.14 se muestra dicho procedimiento.

Las topologías propuestas para generar la capa de sacrificio fueron dos debido a ciertas consideraciones tecnológicas que se debieron hacer durante el proceso de manufactura de la capa metálica utilizada para formación de la membrana del puente. En la figura 4.15 se muestra una micrografía de una estructura real en donde se puede observar una vista superior del vástago y del relleno de fotorresina de la ranura que lo rodea.

#### 4.5.7 Membrana de aluminio

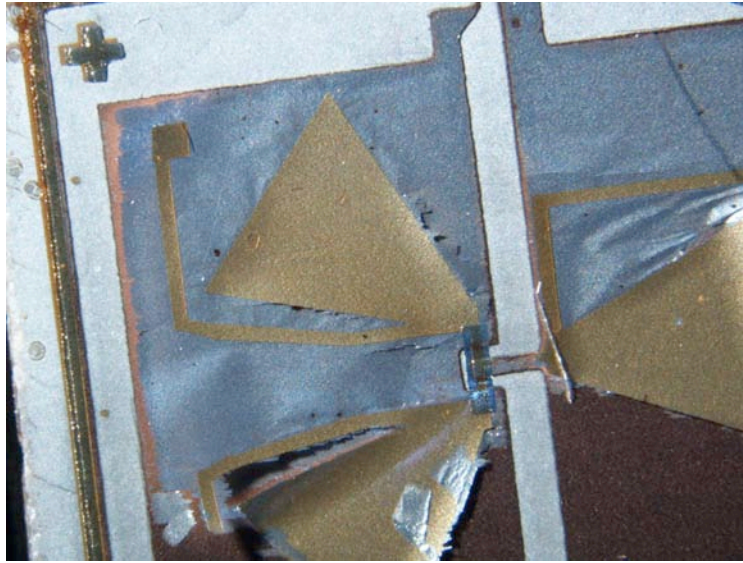
Existen varios diseños de conmutadores MEMS de RF cuya estructura tipo puente se fabrica con materiales como nickel [86], aluminio[87], [54], oro [88], entre otros.



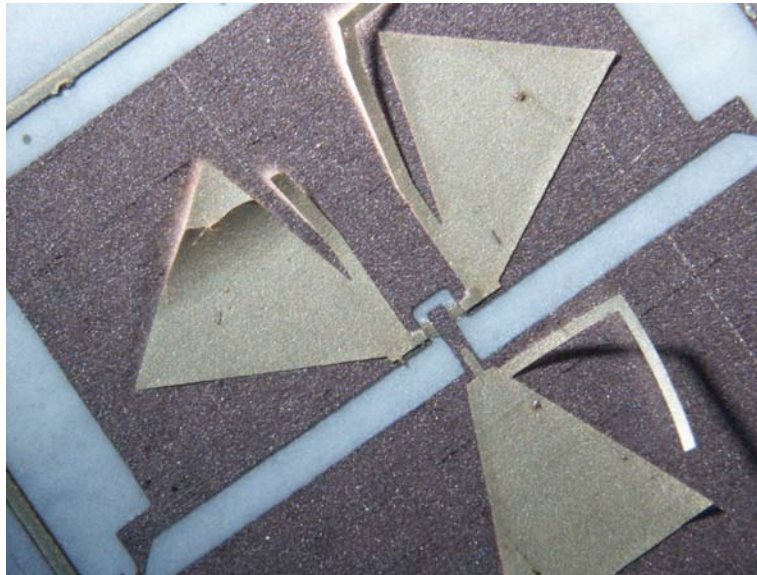
**Figura 4.15** Micrografía de la vista superior del circuito de polarización en el cual se formará el conmutador MEMS. En dicha micrografía se puede observar el vástago y la ranura que lo rodea con relleno de fotorresina.

En la propuesta de fabricación para el dispositivo MEMS, se usa aluminio para la producción de la membrana del puente. Las razones por las cuales se ha considerado el aluminio son las siguientes:

- 1) Módulo de Young el cual le infiere un buen control del estrés residual y por tanto el voltaje de actuación del dispositivo será pequeño en comparación con otros materiales [89].
- 2) En el proceso de revelado fotolitográfico, el revelador cumple una doble función, revelar la topología grabada en la fotorresina y a su vez disolver el aluminio cubierto por la fotorresina no fraguada.
- 3) El grabante utilizado ataca selectivamente solo al aluminio sin afectar al cobre; lo que no sucede con otro tipo de materiales como el oro por ejemplo cuyo grabante es muy fuerte y afecta prácticamente a cualquier material.
- 4) Su depósito se realiza a baja temperatura por métodos de pulverización catódica, tal como el magnetron de RF, lo cual promueve que el plasma se concentre lejos del substrato, caso contrario sería el  $\text{SiO}_2$  que se deposita preferentemente por medio de PECVD causando graves alteraciones tanto al



**Figura 4.16** Micrografía que muestra el resultado de un procedimiento de grabado en el cual no se presenta una disolución adecuada del aluminio.



**Figura 4.17** Micrografía que muestra el desprendimiento del CYCLOTENE en la etapa final después de la fotolitografía en la capa de aluminio para la formación del puente.





substrato Rogers como a la capa dieléctrica de BCB, además del cobre presente en la estructura del circuito de polarización, pues se usan gases como  $\text{SiH}_4$  y  $\text{O}_2$ .

Resulta relevante el reiterar que la elección del aluminio nos permite mantener la integridad de la estructura del circuito de polarización y de la capa de sacrificio (figuras 4.5, 4.14 y 4.15).

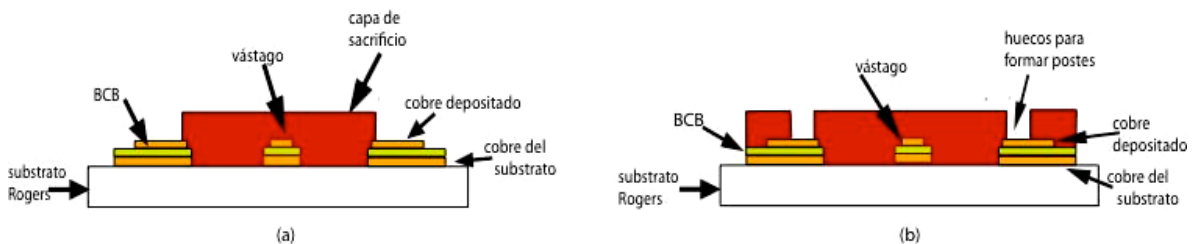
En las figuras 4.16 y 4.17 se presentan dos ejemplos de algunas alteraciones que puede acarrear la incorrecta elección y/o aplicación de los procesos.

En estas figuras, se observa el efecto de “peeling”, donde se desprenden en conjunto las capas de aluminio y de BCB se debido a la diferencia de CTE entre aluminio y cobre.

En la primera técnica utilizada para la fabricación del puente del MEMS, se parte de la formación de una capa estructural de fotorresina, sobre la cual se crece una capa de aluminio, de manera tal que al realizar un proceso más de fotolitografía debería conformarse la topografía del puente de aluminio (figura 4.18(a)).

Dicha técnica no resulto funcional, pues al tener una gran superficie de Al/Cu en contacto, se presenta un desprendimiento ("peeling") de la estructura en el momento del revelado, esto debido a las diferencias de CTE.

Buscando eliminar dicho inconveniente se aplico una técnica alterna. En vez de formar un escalón de fotorresina, se cubre totalmente la estructura con una capa de fotorresina. Sobre esta capa, se aplica un proceso fotolitográfico para formar los huecos en donde quedarán los anclajes del puente del MEMS (figura 4.18 (b)).



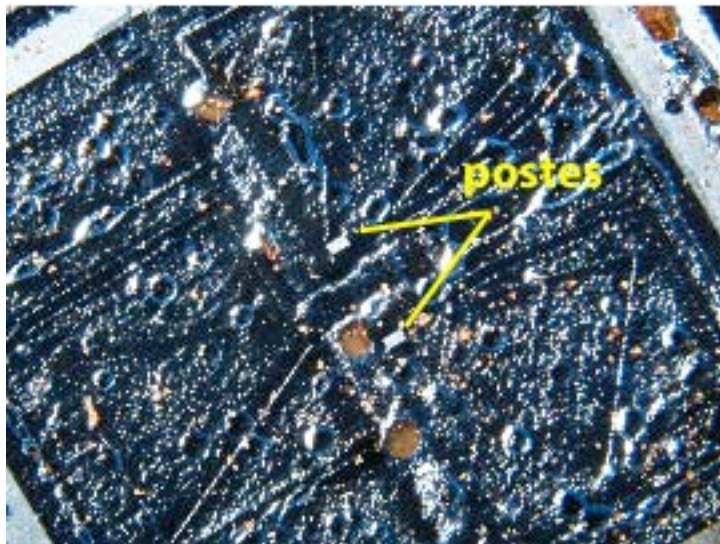
**Figura 4.18** Vista lateral de los dos tipos de formación de la capa de sacrificio para la estructura del puente MEMS-RF. (a) escalón estructural para moldeo del puente (b) formación de huecos para el conformado de los postes del puente.



Dichos huecos se rellenan al crecer una capa de aluminio sobre la fotorresina. Con este procedimiento se reduce el área de contacto entre la capa de aluminio y cobre. La fotorresina amortigua el estrés entre dichas capas metálicas gracias a su elasticidad.

El depósito de la capa de aluminio para la membrana se elaboró aplicando la técnica de pulverización catódica. Las condiciones optimizadas para el proceso de depósito se dieron a 52 W de potencia de RF durante un tiempo de 8 minutos y medio, con una presión de vacío del orden de  $10^{-3}$  torr y usando como gas argón. Estas condiciones fueron establecidas en el equipo de pulverización catódica del laboratorio de UNAMems por el Dr. Jorge Rodríguez y su grupo de trabajo.

Una vez superado el problema del CTE, se presentó una nueva situación tecnológica a superar, el burbujeo de la fotorresina al efectuar el recubrimiento de aluminio, lo cual se puede observar en la micrografía de la figura 4.19. Esta cuestión se resuelve aplicando un recocido a la estructura por un intervalo de 12 horas @85°C, proceso previo al depósito de aluminio.

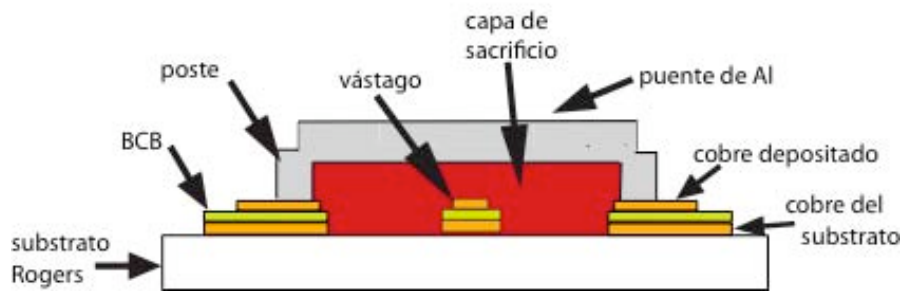


**Figura 4.19** Micrografía donde se aprecia la formación de burbujas en la capa de fotorresina. En la imagen se puede observar claramente el delineado de los stubs y los huecos rellenos con aluminio para la formación de los postes.



Una vez obtenida una capa de aluminio de apreciable calidad, se realiza una última fotolitografía mediante la cual se forma la membrana del puente. En la figura 4.20 se aprecia la estructura completa del MEMS tipo puente integrado al circuito de polarización del desplazador de fase.

En la estructura de la figura 4.20, se presenta la capa de sacrificio que hasta este momento no ha sido diluida. En la figura 4.21 se muestra una micrografía real de la vista superior tal estructura.



**Figura 4.20** Vista lateral de la estructura completa del MEMS tipo puente integrado al circuito de polarización. En dicha estructura se encuentra presente la capa de sacrificio.



**Figura 4.21** Micrografía de la vista superior de la estructura completa en donde se puede reconocer la membrana del puente del conmutador MEMS.

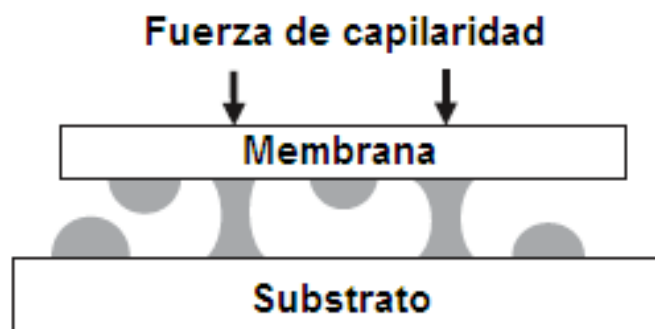




#### 4.5.8 Disolución de la capa de sacrificio

El último proceso realizado para la fabricación del dispositivo MEMS integrado al circuito de polarización fue la disolución de la capa de sacrificio para dejar el puente de la estructura liberado. La problemática principal que se presenta en este procedimiento es el fenómeno conocido como “stiction” es decir, fricción estática, la cual se refiere a un fenómeno de adhesión que induce la inmovilización del elemento mecánico en el dispositivo MEMS, al provocar la adhesión de la membrana del puente en el contacto. Dicha situación puede presentarse debido a distintos efectos, pero en el caso de la disolución de la capa de sacrificio al realizar la liberación mediante procesos húmedos, se presentan fuerzas de capilaridad que ocasionan el proceso de “stiction” (figura 4.22) [48], [90].

En este trabajo, se utilizó como capa de sacrificio fotorresina positiva AZ4330, pues la propuesta se basa en tecnología flexible, situación por lo que se utilizan sustratos y capas dieléctricas de materiales poliméricos los cuales, por razones inherentes a tales materiales, no deben ser sometidos a temperaturas altas. Tal consideración hace conveniente el uso de fotorresina como capa de sacrificio, ya que resulta inherente a tal material que su procesamiento sea a baja temperatura (no más allá de 120 °C).



**Figura 4.22** Representación de la formación de la fuerza de capilaridad en el proceso de liberación de la membrana de un MEMS.



Otra situación relevante en referencia a la elección de fotorresina como capa de sacrificio es el hecho de que en el circuito de polarización se tiene presente cobre. El cobre se oxida con facilidad, por lo que tanto el incremento de temperatura como la presencia de oxígeno y el uso de sustancias de carácter ácido promueven su deterioro.

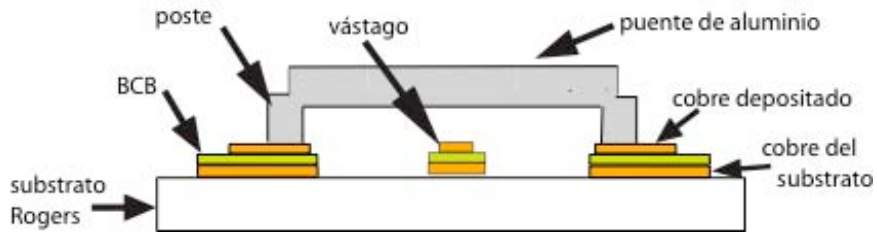
Una vez que ha cumplido su función como capa estructural para la conformación del puente, la capa de sacrificio deberá ser eliminada para dejar libre a la membrana del puente, de tal manera que esta pueda cumplir su función como dispositivo móvil.

El procedimiento para eliminar la fotorresina se puede realizar mediante métodos tanto secos como húmedos. El método de ataque en seco de la fotorresina se efectúa a partir de la aplicación de un plasma de oxígeno con la finalidad de disolverla [90], [92], [93]. Esta técnica tiene sus ventajas, ya que en el proceso de disolución de la capa de fotorresina se disminuye la presencia del efecto de “stiction”. Sin embargo en el caso de la estructura para el desplazador de fase, resulta inconveniente dado que el uso de un plasma de oxígeno produciría inminentemente la oxidación del cobre, además de que tanto el substrato como la capa dieléctrica de BCB pueden sufrir erosión debido al plasma.

Por las razones expuestas, se prefirió el uso del ataque húmedo en vez del uso del plasma, a pesar del problema de “stiction” que se exhibe en el momento de la liberación de la estructura MEMS de puente [48], [90].

El problema del efecto de “stiction” se resolvió elevando la temperatura de los disolventes orgánicos utilizados en la disolución de la capa de sacrificio de fotorresina. La acetona es el disolvente por antonomasia utilizado en procesos de disolución de fotorresina y se puede decir que es la primera opción a elegir cuando se trata de procesos de liberación de puentes MEMS mediante procesos húmedos [50].

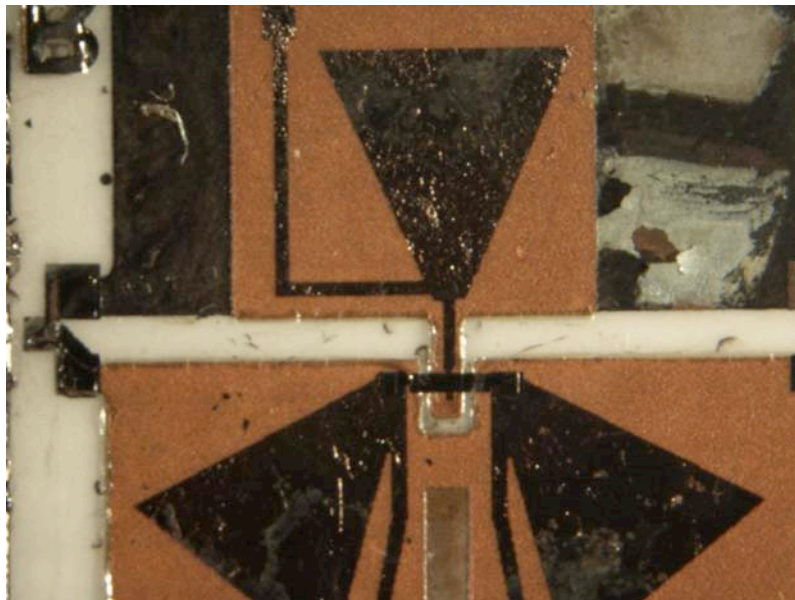
Buscando disminuir el efecto de “stiction” y de esta manera asegurar que el componente permanezca suspendido y no se adhiera al substrato durante el proceso de secado al intentar liberar la estructura, se realizaron inmersiones



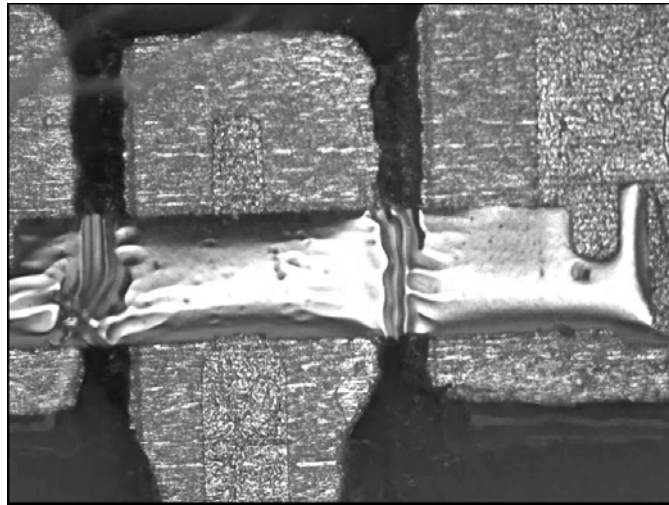
**Figura 4.23** Estructura completa de un MEMS de puente integrado en el desplazador de fase.

en acetona acompañadas por enjuagues con metanol, elevando la temperatura de dichos disolventes [46], [48], [79], [94], [95].

Una vez disuelta con éxito la capa de sacrificio, se obtiene la estructura liberada y en posibilidades de aplicarle un voltaje de actuación apropiado para conseguir de esta manera su movilidad.



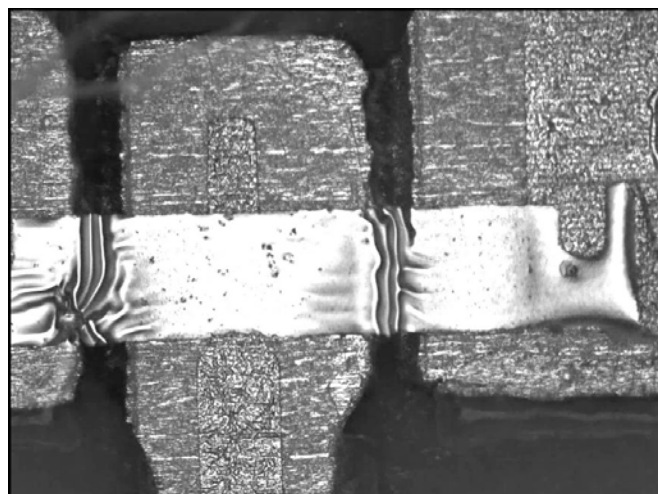
**Figura 4.24** Micrografía de la vista superior de la estructura completa donde se presenta el circuito de polarización y el dispositivo MEMS tipo puente integrado al mismo.



**Figura 4.25** Puente MEMS de aluminio actuado en estado abierto.

En la figura 4.23 se muestra una vista lateral de la estructura completa del conmutador MEMS-RF, mientras que en la figura 4.24 se presenta una micrografía de una vista superior de la estructura terminada con el puente liberado.

Finalmente, el conmutador MEMS fabricado, fue probado usando un equipo de medición de pruebas dinámicas POLYTECH SUSS 88. El voltaje al que se actuó dicho conmutador MEMS fue de 170 V. En las figuras 4.25 y 4.26 se exponen un par de micrografías de la actuación del conmutador MEMS para RF, en las que se observa el estado abierto (arriba) y cerrado (abajo).



**Figura 4.26** Puente MEMS de aluminio actuado en estado cerrado.



## Conclusiones del Capítulo 4

1. De acuerdo a la investigación sobre características, configuraciones y estructuras de los dispositivos MEMS, se ha optado por efectuar la implementación de dispositivos MEMS con membrana tipo puente, buscando la sustitución de los diodos p-i-n en el desplazador de fase. Esta sustitución se ha explorado esperando obtener ventajas como lo son la disminución de costos, el bajo consumo de potencia, además de que comparativamente, las pérdidas por inserción de los dispositivos MEMS son menores a las de los diodos p-i-n.
2. En el capítulo 3, se desarrolló una nueva tecnología de fabricación para un desplazador de fase con diseño reflectivo en base a substratos flexibles y que además usa diodos p-i-n como conmutadores, trabajo que fue publicado en IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques [11].
3. Buscando mejoras en dicho desplazador de fase, en el presente capítulo se ha implementado una tecnología original con la cual se tiene la expectativa de integrar conmutadores MEMS en sustitución de los diodos p-i-n que fueron originalmente usados en el circuito del desplazador de fase reflectivo.
4. Los circuitos de polarización del desplazador se basan en una estructura substrato/dieléctrico/metal y fueron probados satisfactoriamente [11]. Por lo anterior, en este capítulo se han investigado las posibilidades de integrar conmutadores MEMS con membrana tipo puente a dicha estructura.
5. La membrana del conmutador MEMS tipo puente fue fabricada con aluminio, selección justificada al realizar una comparación entre los materiales utilizados en tales aplicaciones, puesto que el aluminio exhiben una baja resistividad, presenta una buena combinación de alta velocidad de onda y módulo de Young. Tales razones evidencian al aluminio como una buena elección para dispositivos en los cuales se busca la combinación de una rápida respuesta aplicando bajos voltajes de actuación [89].



6. El aluminio fue depositado por pulverización catódica con magnetrón de R.F., debido a las buenas características de adhesión y repetibilidad que se obtienen por este método para el depósito de capas metálicas. Un fundamento más para el uso de este método, es la preservación de la integridad de las estructuras poliméricas presentes en el circuito de polarización.
7. Como capa de sacrificio para la formación de la estructura tipo puente se usa fotorresina positiva, ya que su procesamiento es a baja temperatura, reduce estrés entre capas y resulta ser de fácil disolución.
8. Finalmente, se ha fabricado un conmutador MEMS de puente, el cual ha sido integrado al circuito de polarización del desplazador de fase. Dicho conmutador ha sido actuado a un voltaje de 170 V. (Se anexa un disco compacto con un video del conmutador MEMS actuando).



## **Conclusiones Generales**

1. Debido al progreso en el desarrollo de las telecomunicaciones se han intensificado los requerimientos en desempeño y funcionalidad de los sistemas inalámbricos, razones por las que las antenas en arreglos de fase llaman la atención a nivel mundial.
2. Las antenas en arreglos de fase tienen ventajas considerables sobre las convencionales, a pesar de que existe una carencia de desplazadores de fase de bajas pérdidas y bajo costo, situaciones que han limitado sus aplicaciones al ámbito militar.
3. En la actualidad, la solución más acorde para aplicaciones comerciales es la de un arreglo pasivo el cual es de bajo costo, aunque se debe trabajar en la reducción de pérdidas en el desplazador de fase.
4. El uso de conmutadores MEMS en los desplazadores de fase conlleva a cierta disminución de pérdidas. Sin embargo los diseños actuales de desplazadores de fase basados en MEMS incluyen largas líneas de transmisión de altas pérdidas (2 dB en banda Ka, 1 db en banda X).
5. Por lo anterior, se ha propuesto como alternativa un desplazador de fase con estructura reflectiva tipo espirafase. Los desplazadores tipo espirafase basados en diodos p-i-n como conmutadores, se han fabricado de acuerdo a la tecnología propuesta por Skachko, logrando pérdidas menores a 1 dB para





la banda Ka, lo cual supera a los desplazadores basados en MEMS. Sin embargo, la tecnología de fabricación propuesta por Skachko [10] es una tecnología híbrida para producir circuitos integrados de onda milimétrica, la cual usa como sustrato una placa gruesa de cobre perforada por electroerosión a la cual se le depositan dos capas delgadas de dieléctrico (SiO) y una capa más de cobre. El complicado procesamiento mecánico de electroerosión además de ser laborioso, eleva de manera considerable el costo del dispositivo.

6. Considerando lo anteriormente expuesto, se ha considerado necesario el desarrollo de una tecnología de fabricación para la estructura sustrato/dieléctrico/metal de fácil procesamiento, bajo costo y en la cual sea factible la integración de conmutadores MEMS. De esta manera, se abre la posibilidad de obtener desplazadores de fase de bajo costo y pocas pérdidas de inserción.
7. En el presente trabajo, se ha propuesto el uso de una nueva tecnología de fabricación para circuitos integrados de microondas en la cual se prefiere como sustrato el uso de sustratos Rogers RT/Duroid [32] en lugar de usar una placa gruesa de cobre. Los sustratos Rogers han sido diseñados para aplicaciones a altas frecuencias, además de poseer excelentes características: livianos, flexibles, de fácil corte, bajo costo, además de reducir los pasos de procesamiento.
8. La capa de SiO fue sustituida por una capa polimérica fotosensible denominada CYCLOTENE (BCB), cuya constante dieléctrica es baja, presenta pocas pérdidas a alta frecuencia, su



absorción de humedad es mínima, tiene un alto grado de planarización, su estabilidad térmica es buena, exhibe una excelente resistencia química, se pueden formar con facilidad las capas de dicho material mediante depósitos por centrifugado y baja temperatura de fraguado.

9. Como metal para la formación del circuito de polarización se utilizó cobre depositado por evaporación y por pulverización catódica.
10. El usar BCB como capa dieléctrica facilita la obtención de una interfase estable de Cu/BCB, ya que el BCB no propicia la corrosión en el cobre, no se presenta electromigración, además de existir compatibilidad en sus procesos de fabricación.
11. Se probó experimentalmente la hipótesis sobre el desarrollo de una nueva tecnología de fabricación de la estructura substrato/dieléctrico/metal (Rogers/BCB/cobre) para la obtención de circuitos de microondas de bajas pérdidas. De esta manera se fabricó y probó un circuito de polarización para un desplazador de fase reflectivo de 2 bits para la banda X, el cual hasta hoy en día, presenta las mejores características en dispositivos de su tipo, gracias al uso de un circuito de polarización basado en BCB, presentando pérdidas por inserción inferiores a 0.4 dB [11].
12. Posteriormente, se estableció la posibilidad de reemplazar los diodos p-i-n en el diseño del circuito del desplazador de fase reflectivo por conmutadores MEMS, buscando reducir aun más las pérdidas de dicho circuito.



13. Asimismo, se estableció la metodología necesaria para la fabricación de conmutadores MEMS, generándose el desarrollo de una tecnología de fabricación en base a substratos flexibles para el desplazador de fase con diseño reflectivo al que finalmente se le han sido integrados conmutadores MEMS, en sustitución de los diodos p-i-n en el circuito del desplazador [11].
14. La membrana metálica del conmutador MEMS fue fabricada con aluminio depositado por pulverización catódica de R.F., ya que el aluminio depositado por este método presenta buena adherencia, además de que dicho metal presenta un valor de modulo de Young el cual le permite a la membrana actuar a bajos voltajes. Como capa de sacrificio se usa fotorresina positiva debido a que su procesamiento termico es a baja temperatura, lo cual es primordial ya que el substrato y la capa dieléctrica son polímeros, logra una reducción del estrés entre capas, la manufactura de esta capa de fotorresina se realiza facilmente mediante el método de centrifugado y adicionalmente facilita el proceso de liberado, en el cual debe disolverse dicha capa.
15. Finalmente, se ha fabricado y probado el conmutador MEMS de puente integrado al circuito de polarización del desplazador de fase, el cual ha sido actuado a un voltaje de 170 V. Se anexa un disco compacto conteniendo un video clip del dispositivo MEMS en su proceso de conmutación.

## Referencias

- [1] IEEE Int. Phased-Array Syst. Technol. Symp. Dig., Boston, M.A, Oct. 15-18, 1996.
- [2] G. W. Stimson, Introduction to Airborne Radar, 2<sup>nd</sup> ed. Mendham, NJ: Science, 1998, ch.37-39.
- [3] G. Rebeiz, G.L. Tan and J. Hayden, "RF MEMS phase shifters: Design and applications", IEEE Microw. Mag. vol. 3, no. 2, pp. 72-81, Jun. 2002.
- [4] B. Pillans, S. Eshelman, A. Malczewski, J. Ehmke, and C. Goldsmith, "Ka-band RF MEMS phase shifters," IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 9, pp. 520-522, Dec. 1999.
- [5] J.S. Hayden and G.M. Rebeiz, "A low-loss Ka-band distributed MEMS 2-bit phase shifter using metal-air-metal capacitors," presented at the 2002 IEEE Int. Microwave Symp. Seattle, WA.
- [6] H.R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar," Microw. J., vol. 20, pp. 67-73, Jul. 1977.
- [7] B. Subbarao, V. Srinivasan, V. Fusco, and R. Cahill, "element suitability for circularly polarised phase agile reflectarray applications," Proc. Inst. Elect. Eng. Microw., Antennas Propagag. Vol. 151, no. 4, pp. 287-292, Aug. 2004.
- [8] A. E. Martynyuk and Y. K. Sidoruk, "Low-loss phase shifters for ka band phased array," in Proc. IEEE Int. Conf. Phased Array Syst. Technol. (PAST'2000), Dana Point, CA, May 2000, pp. 53–56.
- [9] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, S. N. Khotiaintsev, and V. S. Vountesmeri, "Millimeter-wave amplitude-phase modulator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 6, pp. 911–917, Jun. 1997.
- [10] A. V. Chenakin, A. E. Martynyuk, and V. I. Skachko, "A new hybrid technology for millimeter-wave integrated circuits," in *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, Denver, CO, Jun. 1997, vol. 2, pp. 921–924.
- [11] A.E. Martynyuk, A.G. Martinez-Lopez, and J.I. Martinez Lopez, "Two-Bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, part 1, pp. 4056-4061, Dec. 2006.
- [12] Cohen, M.S., in: Handbook of Thin Film Technology, Maissel, L.I., Glang, R (eds); New York; McGraw Hill, 1970, pp. 6-1 to 6-25.

- [13] A.G., Martínez-López. Tesis para la obtención del grado de Maestra en Ciencias: "Desarrollo y Caracterización de Películas Delgadas y Estructuras para Circuitos de RF". CINVESTAV-IPN Unidad Zacatenco, Depto. de Ingeniería Eléctrica, Secc. Electrónica del Estado Sólido. México, D.F. Marzo, 2002. pag. 30.
- [14] Manual de materiales electrotécnicos, I.V. Koritzkovo (eds); Moscu: Energo Atom Izdat, 1987, V: II, (ver. Ruso)
- [15] Handbook of ceramic and composites materials, N. Cheremisinoff (ed); New York: M. Dekker, 1990, V: II
- [16] Microwave Encyclopedia. Soft substrate materials [Online]. Available: [http://www.microwaves101.com/encyclopedia/substrates\\_soft.cfm](http://www.microwaves101.com/encyclopedia/substrates_soft.cfm)
- [17] M. Gillick, I.D. Robertson, and A.H. Aghvami, "Uniplanar techniques for monolithic microwave integrated-circuits", Electrón. Común. Eng. J., 1994, 6 (4), pp. 187-194
- [18] H. Ogawa, T. Hasegawa, S. Banba, and H. Nakamoto, "MMIC transmisión lines for multilayered MMIC's". IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., 1991, pp. 1067.
- [19] T. Tokumitsu, T. Hiraoka, H. Nakamoto, and T. Takenaka. "Multilayer MMIC using a 3 mm x 3 layer dielectric films structures". IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., 1990, pp. 831
- [20] M. Tudanca., R.G. Lunda, A. Fraile, J. Traiana, J.M. Gonzalez, I. Vincueria, and C. Domínguez. "A low cost manufacturing process for high density hybrid components based on multilayer polyimide/ceramic structures". IEEE Trans. Compon. Hybrids Manuf. Technol., 1993, 16 (1), pp. 13.
- [21] R.G. Arnold, and D.J. Pedder. "Microwave characterisation of microstrip lines and spiral inductors in MCM-D technology". IEEE trans. Compon. Hybrids Manuf. Technol., 1992, 15, (6), pp. 1038
- [22] M. Gillick, I.D. Robertson, and J.S. Joshi. "Design, análisis and fabrication of lumped-distributed branch-line coplanar couplers for coplanar waveguide MMIC's", Microw. Opt. Technol. Lett., 1993, 6, (12), pp. 720-723
- [23] P.B. Chinoy, and J. Tajadod "Processing and microwave characterisation of multilevel interconnects using benzocyclobutene dielectric", IEEE Trans. Compon., Hybrids Manuf. Technol., 1993, 15, (7), pp. 1038
- [24] Siliconfareast.com. Properties of SiO<sub>2</sub> and Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> at 300K [Online]. Available: <http://www.siliconfareast.com/sio2si3n4.htm>
- [25] E. D. Feit, and C. Wilkins. "Polymer materials for electronic applications". ACS Symp. Ser., No. 184
- [26] Dupont Electronics-Kapton Polyimide Films. [Online]. Available: [http://www2.dupont.com/Kapton/en\\_US/index.html](http://www2.dupont.com/Kapton/en_US/index.html)
- [27] V.B. Krishnamurthy. "Use of BCB in high frequency MCM interonnects". IEEE Trans. Comp., Pack., Manuf. Tech. Feb 1996.
- [28] C.R. Rusu, G. Klaasse, S. Sedky, H. Esch, B. Parmentier, A. Verbist, A. Witvrouw. "Planarization of deep trenches" Proc. SPIE Micromochining and Microfabrication Process Tech. VII vol. 4557, Sept. 2001.

- [29] T.G. Tessier, G. Chandler, "Compatibility of common MCM-D dielectrics with scanning laser ablation via generation process," IEEE Trans Comp., Hybrids, Manuf. Technol., vol. 16 pp. 39-45, Feb. 1993.
- [30] A. Modafe, N. Ghalichechian, B. Kleber, R. Ghodssi, "Electrical Characterization of Benzocyclobutene Polymers for Electric Micromachines", IEEE Trans. on Dev. and Mat. Reliab, vol. 4, no. 3, Sept. 2004
- [31] K. Kamogawa, T. Tokumitsu, M. Aikawa, "Multifrequency Microstrip Antennas Using Alumina-Ceramic/Polyimide Multilayer Dielectric Substrate", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. vol. 44, no. 12, Dec. 1996.
- [32] Rogers Corporation [Online] Available: <http://www.rogerscorporation.com/>
- [33] 2006, CYCLOTENE Advanced Electronic Resins [Online]. Available: <http://www.dow.com/cyclotene/prod/photo.htm>
- [34] 2006, Processing Procedures for CYCLOTENE 4000 Series Resin (Immersion Develop) Cyclotene Advanced Electronic Resins [Online]. Available: <http://www.dow.com/cyclotene/prod/402646.htm>
- [35] J. Tao, N. W. Cheung, "Electromigration Characteristics of Copper Interconnects" IEEE Elect. Dev. Letters, vol. 14, no. 5, May 1993.
- [36] T. Miyagi, Y. Iseki, K Higuchi, et.al., "MCM-D/L Using Copper/Photosensitive-BCB Multilayer for Upper Microwave Band Systems", IEEE Elect. Comp. and Tech. Conference 1996, pp. 149-153.
- [37] H. Hesselbom et. al. "High Frequency Transmission Properties of Al-BCB and Cu-BCB Si Multi Chip Modules", in ISHM Proceedings, 1992, pp. 591-595.
- [38] T. Shimoto, et. al. 'High Density Multilayer Substrate Using Benzocyclobutene dielectric", in IMC Proceedings, 1992, pp. 325-330
- [39] T. shimoto, K. Matsui, K. Utsumi, "Cu/Photosensitive-BCB Thin Film Multilayer Technology for High-Performance Multichip Modules", IEEE Trans. on Comp. Pack. Manuf. Techn. Part B, vol. 18, no. 1, Feb 1995.
- [40] A. Fox, "An adjustable waveguide phase changer,"PIRE, vol. 35, no. 12 pp. 1489-1498, Dec. 1947.
- [41] H.R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar", Microw. J., vol. 20, pp. 67-73, Jul. 1977.
- [42] E.R. Brown,"RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. vol. 46, no. 11, Nov. 1998.
- [43] J.S. Hayden, G.M. Rebeiz, "Very Low-Loss Distributed X-Band and Ka-Band MEMS Phase Shifters Using Metal-Air-Metal Capacitors", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. vol. 51, no. 1, Jan. 2003.
- [44] NASA Electronic Parts and Packaging Program (NEPP) [Online] Available: [http://nepp.nasa.gov/index\\_nasa.cfm/813/](http://nepp.nasa.gov/index_nasa.cfm/813/)
- [45] G.M. Rebeiz, J.B. Muldavin, "RF MEMS Switches and Switch Circuits", IEEE Microwave Magazine, Dec. 2001.
- [46] B. Ghodsian, C. Jung, B.A. Cetiner, F. De Flaviis, "Development of RF-MEMS Switch on PCB Substrates with Polyimide Planarization", IEEE Sensors J, vol. 5, no. 5, pp. 950-955, Oct. 2005.

- [47] N. Ferrell, J. Woodard, D. Hansford, "Fabrication of Polymer Microstructures for MEMS: Sacrificial Layer Micromolding and Patterned Substrate Micromolding", Springer Biomed Microdevices, 2007.
- [48] G.M. Atkinson, R.E. Pearson, Z. Ounaies, C. Park, et. al., "Novel Piezoelectric Polyimide MEMS", IEEE Conf. Solid State Sensors, Act. & Micros, Boston, Jun. 8-12, pp. 782-785, 2003.
- [49] C. Wang, R. Ramadoss, S. Lee, K.C. Gupta, et.al., "Flexible Circuit-Based RF MEMS Swtches", Proc. ASME Int. Mec. Eng. Congress & Exposition, N.Y. Nov. 11-16, pp. 1-6, 2001.
- [50] Z. Cui, R. A. Lawes, "A New Sacrificial Layer Process for the Fabrication of Micromechanical Systems", J. Micromech. Microeng, vol. 7, pp. 128-130, pp. 128-130, 1997.
- [51] C.H. Chang, J.Y. Qian, B.A. Cetiner, et.al., "RF MEMS Capacitive Switches Fabricated with HDICP CVD SiN<sub>x</sub>", IEEE MTS-Digest, pp. 231-234, pp. 231-234, 2002.
- [52] L.E. Larson, "Microwave MEMS technology for next-generation wireless communications." IEEE MTT-S Digest, pp. 1073-1076.
- [53] C. Goldsmith, J. Randall, S. Eshelman, T.H. Lin, D. Denniston, S. Chen, and B. Norvell, "Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies." IEEE MTT-S Symp. Dig., , pp. 1141-1144 vol. 2, 1996
- [54] C. L. Goldsmith, S. Eshelman, and D. Denniston, "Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches." IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 8, no. 8, pp. 269-271, Aug. 1998.
- [55] M. Madou, "Fundamentals of Microfabrication" 2<sup>nd</sup> edition, CRC Press, 2002.
- [56] Tendencias en los procesos de mecanizado. [Online]: <http://www.interempresas.net/MetalMecanica/Articulos/Articulo.asp?A=8574>
- [57] Cleannosonic. [On line]: [http://ultrasoniccleaner.cleannosonic.com/cleaning\\_solutions.htm](http://ultrasoniccleaner.cleannosonic.com/cleaning_solutions.htm)
- [58] C.P. Wong, Shijian Luo, Zhuqing Zhang. "Microelectronics: Flip the Chip". Science, Vol. 290, pp. 2269-2270, Dic. 2000.
- [59] P.E. Garrou, R.H. Heistand, M.G. Dibbs, T.A. Mainal, C.E. Mohler, T.M. Stokich, P.H. Townsend, G.M. Adema, M.J. Berry, I. Turlik "Rapid Thermal Curing of BCB Dielectric." IEEE Trans on Comp. Hybrids and Manuf. Tech., vol. 16, no. 1, p.p. 46-52, Feb. 1996.
- [60] C. Wang, R. Ramadoss, S. lee, K.C. Gupta, V.M. Bright, Y.C. Lee. "Flexible Circuit-Based RF MEMS Switches." Proc. 2001 ASME Int. Mech Eng. Congress and Exposition, N.Y., Nov 11-16, 2001.
- [61] B.A. Cetiner, J.Y. Qian, H.P. Chang, M. Bachman, G.P. Li, F. De Flaviis. "Microwave Laminate PCB Compatible RF MEMS Technology for Wireless Communication Systems." IEEE APS Int Simp., vol. 1, pp. 387-390, 22-27 June 2003.

- [62] T. Shimoto, K. Matsui, K. Utsimi. "Cu/Photosensitive-BCB Thin-Film Multilayer Technology for High-Performance Multichip Modules." IEEE Trans. On Comp., Pack. And Manuf. Tech. Part B, vol. 18, no. 1, pp. 18-22, Feb. 1995.
- [63] J.B. Lee, J. English, C.H. Ahn, M.G. Allen. "Planarization techniques for vertically integrated metallic MEMS on silicon foundry circuits." J. Micromech. Microeng. Vol. 7 pp 44-54, 1997.
- [64] A.C. Chen, A. Pham, R.E. Leoni. "Development of a Low-Loss Multilayered Broadband Balun Using Twin-Thickness Thin Film." IEEE, pp. 1243-1246, 2005.
- [65] Rogers Corporation, Advanced Circuit Materials. High Frequency Laminates: Product Selector Guide. [On Line] <http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/HFselector2008.pdf>
- [66] T. Shimoto, K. Matsui, K. Utsimi. "Cu/Photosensitive-BCB Thin-Film Multilayer Technology for High-Performance Multichip Modules." IEEE Trans. on Comp, Pack. And Manuf. Tech. part B, vol. 18, no. 1, pp. 18-22, Feb. 2005.
- [67] M. Andritschky, K. Pischow. "Mass production of thick copper vacuum metalization on plastic parts." Vacuum 82, pp. 1269-1273, 2008.
- [68] Ida, Y.; Garrou, P.E.; Strandjord, A.J.G.; Cummings, S.L.; Boyd Rogers, W.; Berry, M.J.; Kisting, S.R. "Processing, Transfer Solder Bumping, Chip Attachment and Testing of a Thin Film Cu/Photo-BCB MCD-D." Electronic Manufacturing Technology Symposium, 1995, Proc. of 1995 Japan International, 18th IEEE/CPMT International Volume, pp.441-444 Dec. 1995.
- [69] K-Y Chan, B-S Teo. "Sputtering power and deposition pressure effects on the electrical and structural properties of copper thin films." J. Material Sci. Vol. 40, pp. 5971-5981, 2005.
- [70] D-Q Yang, S. Poulin, E. Sacher, C. Hyett. "Interfacial reaction between evaporated copper and Dow Cyclotene 3022." App. Surf. Sci. Vol. 165, pp. 116-126, 2000.
- [71] D-Q Yang, L. Martinu, E. Sacher, A. Sadough-Vanini. "Nitrogen plasma treatment of the dow Cyclotene 3022 surface and its reaction with evaporated copper." App. Surf. Sci. Vol. 177, pp. 85-95, 2001.
- [72] B. Schauwecker, J. Mehner, K.M. Strohm, H. Haspeklo, J. F. Luy. "Investigations of rf shunt airbridges switches among different environmental conditions." Sens. Actuators, vol. A 114, pp. 49-58, 2004.
- [73] C. Burbaum, J. Mohr, P. Bley. "Fabrication of capacitive acceleration sensors by the LIGA technique." Sens. Actuators vol. A 25-7 pp. 613, 1991.
- [74] A.B. Frazier, C.H. Ahn, M.G. Allen. "Development of micromachined devices using polyimide-based processes." Sens. Actuators, vol. A 45, pp. 47, 1994.
- [75] A. Maciossek, B. Löchel, H. Quenzer, B. Wagner, S. Shuize, J. Noetzel. "Galvanopating and sacrificial layers for surface micromaching" Microelectron. Eng., vol. 27, pp. 503, 1995.
- [76] R. Howe. "Surface micromachining for microsensors and microactuators." J. Vac. Sci. Technol., vol. B 6 (6), pp. 1809, 1988.



- [77] M. Mehregany, K. Gabriel, W. Trimmer. "Integrated fabrication of polysilicon mechanisms." IEEE Trans. Electron Dev. vol. 35 (6), pp. 719, 1988.
- [78] K. Harsh, W. Zhang, V.M. Bright, Y.C. Lee. " Flip-Chip Assembly for Si-Based RF MEMS." IEEE, pp. 273-277, 1999.
- [79] H.P. Chang, J. Qian, B.A. Cetiner, F. De Flaviis. "RF MEMS Swtiches Fabricated on Microwave-Laminate Printed Circuit Boards." IEEE Elect. Dev. Lett, vol. 24, no. 4, April 2003.
- [80] R. Ramadoss, S. Lee, Y.C. Lee, V.M Bright, K.C. Gupta. "Fabrication, Assembly, and Testing of RF MEMS Capacitive Swtches Using Flexible Printed Circuit Technology." IEEE Trans. on Adv. Pack., vol. 26, no. 3, August 2003.
- [81] N. Ferrell, J. Woodar, D. Hansford. "Fabrication of polymer microestructures for MEMS: sacrificial layer molding and patterned substrate micromolding." Biomed Microdevices, 2007.
- [82] Y. Yoshida, T. Nishino, J. Jiao, S-S. Lee, Y. Suehiro, K. Miyaguchi, T. Fukami, M. Kimata, O. Ishida. "A grounded coplanar waveguide with a metallized silicon fabricated by front-surface-only procesess." Sen & Act. vol. A, no. 111, pp. 129-134, 2004.
- [83] K. Miyaguchi, Y. Yoshida, T. Nishino, M. Hangai, Y. Suehiro, S-S Lee, A. lida, O. Ishida. "A Grounded Co-Planar Waveguide MEMS Switch." EuMC, pp. 667-670, Munich 2003.
- [84] S. Soda, Y. Yoshida, M. Hangai, T. Nishino, S. Izuo, M. Taguchi. "High Power Handling Capacibility of Movable-Waveguide Direct Contact MEMS Switches." IEEE, Proc. TRANSDUCERS'05, pp. 1990-1993, 2005.
- [85] AZ Electronics Materials. [On Line]: <http://www.az-em.com/>
- [86] S.P. Pacheco, et.al., "Design of Low Actuation Voltage RF MEMS Switch." IEEE Microwave Symposium Digest, MTT-S Int., pp. 165-168, 2000.
- [87] R.N. Tait "An IC-compatible process for fabrication of RF switches and tunable capacitors." J. Electt. Comp. Eng. no. 25, vol. 1, pp. 25-28, 2000.
- [88] K.M. Strohm, et.al. "SIMMWIC Capacitive RF Switch, in: Proc. 29th European Microwave Conference, vol. 2, pp. 411-414, 1999
- [89] V.T. Srikar, S.M. Spearing. "Materials selection for microfabricated electrostatic actuators." Sensors ans Actuators, vol. A, no. 102, pp. 279-285, 2003.
- [90] C.H. Mastrangelo. "Mechanical Stability and Adhesion of Microstructures Under Capillary Forces-Part II: Experiments." IEEE J. Micro. Sys., vol. 2, no. 1, pp. 44-55, march 1993.
- [91] W.S. Yang, S.W. Kang, J. Lee, S.H. Jung, Y.T. Kim, "A New Surface Modification Method to Prevent the Release-Stiction of Micromechanical Structures during HF Vapor-Phase Etching." Jpn.J.Appl,Phys., vol.43, no. 9 A, pp. 6008-6011, 2004.
- [92] B. Schauwecker, J. Mehner, K.M. Strohm, H. Haspeklo, J-F Luy. "Investigations of rf shunt airbridge switches among different environmental conditions." Sensors and Act., vol. A, no. 114, pp. 49-58, 2004.

[93] M. Ylönen, T. Vähä-Heikkilä, H. Kattelus. "Amorphous metal alloy based MEMS for RF applications." *Sensors and Act.*, vol. A, no. 132, pp. 283-288, 2006.

[94] H-P Chang, J. Qian, B-A Cetiner, F. De Flaviis, M. Bachman, G.P. Li. "Design and Process Considerations for Fabricating RF MEMS Switches on Printed Circuit Boards." *IEEE J. of Microelectromechanical Sys.*, vol. 14, no. 6, pp. 1311-1322, Dec. 2005.

[95] T. Abe, W.C. Messner, M.L. Reed. "Effects of Elevated Temperature Treatments in Microstructure Release Procedures." *IEEE J. of Microelectromechanical Sys.*, vol. 4, no. 2, pp. 66-74, Jun 1995.



# 2-bit $X$ -Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits

Alexander E. Martynyuk, Andrea G. Martinez-Lopez, and Jose I. Martinez Lopez

**Abstract**—The design and performance of a 2-bit p-i-n diode reflective  $X$ -band phase shifter are described. This phase shifter uses the spiraphase principle of phase changing. Benzocyclobutene-based bias circuits are used to decrease the insertion loss level and to reduce the fabrication costs. It has been proven that the phase shifter demonstrates insertion loss better than 0.5 dB in the frequency band from 9.75 to 11.5 GHz for all four phase states. The phase shifter is characterized by maximum phase errors of  $11^\circ$  in the frequency band from 9.75 to 11.25 GHz. The measured switching time of the phase shifter is less than 150 ns.

**Index Terms**—Circular waveguides, phase shifters, phased arrays.

## I. INTRODUCTION

AT PRESENT, one can observe a growing interest in low-cost reflective phased arrays for telecommunication and radar applications. Due to the simple design and low cost, passive reflective phased arrays can be an attractive alternative to active phased arrays, yet the optimization of the phase shifter, which is the basic element of the passive array, requires special attention.

Several strict requirements exist for the parameters of the phase shifter such as small phase errors, small switching time, reduced level of the accompanying amplitude modulation, and simple design. Also, the minimization of the insertion loss of the phase shifter is of primary importance for the case of the passive phased arrays. Recently, MEMS switches have been used for the reduction of the insertion loss in phase shifters ensuring a significant improvement in the phase shifter parameters [1]. A considerable part of the phase shifters with MEMS uses the well-known method of switched lines [2] or lines with distributed capacitive loading [3], [4]. This approach allows one to obtain the state-of-art performance in a short period of time. However, the above-mentioned phase shifters are based on relatively low-impedance lines such as microstrip or coplanar waveguide. These lines are characterized by a considerable insertion

loss from 0.15 to 0.3 dB/cm at the  $X$ -band frequencies [3]. Furthermore, these designs require adding several centimeters of transmission line in order to connect the phase shifter with a distribution circuit and a radiating element. In addition, the MEMS phase shifter needs encapsulating, thus leading to further insertion loss.

An alternative method of phase changing with a lossless distribution system was proposed in [5] for a circularly polarized reflectarray based on half-wave dipoles with different angular rotations. In this case, the phase shift is determined only by the angular position of the dipoles. The rotation of the dipole by an angle  $\gamma$  from its original position leads to an additional phase shift of  $2\gamma$  introduced into the reflected wave. In the spiraphase array, a p-i-n diode switching circuit has been used to simulate the mechanical rotation of dipoles by electronic means. Later, other spiraphase-type elements have been investigated and reported [6].

The same approach has been used to build reflective p-i-n diode phase shifters that demonstrate insertion loss less than 1 dB at  $Ka$ -band frequencies [7], [8]. The main element of the phase shifters is a control diaphragm of a special geometry situated at the cross section of a circular waveguide. The electronic simulation of the mechanical rotation was obtained with the help of p-i-n diodes installed at the surface of the control diaphragm. Low insertion loss was ensured due to the usage of the special technology proposed by Skachko [9]. This technology employs a thick metal plate as a substrate and thin  $\text{SiO}_2$ -Cu dielectric-metal layers to form bias circuits. This approach ensures a significant suppression of insertion loss in the bias circuits; however, precise mechanical processing of thick metal substrates, such as electroerosion technique, is needed to obtain the geometry of the diaphragm. Thus, the fabrication costs of this diaphragm are high.

In this study, we use a standard substrate instead of a thick metal plate to eliminate the mechanical processing and benzocyclobutene (BCB) photo-definable resin [10] as a dielectric to form bias circuits. The proposed technology does not require a mechanical processing step and permits the drastic reduction of fabrication costs while ensuring low-loss operation.

## II. PRINCIPLE OF OPERATION

The main element of the designed 2-bit phase shifter (Fig. 1) is a printed control diaphragm with installed p-i-n diodes. This control diaphragm is situated at the cross section of a circular waveguide which is terminated in a short circuit. The printed control diaphragm contains a ring slot resonator 1 and four radial stubs 2–5. Four p-i-n diodes 6–9 are connected in parallel to

Manuscript received December 31, 2005; revised June 29, 2006. This work was supported in part by the 38582A CONACYT Project and by IN1042063 PAPIIT Project.

A. E. Martynyuk is with the Department of Telecommunications Engineering, National Autonomous University of Mexico, 04510 Mexico City, Mexico (e-mail: alexmart@yahoo.com).

A. Martinez-Lopez is with the Institute of Astronomy, National Autonomous University of Mexico, 04510 Mexico City, Mexico.

J. I. Martinez Lopez is with the Department of Electronics Engineering, National Autonomous University of Mexico, 04510 Mexico City, Mexico (e-mail: ismartz@servidor.unam.mx).

Color versions of Figs. 3–7 are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2006.886163

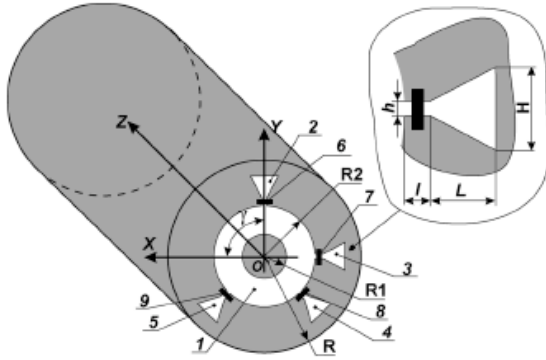


Fig. 1. Design of the 2-bit phase shifter.

the stubs. At any given moment, one diode is switched off while the other three are switched on.

Assume that diode 6 installed at stub 2 is switched off. The incident  $TE_{11}$  mode with the plane of polarization parallel to the stub 2 cannot excite this stub while stubs 3–5 are shorted by the switched-on diodes. Thus, the control diaphragm for the given polarization of the incident wave behaves like a ring slot resonator. At the parallel resonant frequency  $\omega_p$ , when the average perimeter of the ring slot resonator is approximately equal to the wavelength  $\lambda$ , the control diaphragm is transparent to the incident wave with polarization plane parallel to stub 2. With a short circuit installed at the distance of  $\lambda/4$  from the control diaphragm, the reflection coefficient  $\Gamma_{\perp}$  is close to 1 in the plane of the control diaphragm.

An incident wave with a plane of polarization perpendicular to stub 2 with switched-off diode 6 excites this stub. The inductance of the outer metal ring and the capacitance of the switched-off diode form a series resonant circuit. At the series resonant frequency  $\omega_s$ , the control diaphragm is equivalent to a short circuit and the reflection coefficient  $\Gamma_{\parallel}$  is close to  $-1$  in the plane of the control diaphragm for this polarization of the incident wave.

Now assume that a circularly polarized wave is propagating toward the control diaphragm in the  $z$ -direction

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{-j\beta z} \quad (1)$$

where  $E_0$  is the magnitude of the incident wave,  $\vec{a}_x$  and  $\vec{a}_y$  are the unit vectors in the  $x$  and  $y$  directions, respectively,  $\beta$  is the propagation constant for the  $TE_{11}$  mode, and  $j = \sqrt{-1}$ .

According to [8] and [11], the reflected wave can be presented as a sum of two components

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\perp} - \Gamma_{\parallel})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{j\beta z} + 0.5E_0(\Gamma_{\perp} + \Gamma_{\parallel})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{j\beta z} \quad (2)$$

where  $\gamma$  is the angle between the OX axis and the stub where the switched-off diode is installed.

The first component of (2) is a circularly polarized wave with the same direction of rotation as vector  $\vec{E}_i$ , which is the incident wave. The phase of this “controlled wave” depends on the angular position of the stub with the switched-off diode. The second component is an “undesired wave” with uncontrolled phase. To suppress this “undesired” wave, it is necessary to ensure the following condition:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}. \quad (3)$$

Thus, a proper switching of p-i-n diodes leads to the phase change in the reflected circularly polarized wave when condition (3) is fulfilled. For a 2-bit phase shifter, the angular positions  $\gamma$  of stubs 2–5 were  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $225^\circ$ , and  $315^\circ$ , respectively. Thus, it is possible to introduce phase shifts of  $180^\circ$ ,  $360^\circ$  ( $0^\circ$ ),  $450^\circ$  ( $90^\circ$ ), and  $630^\circ$  ( $270^\circ$ ) into the reflected circularly polarized wave.

For the case when the insertion loss is concentrated only in the switching elements, the fulfillment of (3) also leads to the minimization of the insertion loss in the phase shifter. The minimum possible insertion loss can be calculated as follows [8]:

$$L_{\text{opt}} \approx 10 \log \left( 1 - 2\sqrt{\frac{2^{M+1}r_d}{R_d}} \right) \quad (4)$$

where  $M$  is the number of bits in the phase shifter,  $r_d$  is the series resistance of the switched-on diode, and  $R_d$  is the resistance of the parallel  $R_dC_d$  equivalent circuit corresponding to the switched-off diode.

Two factors limit RF power-handling capability for the phase shifter with optimized insertion loss level: the breakdown voltage of the switched-off diode  $V_{\text{max}}$  and the maximum power dissipation in the p-i-n diode  $P_{\text{max}}$ . These two maximum RF power limitations can be estimated as follows [8]:

$$P_{\text{max}}^V = \frac{1}{8} \sqrt{\frac{1}{2^{M+1}R_d r_d}} V_{\text{max}}^2 \quad (5)$$

$$P_{\text{max}}^P = \sqrt{\frac{R_d}{2^{M+1}r_d}} P_{\text{max}} \quad (6)$$

where  $P_{\text{max}}^V$  is the maximum RF power limited by the breakdown voltage of the p-i-n diode and  $P_{\text{max}}^P$  is the maximum RF power limited by the maximum power dissipation  $P_{\text{max}}$  in the p-i-n diode.

The design of the control diaphragm allows one to modify the magnitudes of  $\Gamma_{\perp}$  and  $\Gamma_{\parallel}$  to fulfill condition (3). According to [8], increasing the width of the ring slot resonator leads to the increase of the magnitude of  $\Gamma_{\perp}$  and decrease of the magnitude of  $\Gamma_{\parallel}$ . Thus, it is possible to choose a width of the ring slot resonator to fulfill (3).

The geometry of the control diaphragm has been optimized using methods described in [8] and [12], [13] to get the same magnitudes of  $\Gamma_{\parallel}$  and  $\Gamma_{\perp}$  at the frequency of 10.5 GHz. The Agilent p-i-n diodes HPND 4005 with  $r_d = 3.0 \Omega$ ,  $R_d = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $C_d = 0.017 \text{ pF}$ ,  $V_{\text{max}} = 120 \text{ V}$ , and  $P_{\text{max}} = 250 \text{ mW}$  were assumed as switching elements in the simulations. A dielectric



TABLE I  
OPTIMIZED DIMENSIONS OF THE CONTROL DIAPHRAGM

$R1$	$R2$	$L$	$l$	$H$	$h$	$R$
3.1 mm	7.1 mm	3.05 mm	0.6 mm	3.6 mm	0.4 mm	11.4 mm

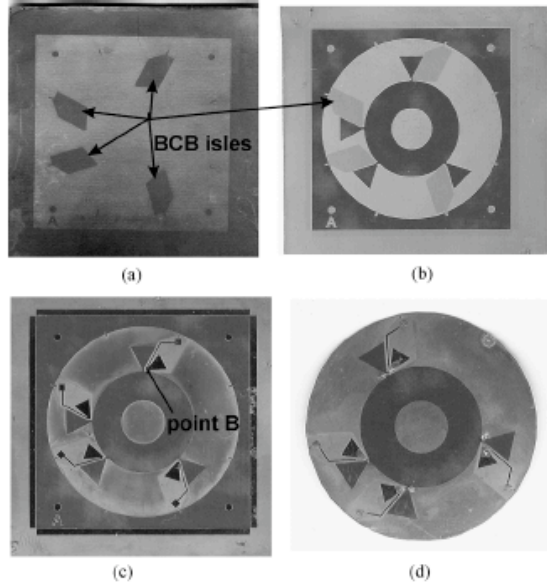


Fig. 2. Technology of fabrication. (a) Patterned BCB isles. (b) Ring slot and stubs definition. (c) Definition of the upper conductors for the bias filters. (d) Control diaphragm with installed p-i-n diodes.

substrate of thickness 0.127 mm and dielectric relative permittivity of 2.2 were taken into account. The optimized dimensions of the control diaphragm are listed in Table I, referring to Fig. 1.

For the optimized geometry, the resonant frequencies  $\omega_p$  and  $\omega_s$  were estimated as 10.6 and 10.75 GHz, respectively. Calculations according to (4)–(6) demonstrate that the 2-bit optimized phase shifter would have insertion loss  $L_{opt}$  of 0.3 dB and maximum power levels  $P_{max}^V$  and  $P_{max}^P$  of 2.6 W and 7.2 W, respectively. Theory predicts an extremely low-loss operation for this phase shifter. However, special attention should be paid to minimize the insertion loss in the bias circuits.

### III. TECHNOLOGY OF FABRICATION

Special fabrication technology has been developed to minimize the insertion loss in the bias circuits. A standard Rogers RT/duroid 5880 microwave laminate with a dielectric thickness of 0.127 mm, dielectric relative permittivity of 2.2, and 17- $\mu\text{m}$  copper cladding is used as a substrate. At a first step, BCB dielectric isles are patterned on the top of copper cladding [see Fig. 2(a)]. These isles are used to form the bias circuits. The BCB dielectric film is characterized by a dielectric permittivity of 2.5 and a loss tangent of 0.002 at 10 GHz. The advantage of the photosensitive BCB polymer is a relatively low loss tangent of the final BCB film combined with a simple spin-

coating process of film deposition and a simple photolithography process used for the geometry definition. Furthermore, the highest temperature during BCB processing does not exceed 210 °C. Thus, the processing temperature is low enough to prevent a thermal damage of the Rogers RT/duroid 5880 material.

A standard DS300 immersion develop process B with final soft cure for CYCLOTENE 4026-46 Series Photo BCB resin [14] was applied. The parameters of the process are configured to obtain a final BCB film thickness of 7.5  $\mu\text{m}$ .

Next, the copper cladding of the microwave laminate is patterned and a ring slot with stubs are formed [see Fig. 2(b)]. Then, a thin (1- $\mu\text{m}$ ) copper film is deposited using vacuum evaporation techniques. This film is patterned to form the upper conductor of the bias circuits [see Fig. 2(c)]. Finally, beam lead p-i-n diodes are installed [see Fig. 2(d)].

The dielectric properties of the BCB combined with the BCB film thickness (7.5  $\mu\text{m}$ ) permit to fabricate microstrip lines with very low characteristic impedance (2–4  $\Omega$ ). DC filters based on low-impedance microstrip lines ensure a virtual short circuit at the microwave frequencies between the upper conductor and the metal cladding of the standard Rogers 5880 substrate at the point B in Fig. 2(c).

### IV. EXPERIMENTAL INVESTIGATION

Initially, the performance of the phase shifter was investigated using the linear polarization of the incident wave. This approach permits one to predict the parameters of the phase shifter excluding the errors of the polarizer. Thus, the control diaphragm situated at the cross section of the circular waveguide is measured as a two-port device. The linearly polarized  $\text{TE}_{11}$  mode of circular waveguide is used to excite the control diaphragm.

The measurements of resonant frequencies  $\omega_p$  and  $\omega_s$  are performed for four different cases, when the plane of polarization of the incident wave is parallel to the stubs 2–5, respectively.

With a switched-off diode stub parallel to the polarization plane of the incident wave, one can measure the parallel resonant frequency  $\omega_p$ . Thus, the section of the circular waveguide with the control diaphragm is rotated to ensure the appropriate angular position of the control diaphragm. It is observed that the parallel resonant frequency  $\omega_p$  does not depend on the polarization of the incident wave and is equal to 11.0 GHz.

Then, the section of the circular waveguide is rotated in order to align the switched-off diode stub with a plane perpendicular to the polarization of the incident wave. The measured series resonant frequencies  $\omega_s$  were 11.13, 11.16, 11.15, and 11.07 GHz for the polarization planes of the incident wave perpendicular to stubs 2–5, respectively. Slight differences in the series resonant frequencies  $\omega_s$  may be explained from the spread in the values of the capacitance  $C_d$  of the switched-off diodes.

During all of the experiments, the forward current across all of the switched-on diodes was set to 27 mA, meanwhile the reverse voltage across the switched-off diode was set to 25 V.

Then, the short circuit was placed at a distance of 9.7 mm from the control diaphragm. Magnitude and phase of the reflection coefficients  $\Gamma_{\perp}$  and  $\Gamma_{\parallel}$  were measured for the four cases, when the switched-off diode was situated at stubs 2–5. The measured magnitudes of the reflection coefficients  $\Gamma_{\perp}$  and  $\Gamma_{\parallel}$  are

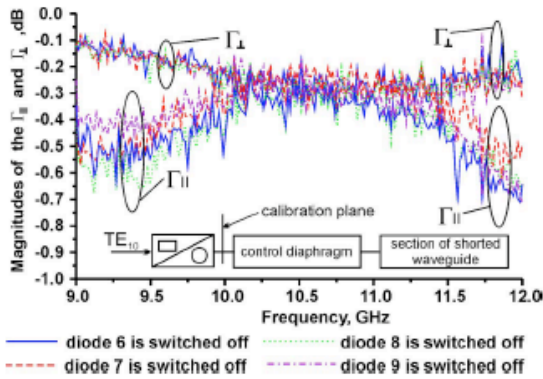


Fig. 3. Measured magnitude of the reflection coefficients  $\Gamma_{\perp}$  and  $\Gamma_{\parallel}$  for the four cases, when the switched-off diode is situated at the different stubs.

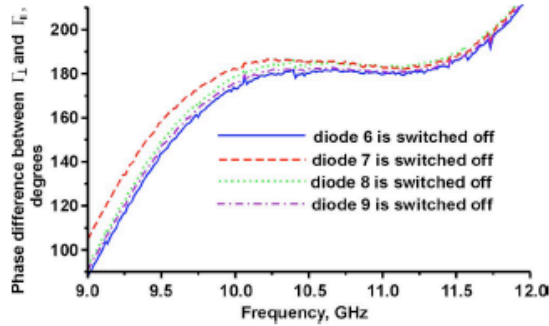


Fig. 4. The measured difference between the phase of  $\Gamma_{\perp}$  and the phase of  $\Gamma_{\parallel}$  for all four possible positions of the switched-off diode.

presented in Fig. 3. These magnitudes are approximately equal to  $-0.3$  dB at the central frequency of 10.5 GHz, thus, the optimum condition (3) has been fulfilled for the magnitudes of the reflection coefficients  $\Gamma_{\perp}$  and  $\Gamma_{\parallel}$ .

However, the magnitude of the reflected “controlled wave” does not depend only on the magnitudes of the reflection coefficients  $\Gamma_{\perp}$  and  $\Gamma_{\parallel}$ . According to (2) and (3), the control diaphragm must provide a differential phase shift of  $180^{\circ}$  between the orthogonal components of the reflected wave in order to maximize the magnitude of the “controlled” wave. The measured phase difference between  $\Gamma_{\perp}$  and  $\Gamma_{\parallel}$  for all four possible positions of the switched-off diode is given in Fig. 4. This phase difference is equal to  $180 \pm 10^{\circ}$  in the frequency band from 9.9 to 11.6 GHz.

With magnitude and phase of  $\Gamma_{\perp}$  and  $\Gamma_{\parallel}$  measured, it is possible to calculate the magnitude of the “controlled” reflected wave according to (2). The extracted magnitude of the “controlled” wave is presented in Fig. 5 for all four phase states of the 2-bit phase shifter. According to Fig. 5, the insertion loss is less than 0.4 dB in the frequency band from 9.8 to 11.4 GHz for all four phase states of the phase shifter. The accompanying amplitude modulation is less than 0.1 dB in the same frequency band.

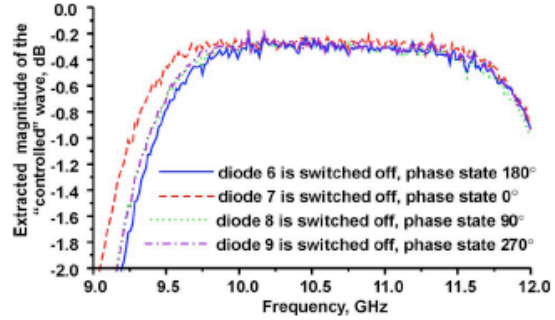


Fig. 5. Extracted magnitude of the reflected “controlled” wave for all four phase states.

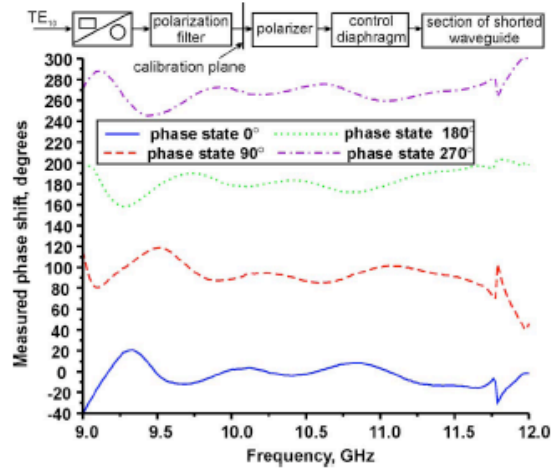


Fig. 6. Measured phase shifts introduced by the 2-bit X-band phase shifter.

The phase shifter is then investigated for the circular polarization of the incident wave. A polarizer with two pairs of inductive diaphragms and four pairs of capacitive screws is used to convert a linearly polarized  $TE_{11}$  mode into a circularly polarized  $TE_{11}$  mode. This polarizer provides a differential phase shift of  $90 \pm 5^{\circ}$  in the frequency band from 9.75 to 11.25 GHz. The measured SWR of the polarizer is less than 1.45 for both mutually orthogonal linear polarizations of the incident wave in the mentioned frequency band.

The measurement setup for the case of the circularly polarized incident wave consisted of a rectangular-to-circular waveguide transition, a polarization filter that dissipates a horizontal linearly polarized  $TE_{11}$  mode, a polarizer, and a phase shifter connected in cascade (Fig. 6). The incident  $TE_{10}$  mode of the rectangular waveguide is converted into the vertically polarized  $TE_{11}$  mode that passes through the polarization filter. This vertically polarized  $TE_{11}$  mode is transformed into the circularly polarized  $TE_{11}$  mode with the help of the polarizer. The circularly polarized  $TE_{11}$  mode is then reflected by the phase shifter. As a result, a reflected  $TE_{11}$  mode is split into a “controlled” wave and an “undesired” wave. The “undesired” wave is converted into the horizontally polarized  $TE_{11}$  mode and is

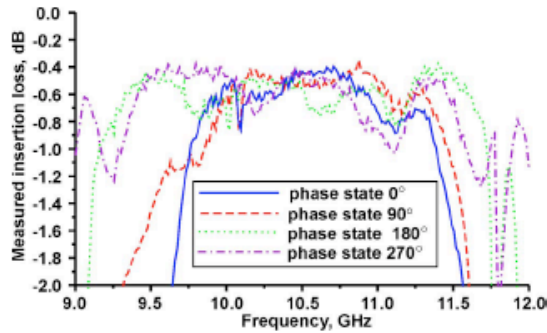


Fig. 7. Measured insertion loss of the phase shifter (insertion loss of the polarizer is included).

dissipated by the polarization filter. The “controlled wave” is converted into the vertically polarized  $TE_{11}$  mode and passes through the polarization filter. The magnitude and phase of the “controlled” wave are measured by a vector network analyzer. The calibration plane for the vector network analyzer is situated between the polarization filter and the polarizer.

The measured phase shifts for all four possible states of the phase shifter are presented in Fig. 6. The maximum phase errors do not exceed  $11^\circ$  for all four phase states in the frequency band from 9.75 to 11.25 GHz. The moderate phase errors can be explained from the relatively high SWR (1.45) of the polarizer. The wave reflected from the polarizer is then combined with the reflected “controlled” wave changing its phase.

The measured insertion loss of the phase shifter for all four phase states is presented in Fig. 7. Note that the insertion loss of the polarizer is included in these measurements, causing the difference in the insertion loss for different phase states because the insertion loss of the polarizer depends on the phase of the reflected wave. The peak insertion loss of the polarizer occurs when the maximums of the standing wave along the polarizer coincide with the capacitive screws. According to our measurements, the maximum insertion loss of the polarizer is 0.4 dB.

Finally, the switching time of the phase shifter was determined. The phase shifter was connected to a WR-90 waveguide slotted section. The voltage that appears at the detector of the waveguide slotted section depends on the phase of the reflected wave, so the analysis of the detected voltage permits us to characterize the transient response of the phase shifter. As a result, it was determined that the switching time is less than 150 ns.

## V. CONCLUSION

A 2-bit  $X$ -band phase shifter has been designed, fabricated, and tested. The BCB-based bias circuits have been used to decrease the insertion loss level and to reduce fabrication costs. As a result, the phase shifter demonstrated insertion loss better than 0.5 dB in the frequency band from 9.75 to 11.5 GHz. This phase shifter is characterized by maximum phase errors of  $11^\circ$  in the frequency band 9.75–11.25 GHz. However, the moderate phase errors can be explained from the characteristics of the polarizer and can be further suppressed.

The measured switching time of the phase shifter is less than 150 ns.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the reviewers for the helpful suggestions. The authors also are grateful to J. L. Berrocal and Dr. O. Kolokoltsev for their cooperation in photolithography processing. The authors would also like to thank J. Sastre-Hernandez, Dr. G. Contreras-Puente, and Dr. A. Castaneda-Mora for their cooperation in the thin-film deposition and film adhesion improvement. The authors are also grateful to Dr. A. Vazquez-Olmos for her assistance in material chemistry and to M. Ibarra-Carrillo for HPIB interface programming. The authors further thank A. Pacheco-Avila, J. Avila-Benitez, and H. Martinez-Martinez for the design of polarizers and waveguide transitions used in the experiments.

## REFERENCES

- [1] G. Rebeiz, G.-L. Tan, and J. Hayden, “RF MEMS phase shifters: Design and applications,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, no. 2, pp. 72–81, Jun. 2002.
- [2] M. Kim, J. Hacker, R. Mihailovich, and J. DeNatale, “A DC-to-40 GHz four-bit RF MEMS true-time delay network,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 56–58, Feb. 2001.
- [3] J. Hayden and G. Rebeiz, “Very low loss distributed  $X$ -band and  $K$ -band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 309–314, Jan. 2003.
- [4] J.-J. Hung, L. Dussopt, and G. Rebeiz, “Distributed 2- and 3-bit  $W$ -band MEMS phase shifters on glass substrates,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 600–606, Feb. 2004.
- [5] H. R. Phelan, “Spiraphase reflectarray for multitarget radar,” *Microw. J.*, vol. 20, pp. 67–73, Jul. 1977.
- [6] B. Subbarao, V. Srinivasan, V. Fusco, and R. Cahill, “Element suitability for circularly polarised phase agile reflectarray applications,” *Proc. Inst. Elect. Eng.—Microw., Antennas Propag.*, vol. 151, no. 4, pp. 287–292, Aug. 2004.
- [7] A. E. Martynyuk and Y. K. Sidoruk, “Low-loss phase shifters for ka band phased array,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Phased Array Syst. Technol. (PAST'2000)*, Dana Point, CA, May 2000, pp. 53–56.
- [8] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, S. N. Khotiaintsev, and V. S. Vountesmeri, “Millimeter-wave amplitude-phase modulator,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 6, pp. 911–917, Jun. 1997.
- [9] A. V. Chenakia, A. E. Martynyuk, and V. I. Skachko, “A new hybrid technology for millimeter-wave integrated circuits,” in *IEEE MIT-S Int. Symp. Dig.*, Denver, CO, Jun. 1997, vol. 2, pp. 921–924.
- [10] 2006, CYCLOTENE Advanced Electronic Resins [Online]. Available: <http://www.dow.com/cyclotene/prod/photo.htm>
- [11] J. J. Wang, “Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-31, no. 1, pp. 156–159, Jan. 1983.
- [12] A. E. Martynyuk and Y. K. Sidoruk, “Reflex polarization phase shifter for the millimeter wave band,” *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 33, no. 1, pp. 31–36, Jan. 1993.
- [13] —, “Reflex polarization phase shifter for the millimeter wave band,” *Izvestiya VUZ. Radioelektronika*, vol. 36, no. 2, pp. 45–54, Feb. 1993.
- [14] 2006, Processing Procedures for CYCLOTENE 4000 Series Resin (Immersion Develop) Cyclotene Advanced Electronic Resins [Online]. Available: <http://www.dow.com/cyclotene/prod/402646.htm>



Alexander E. Martynyuk was born in Kiev, Ukraine. He received the M.Sc. degree in radio engineering and Ph.D. degree from the Kiev Polytechnic Institute, Kiev, Ukraine, in 1988 and 1993, respectively. His doctoral work focused on millimeter-wave devices and subsystems.

From 1988 to 1995, he was with the Faculty of Radio Engineering, Kiev Polytechnic Institute. Since 1995, he has been with the National Autonomous University of Mexico (UNAM), Mexico City, Mexico. He is currently a Professor of the Faculty of Engineering with UNAM. His current research interests include microwave and millimeter-wave devices, antenna arrays, and millimeter-wave communications.





**Andrea G. Martínez-Lopez** was born in Mexico City, Mexico, in 1966. She received the B.S. degree in physics engineering from Metropolitan Autonomous University (UAM), Mexico City, Mexico, in 2001, the M.S. degree from the Center of Research and Advanced Studies of the National Polytechnic Institute (IPN), Mexico City, Mexico, in 2002, and is currently working toward the Ph.D. degree at the National Autonomous University of Mexico (UNAM), Mexico City, Mexico.

From 1996 to 2001, she was with the Laboratory of Photolithography, Center of Applied Sciences and Technologic Development, UNAM, where she was involved in the development of the phase masks for a stellar coronagraph and fabrication of magnetoresistive sensors for microwaves and RF. From 2003 to 2004, she was with the Laboratory of Thin Films and Vacuum of the Astronomy Institute, UNAM. Her current research interests include development of microelectronics fabrication technologies.



**Jose I. Martínez Lopez** was born in Mexico City, Mexico. He received the B.S., M.Eng., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the National Autonomous University of Mexico (UNAM), Mexico City, Mexico, in 1994, 1998, and 2005, respectively.

Since 1998, he has been with the Electronics Engineering Department, UNAM, where he is a Professor engaged in research and teaching on telecommunications circuits and systems. His current research interests are phased arrays, RF MEMS, and microwave and millimeter-wave circuits.

## X-band circular waveguide switch with polarisation diversity

A.G. Martínez-Lopez, J. Rodríguez-Cuevas, J.I. Martínez-Lopez and A.E. Martynyuk

A  $p-i-n$  diode X-band circular waveguide SPST switch with polarisation diversity has been designed, fabricated and tested. Special design of the bias circuits ensures minimum insertion loss, better than 0.1 dB, and maximum isolation of 29 dB at X-band frequencies.

**Introduction:**  $p-i-n$  diode and MEMS-based rectangular waveguide switches are well-known widely used devices [1–3]. However, a rectangular waveguide switch cannot provide the polarisation diversity required in some applications. This Letter describes a  $p-i-n$  diode X-band SPST switch based on a circular waveguide. This switch provides low insertion loss in the ON state and high isolation in the OFF state for an incident linearly-polarised  $TE_{11}$  wave with polarisation plane parallel to the axes defined by the angles  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  or  $135^\circ$  with respect to the horizontal  $x$ -axis. At the same time, the ON or OFF state can be ensured for the incident  $TE_{11}$  wave of orthogonal polarisation.

**Switch design:** The main element of the X-band switch is a special diaphragm installed at the cross-section of the circular waveguide of radius  $R$  (Fig. 1). Previously, a similar diaphragm was used as the key element of a polarisation phase shifter [4]. The diaphragm contains a ring slot 1 with inner radius  $R_1$  and outer radius  $R_2$ . The average perimeter of the ring slot is approximately equal to the wavelength  $\lambda$ . Four radial stubs 2, 3, 4, 5 are connected in series to the ring slot resonator. The axes of these stubs are determined by the angles  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $225^\circ$  or  $315^\circ$  with respect to the  $x$ -axis. Four  $p-i-n$  diodes 6, 7, 8, 9 are connected in parallel to the stubs.

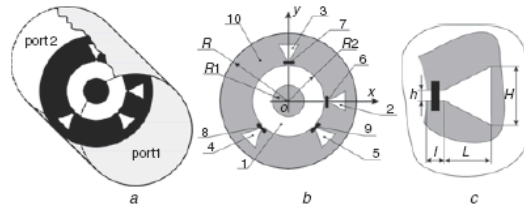


Fig. 1 Circular waveguide switch

a Design of switch  
b Geometry of diaphragm  
c Radial stub details

When all four diodes are in the low-impedance (LI) state, all four radial stubs are shorted and the diaphragm is equivalent to a ring slot resonator. At the parallel resonant frequency  $\omega_p$  this resonator is transparent for the incident  $TE_{11}$  wave. Thus, low insertion loss is obtained for the  $TE_{11}$  waves with all possible polarisations near the resonant frequency  $\omega_p$ .

Now assume that diode 6 installed in stub 2 is switched to the high-impedance (HI) state, while the other three diodes remain in the LI state. Now stub 2 is connected in series to the ring slot. Near the resonant frequency  $\omega_p$ , the switch is still in the ON state for the horizontally-polarised wave because stub 2 is not excited by this wave. However, the wave of vertical polarisation excites stub 2. Then, the capacitance of diode 6 and the inductance  $L_O$  of the outer metal ring 10 form a series resonant circuit with series resonant frequency  $\omega_s$ . Near this frequency, the equivalent impedance of the diaphragm is too small and the vertically-polarised wave is mainly reflected by the diaphragm. Thus, the OFF state is ensured for this wave.

In the same manner one can obtain the OFF state for the waves with polarisation planes orthogonal to stubs 3, 4 or 5 by switching to the HI state diodes 7, 8 or 9, respectively, while the other three diodes remain in the LI state.

Additionally, the OFF state is provided for all possible polarisations of the incident wave if diodes 6 and 7 are in the HI state, while diodes 8 and 9 remain in the LI state.

The geometry of the diaphragm permits the control of the transmission and the isolation bandwidths of the switch. The resonant frequency  $\omega_p$  is determined mainly by the average perimeter of the ring slot resonator. However, the increase in the ring slot width leads to the increment in the transmission bandwidth owing to the reduced value of the capacitance of the resonator, while the isolation bandwidth reduces owing to the increment of the inductance  $L_O$  in the series resonant circuit.

**Computed results:** The system of integral equations with respect to the unknown tangential electric field in the plane of the diaphragm has been formulated and solved using the method of Galerkin. Then the process of parametric synthesis was applied in order to obtain the series resonant frequency  $\omega_s$  and the parallel resonant frequency  $\omega_p$ , both equal to 11 GHz. The inner radius  $R_1$ , the outer radius  $R_2$  and the length  $L$  of the triangular section of the stubs was adjusted. The length  $l$  and the height  $h$  of the rectangular section of the stub and the maximum height  $H$  of the triangular section of the stub have not been changed during the numerical optimisation process.

Table 1: Dimensions of adjusted diaphragms (mm)

No.	$R_1$	$R_2$	$L$	$H$	$l$	$h$	$R$
1	3.83	4.92	5.45	3.6	0.6	0.4	11.4
2	3.45	6.02	3.40	3.6	0.6	0.4	11.4
3	3.09	6.76	3.14	3.6	0.6	0.4	11.4
4	2.94	7.05	3.15	3.6	0.6	0.4	11.4
5	3.1	7.1	3.05	3.6	0.6	0.4	11.4

The parameters of various adjusted diaphragm geometries are shown in Table 1, referring to Fig. 1. A dielectric substrate, ROGERS 5880 of thickness 0.127 mm and relative permittivity 2.2, was taken into account. A  $3 \Omega$  resistance was used to simulate the diode in the LI state, meanwhile the parallel connection of a 0.017 pF capacitance and a  $20 \text{ k}\Omega$  resistance was used as the equivalent circuit for the diode in the HI state. These values are typical for HPND4005  $p-i-n$  diodes used in the switch.

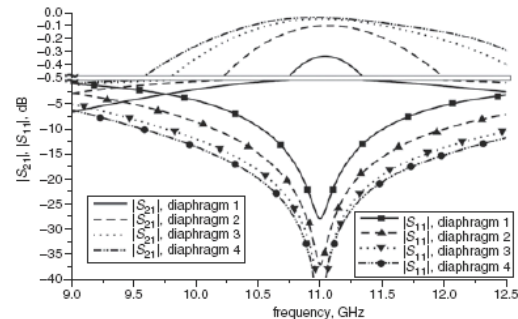


Fig. 2 Simulated scattering parameters of switch in ON state for four different geometries of diaphragm

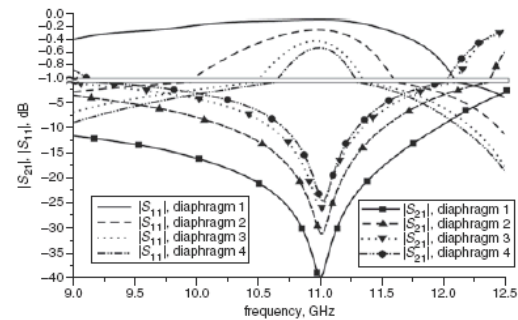


Fig. 3 Simulated scattering parameters of the switch in OFF state for four different geometries of diaphragm

The calculated  $S$ -parameters of the switch in the ON state for four different diaphragms are shown in Fig. 2. Fig. 3 shows scattering parameters of the switch in the OFF state. When the width  $R2 - R1$  of the ring slot resonator increases from 1.09 mm (diaphragm 1) to 4.11 mm (diaphragm 4) the bandwidth of the switch in the OFF state at a  $-20$  dB isolation level decreases from 0.97 to 0.15 GHz, meanwhile the bandwidth of the switch in the ON state at a  $-0.5$  dB insertion loss level increases from 0.58 to 3.3 GHz. Thus, it is possible to obtain the desirable widths of the passband and stopband by adjusting the geometry of the diaphragm.

**Experimental results:** The X-band switch has been experimentally tested. Diaphragm 5, as referred to in Table 1, was fabricated and installed in the cross-section of the circular waveguide. Special benzoicyclobutene (BCB)-based bias circuits [4] have been formed on the surface of the diaphragm in order to suppress the insertion loss in the switch. To ensure the LI state, the forward current across the diode was set to 27 mA, meanwhile the reverse voltage of 25 V was applied to the diodes in the HI state.

The measured characteristics of the switch in the ON state are shown in Fig. 4 for the four different polarisations of the incident TE<sub>11</sub> wave parallel to the radial stubs 2, 3, 4, 5, respectively. Owing to the application of the BCB technology, the minimum insertion loss of the switch is better than 0.1 dB. The insertion loss is lower than 0.35 dB in the frequency band 9.75–12 GHz.

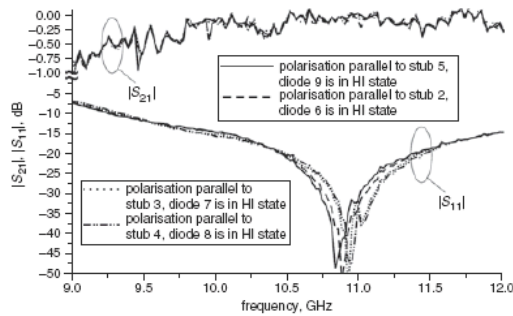


Fig. 4 Measured scattering parameters of switch in ON state for four different polarisations of incident wave

The measured isolation of the switch in the OFF state is shown in Fig. 5. The maximum isolation obtained is better than 23 dB at a frequency of 11.1 GHz for all four polarisations of the incident wave. The measured isolation is better than 15 dB in the frequency band 11.00–11.25 GHz.

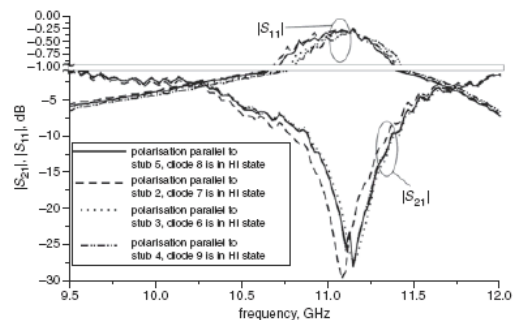


Fig. 5 Measured scattering parameters of switch in OFF state for four different polarisations of incident wave

The experimental characteristics are typical for first-order filters. To improve frequency response of the switch, structures with quarter-wavelength coupling can be built using various diaphragms of different geometry separated by quarter-wavelength waveguide sections.

**Conclusions:** A diaphragm based on a ring slot resonator with electronically commutated radial stubs results in a low-loss SPST switch with polarisation diversity when installed at the cross-section of the circular waveguide. Isolation and transmission characteristics of the switch depend on the geometry of the diaphragm and can be easily adjusted for specific requirements.

**Acknowledgment:** This work was partially supported by the IN1042063 PAPIIT grant.

© The Institution of Engineering and Technology 2008

3 May 2008

Electronics Letters online no: 20081252

doi: 10.1049/el:20081252

A.G. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas,

J.I. Martínez-López and A.E. Martynyuk (División de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, Cd. Universitaria, Coyoacán, CP 04510, México, DF, México)

E-mail: alxmart@yahoo.com

#### References

- 1 Assaly, R.N.: 'Some designs of XL band switches', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1966, 14, (11), pp. 553–563
- 2 Drozdovski, N.: 'SPST switches for satellite communications systems', Proc. IEEE Computer Communications Symp., July 1997, pp. 360–363
- 3 Daneshmand, M., and Mansour, R.R.: 'RF MEMS waveguide switch', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2004, 52, (12), pp. 2651–2657
- 4 Martynyuk, A.E., Martínez-López, A.G., and Martínez-López, J.I.: '2 bit X-band reflective waveguide phase shifter with BCB based bias circuits', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2006, 54, (12), pp. 4056–4061