



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**ANÁLISIS Y DISEÑO DE DESPLAZADORES DE FASE MEMS
PARA APLICACIONES EN ARREGLOS DE FASE**

TESIS
PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO

PRESENTA:
MIGUEL ÁNGEL PÉREZ DEL RÍO

DIRECTOR DE TESIS:
DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ

MÉXICO, D.F., CIUDAD UNIVERSITARIA, OCTUBRE DEL 2014.





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Jurado asignado

Presidente: Mtro. Roberto Tovar Medina

Secretario: Dr. Oleksandr Martynyuk

Vocal: Dr. José Ismael Martínez López

1er. Suplente: Ing. José Salvador Zamora Alarcón

2do. Suplente: Dra. Fátima MOUNTADI

Lugar donde se realizó la tesis:

Ciudad Universitaria, México DF.

Director de Tesis

Dr. José Ismael Martínez López

A mis padres,
Rosario y Andrés †

“(…) parecía que habíamos llegado al final del camino y resulta que era sólo una curva abierta a otro paisaje y a nuevas curiosidades”.

—José Saramago, *El año de la muerte de Ricardo Reis*

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional Autónoma de México y a la Facultad de Ingeniería por la educación y formación brindada.

A mi director de tesis, Ismael Martínez, por su apoyo, paciencia y tiempo; por la confianza para desarrollar el tema, las enseñanzas y consejos, pero sobre todo por su amistad.

A los profesores miembros de mi jurado, por el tiempo dedicado a la revisión de este escrito y por sus aportes para mejorarlo.

A mis amigos, Ale, Avril, Valeria, Juan, Mauricio, Saúl, Rodo y Pepe Chacón, por las interminables conversaciones, la empatía y motivación.

A la Dirección General Asuntos del Personal Académico (DGAPA), por el apoyo económico a los proyectos PAPIIT IN114213, IN116112 y IN117814.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT), por el apoyo al proyecto 166106.

Por ustedes es posible el presente trabajo

En verdad... ¡Gracias!

“Cada reto que enfrentamos lo envía el universo por una sola razón: para que nos convirtamos en la mejor versión de nosotros mismos”

ÍNDICE

Introducción	xi
Objetivo.....	xii
Definición del problema.....	xii
Resultados Esperados	xiii
Capítulo 1 Arreglos de Fase	1
1.1 Tipos de arreglos de Fase	3
1.2 Principales desarrollos de arreglos de fase.....	6
1.3 Arreglos reflectivos	13
1.3.1 Ventajas de los arreglos reflectivos.....	15
1.3.2 Desventajas de los arreglos reflectivos.....	16
1.3.3 Tipos de elementos de un arreglo reflectivo.....	17
1.4 Conclusiones.....	18
Capítulo 2 Tecnología MEMS	21
2.1 Introducción y desarrollo a la tecnología MEMS.....	21
2.1.1 Definición de MEMS	22
2.1.2 Aplicaciones	23
2.2 Técnicas de micromaquinado.....	30
2.2.1 Especificaciones de oblea.....	34
2.2.2 Micromaquinado de volumen.....	35
2.2.3 Micromaquinado de superficie	37
2.3 Ventajas de los RF MEMS	38
2.3.1 Estructuras de RF MEMS.....	40

2.3.1.1	Tipos de interruptores.....	41
2.3.1.2	Resistencia serie	41
2.3.1.3	El capacitador variable.....	43
2.4	Diseño de MEMS asistido por computadora.....	45
2.4.1	El proceso del diseño	47
2.4.2	Tareas realizadas por una herramienta CAD MEMS.....	48
2.4.3	Simulación a nivel de sistema.....	50
2.4.4	Simulación del encapsulado	50
2.5	Estado de la técnica de los desplazadores de fase MEMS.....	51
2.5.1.1	Desplazador de fase, tiempo línea reflectiva.....	54
2.5.1.2	Desplazador de fase, tiempo línea conmutada.....	55
2.5.1.3	Desplazador de fase, tiempo línea cargada.....	56
2.5.1.4	Desplazador de fase, tipo varactor y banco de capacitores conmutados	58
2.5.1.5	Desplazador de fase basado en redes conmutadas	59
2.5.1.6	Desplazadores de fase basados en interruptor 1:N	60
2.5.1.7	Desplazadores de fase basado en alimentador de antena N.....	61
2.6	Proceso de fabricación de MEMS.....	62
2.6.1	Técnicas de micrométricas de producción en tres dimensiones.....	65
2.6.2	Técnica LIGA.....	66
2.6.3	PolyMUMPs.....	66
2.7	Análisis de los procesos para la fabricación de desplazadores de fase MEMS ..	69
2.8	Conclusiones	70
 Capítulo 3 Diseño de desplazadores de fase MEMS		73
3.1	Diseño de un desplazador de fase tipo espirafase.....	74
3.2	Resultados de la simulación numérica.....	76
3.3	Optimización de los desplazadores fase	78

3.4 Comparación de resultados.....	84
3.5 Conclusiones.....	85

Capítulo 4 INTEGRACIÓN DEL DESPLAZADOR DE FASE, AL ELEMENTO RADIADOR Y SU EFECTO EN EL ARREGLO DE FASE.....	87
--	-----------

4.1 Diseño del elemento radiador, basado en el principio de espirafase.....	87
4.2 Análisis del desplazador de fase digital.....	89
4.3 Optimización de los estados de fase del desplazador.....	90
4.4 Conclusiones.....	93

Conclusiones generales	95
-------------------------------------	-----------

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1.....	3
Figura 1.2.....	3
Figura 1.3.....	4
Figura 1.4.....	5
Figura 1.5.....	6
Figura 1.6.....	14
Figura 1.7.....	15
Figura 2.1.....	31
Figura 2.2.....	32
Figura 2.3.....	32
Figura 2.4.....	33
Figura 2.5.....	34
Figura 2.6.....	35
Figura 2.7.....	36
Figura 2.8.....	37
Figura 2.9.....	39
Figura 2.10.....	40
Figura 2.11.....	41
Figura 2.12.....	42
Figura 2.13.....	42
Figura 2.14.....	43
Figura 2.15.....	44
Figura 2.16.....	46
Figura 2.17.....	50
Figura 2.18.....	54

Figura 2.19.....	55
Figura 2.20.....	56
Figura 2.21.....	57
Figura 2.22.....	59
Figura 2.23.....	60
Figura 2.24.....	61
Figura 2.25.....	61
Figura 2.26.....	62
Figura 3.1.....	76
Figura 3.2.....	76
Figura 3.3.....	77
Figura 3.4.....	77
Figura 3.5.....	78
Figura 3.6.....	79
Figura 3.7.....	79
Figura 3.8.....	80
Figura 3.9.....	81
Figura 3.10.....	82
Figura 3.11.....	82
Figura 3.12.....	83
Figura 3.13.....	84
Figura 3.14.....	85
Figura 3.15.....	85
Figura 4.1.....	88
Figura 4.2.....	89
Figura 4.3.....	90
Figura 4.4.....	90

Figura 4.5.....	91
Figura 4.6.....	91
Figura 4.7.....	92
Figura 4.8.....	93
Figura 4.9.....	93

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1.....	7
Tabla 1.2.....	9
Tabla 2.1.....	24
Tabla 2.2.....	24
Tabla 2.3.....	52
Tabla 2.4.....	53
Tabla 2.5.....	70
Tabla 3.1.....	80
Tabla 3.2.....	83

INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas, los sistemas actuales de comunicación electrónica han sido el resultado de largos trabajos de investigación, donde las antenas de arreglo de fase han jugado un rol determinante para desarrollar aplicaciones de radar, radioastronomía, exploración, detección y seguimiento. Sin embargo, su principal desventaja apunta al alto costo de fabricación de sus componentes, que acota su uso a la industria militar.

Las investigaciones recientes, basadas en Arreglos Reflectivos, Superficies Selectivas de Frecuencia (FSS) y Sistemas Microelectromecánicos (MEMS), han hecho posible eliminar la brecha económica para el desarrollo de desplazadores de fase, y con ello ampliar su abanico de aplicaciones, así como su uso en el mercado masivo de la comunicaciones electrónicas. Estas tecnologías ofrecen la reducción de las pérdidas de inserción, mejoras en el desempeño dentro de la línea de transmisión y un ahorro de energía en el arreglo de fase. El interruptor MEMS es uno de los dispositivos que hace posible las facilidades mencionadas, a través de las ventajas que ofrecen las técnicas de micromaquinado.

Objetivo

Analizar y diseñar desplazadores de fase digitales, basados en la tecnología MEMS, para su aplicación en arreglos de fase.

Definición del problema

Para conseguir la formación del haz principal, del arreglo de fase, es necesario tener control de la fase, de la señal, en cada elemento de la antena. Esta tarea es llevada a cabo por el desplazador de fase mediante principios como el de línea conmutada, que hace uso de dispositivos como la ferrita, diodos PIN o transistores de efecto de campo (FET). Las desventajas de esta modalidad son las grandes pérdidas de las líneas de transmisión, consecuencia de sus características no ideales, y de los interruptores que las conmutan. La tecnología MEMS ofrece la reducción de las pérdidas en los conmutadores debido a la posibilidad de tener contactos metal-metal.

Método

- Analizar el estado técnico de los desplazadores de fase MEMS, haciendo énfasis en el estudio de los interruptores y las líneas de transmisión, utilizados en el diseño.
- Diseñar un desplazador de fase MEMS, basado en el principio espirafase.
- Analizar el diseño propuesto, mediante la teoría electromagnética.
- Optimizar el diseño, para alcanzar sus especificaciones.

Resultados esperados:

- Revisión de los procesos de fabricación de desplazadores de fase MEMS
- Diseño de desplazadores de fase MEMS
- Análisis electromagnético de desplazadores de fase MEMS, para un arreglo de fase.

En el primer capítulo de este trabajo se revisa el estado del arte que guardan las investigaciones en los arreglos de fase y los desarrollos más representativos. De igual forma, se estudian las principales características de los arreglos reflectivos. Seguido de ello, en el segundo capítulo se exponen los fundamentos de la tecnología MEMS, así como sus aplicaciones, poniendo especial interés en el interruptor y su implementación en desplazadores de fase digital. En el tercer apartado se plantea un desplazador de fase ideal, con cortos radiales en una estructura anular. Asimismo, se presentan dos propuestas basadas en el principio espirafase, con el uso de interruptores MEMS de 2 bits. El primer caso implementa un interruptor diseñado en la tesis de licenciatura de una exalumna egresada de la Facultad de Ingeniería. El otro caso involucra un interruptor MEMS de tipo comercial. La cuarta sección del presente escrito continúa con el planteamiento de una estructura que extiende la propuesta de 2 a 4 bits, utilizando el interruptor comercial. En el apartado final se exponen las conclusiones generales de este trabajo de tesis, a efecto de las actividades reportadas en este escrito.

CAPÍTULO 1

ARREGLOS DE FASE

Las necesidades actuales de los sistemas de comunicación demandan dispositivos de alto desempeño para ejecutar tareas de vigilancia simultánea, exploración, detección, seguimiento e identificación de objetivos o alguna fuente de señal. Los arreglos de fase han sido una pieza clave para el desarrollo de soluciones, las cuales logran cumplir esas tareas; han sido empleados en los últimos años en diversas aplicaciones como radares, radiometría y radioastronomía.

El uso y desarrollo de radares detonó la investigación, diseño e innovación de los arreglos de fase; al final de la década de los años 20 del siglo pasado, la exploración del entorno se volvió una necesidad que demandó desarrollar una tecnología de antenas de haz controlable. Estos arreglos de exploración usaron dispositivos mecánicos para producir el cambio de fase requerido y mover el haz en la dirección deseada. A partir de la década de 1950, la tecnología vigente permitió sentar precedentes importantes e impulsar un gran número de desarrollos, tanto de materiales como de herramientas de cálculo y simulación asistida por computadora, para llegar a los arreglos de fase actuales.

Un arreglo de fase está formado por más de un elemento radiador en coherencia de fase, con el propósito de orientar la radiación del conjunto a una dirección concreta. Se asume que un arreglo de fase periódico plano consta de elementos radiadores idénticos ubicados en los nodos de una malla periódica. Si se aplica una distribución de fase lineal progresiva, entre los elementos adyacentes del arreglo, entonces es posible explorar el patrón de radiación del arreglo en el espacio circundante. En las figuras 1.1 y 1.2 se muestran la conformación de un frente de onda plano para un arreglo lineal de cuatro elementos, para dos condiciones de operación: cero distribuciones de fase entre elementos y distribución de fase lineal constante entre elementos.

Destacan las siguientes características sobre los arreglos de fase:

- Exploración electrónica del espacio circundante en un amplio sector de ángulos.
- Conformación de patrones de radiación de morfología específica regula las amplitudes y las fases de la excitación, de los radiadores individuales.
- Suma coherente de las potencias de muchos generadores en un haz, para obtener niveles muy altos de radiación.
- Adición cofásica de señales, para obtener una superficie efectiva de recepción muy grande.
- Obtención completa de información de las ondas electromagnéticas que llegan a la antena, como consecuencia de la aplicación de métodos de procesamiento paralelo de las señales recibidas por los elementos individuales del arreglo.
- Alta confiabilidad del sistema debido a la acción paralela de muchos elementos.
- Control de la superficie reflectora de distintos objetos.
- Posibilidad de buscar, detectar, seguir e identificar uno o varios objetivos móviles de forma simultánea.

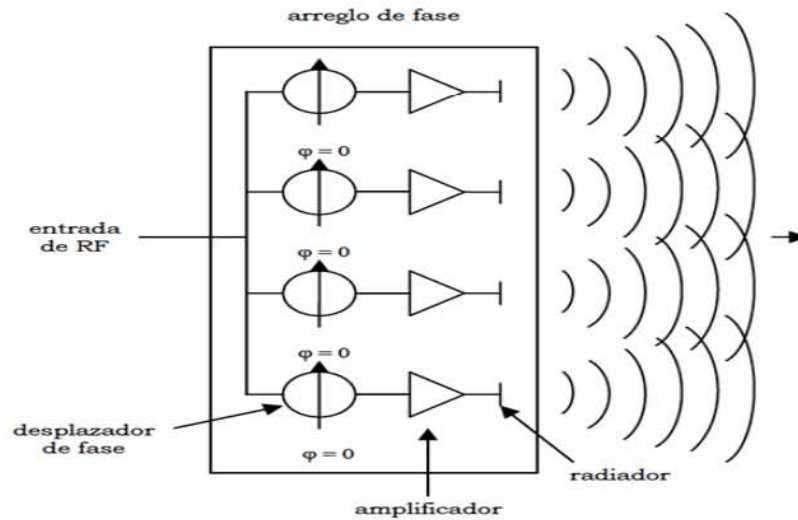


Figura 1.1 Cero distribución de fase [10]

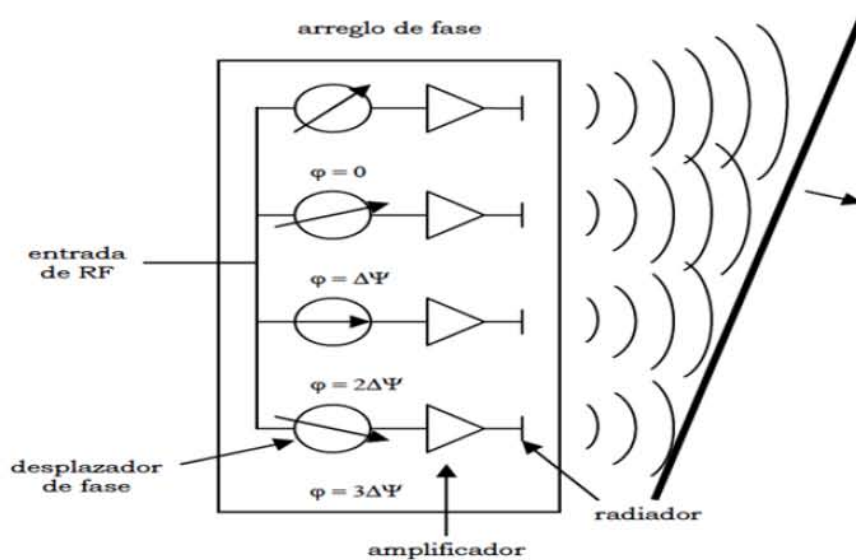


Figura 1.2 Arreglo de fase distribución de fase lineal constante [10]

1.1 Tipos de arreglos de fase

En la práctica, todos los elementos de un arreglo de fase son colocados con una configuración específica. Los requerimientos, costos y la disponibilidad tecnológica a menudo dictan el camino para diseñar y construir los arreglos de fase. La directriz a considerar por parte del diseñador es si el arreglo es designado para producir un haz o varios.

Comúnmente, el arreglo activo se caracteriza por una pérdida mínima entre los elementos de la antena y el plano focal del arreglo (FPA)/amplificador a bajo ruido (LNA). Algunas de las funciones del procesamiento de señales pueden ser realizadas a partir del LNA, sin degradación de la sensibilidad de arreglo (ver figura 1.3). Es importante mencionar que hay factores que se deben considerar antes de implementar un arreglo activo, como la potencia que puede ser generada por los transmisores de arreglo. Esta suposición es cierta para FPA de estado sólido que operan en longitudes de onda en centímetros; el consumo de energía es mínimo para dispositivos que operan en longitudes de onda en milímetros.

El arreglo pasivo emplea un pequeño número de elementos con menos costo que los arreglos activos, los cuales tienen un gran número de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC) que no sólo son asequibles, sino que también tienen un alto costo de competitivo (ver figura 1.4). Éstos tienen un largo tiempo de vida antes de fallar y, comparados con otro tipo de elementos, sus parámetros pueden ser controlados a un grado tan hermético que dependen del proceso de fabricación involucrado.

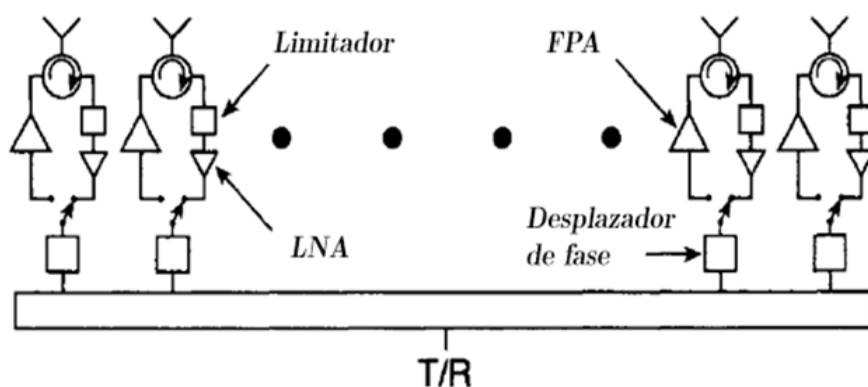


Figura 1.3 Arreglo activo [11]

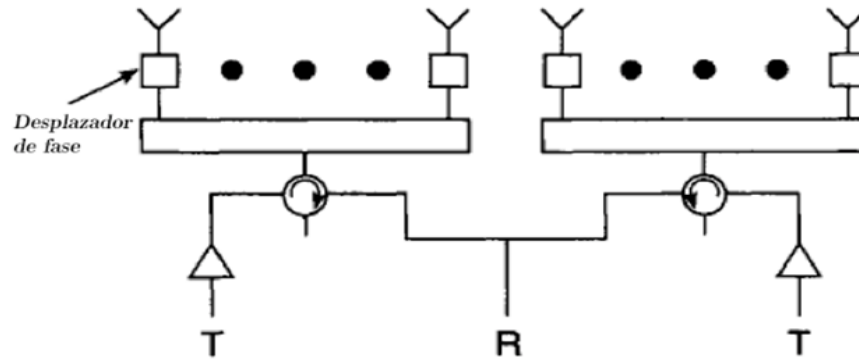


Figura 1.4 Arreglo pasivo [11]

Otro elemento de importancia es la vulnerabilidad del arreglo a pulsos electromagnéticos. Los tubos al vacío pueden resistir niveles altos de potencia y los amplificadores MMIC requieren una protección adicional para limitar algún daño, lo cual introduce alguna pérdida adicional en la señal.

A continuación se presentan las ventajas y/o desventajas significativas que destacan entre arreglos pasivos:

- Necesitan desplazadores de fase con alto consumo de potencia. Por su parte, los desplazadores de fase con arreglos activos requieren de un bajo consumo de energía.
- Utilizan divisores y circuladores de alto consumo. En contraste, los activos utilizan circuitos de bajo consumo y entregan alta potencia a las antenas.
- Los componentes que demandan un mayor consumo de energía son voluminosos. El mantenimiento de arreglos pasivos, donde el consumo es distribuido a lo largo del arreglo, es muy costoso.
- Transmite suficiente potencia en longitudes de onda milimétricas y centimétricas.
- Las pérdidas son minimizadas
- El arreglo pasivo tiene una mejora en su degradación característica.

En la figura 1.5 se ilustra un arreglo híbrido, donde el arreglo activo es empleado en la recepción y el pasivo en la transmisión; sin embargo, el híbrido puede ser activo en la transmisión y pasivo en la recepción. El uso de este tipo de configuraciones permitirá, por ejemplo, una potencia considerable a la salida y, así, las pérdidas en la recepción son minimizadas.

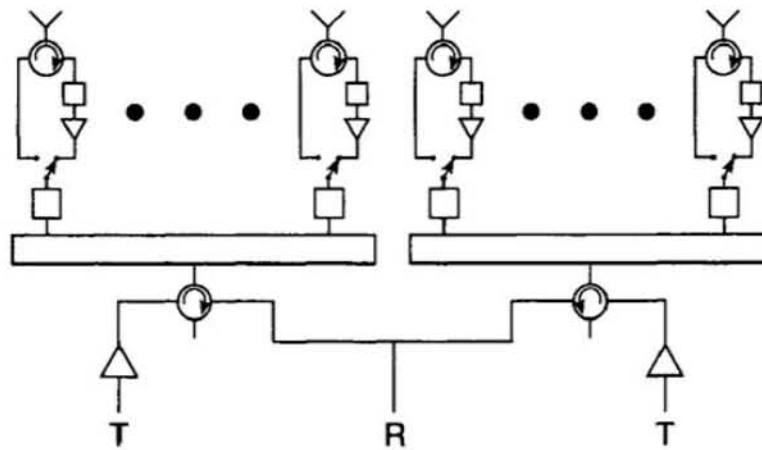


Figura 1.5 Arreglo híbrido [1].

1.2 Principales desarrollos de arreglos de fase

Los arreglos de fase han tenido un largo desarrollo en las últimas décadas, principalmente en cuanto a tubos para arreglos pasivos y en estado sólido para los activos. En la tabla 1.1 se enumeran los trabajos, que en su mayoría, son activos con MMIC.

Tabla 1.1 Principales desarrollos de arreglos de fase ^[1]

Sistema	Banda	Número de sistemas	Número de desplazadores de fase por arreglo	Total de elementos Fabricados	Fabricante
AN/TPN-25	x	18	824	14,850	Raytheon
AN/GPN-22	x	60	443	26,580	Raytheon
COBRA DANE	L	60	15,360	15,360	Raytheon
PAVE PAWS	UHF	4	1,792 / CARA 2,677	14,336 / 21,416	Raytheon
BMEWS	UHF	2	2560 / CARA	17,920	Raytheon
COBRA JUDY	-	1	12, 228	12,228	Raytheon
PATRIOT	C	173	5,000	1,730,000	Raytheon
AEGIS (SPY-1)	S	234	4,000	936,000	Lockheed-Martin
B1	X	100	1,526	152,600	Northrop Grumaman
AN/TPQ-37	S	102	359	36,618	Raytheon
AN/TPQ-36	X	243	-	-	Raytheon
FLAP LID	X	>100	10,000	>2 millones	Rusia

A continuación se describen los desarrollos más representativos:

- **Sistemas de rechazo de ruido para aviones.** Para hacer frente a la interferencia de radares de vuelo, causada por lóbulos laterales, se desarrolló un arreglo de fase que usa un proceso adaptativo de espacio-tiempo (STAP). Es una forma de desplazar la fase del centro de la antena (DCPA) –esto ha sido demostrado hace ya algunos años– y modificadas en sistemas E2-C. Recientemente, una demostración de vuelo STAP provee de 52 a 69 dB de lóbulo lateral, cancelando el ruido relativo al haz principal. Este sistema usa un arreglo colocado a un costado del tren de vuelo. La antena tiene 11 grados de libertad en azimuth y 2 en elevación, para un total de 22. Antes de STAP, el valor rms del lóbulo lateral era -30dBi, con STAP este se incrementó a -45dBi.
- **Programa avanzado multiusuario, para compartir apertura en banda C a Ku con arreglos MMIC.** El radar COBRA DANE tiene un ancho de banda del 16% y un sistema de arreglo de lentes multihaz Rotman, con la relación 2.5:1, con respecto de la frecuencia de ancho de banda. La tecnología empleada para desarrollarlo es el arreglo activo con MMIC. El arreglo de fase

tiene 2 a 1 sobre la frecuencia de ancho de banda y, al mismo tiempo, es compartida por varios usuarios. Esta investigación fue hecha por el Centro de Armas Aéreas de la Marina y Texas Instruments. El arreglo de banda ancha propuesto tiene una cobertura continua desde la banda C hasta la Ku. Esta característica permite compartir las funciones de radar, ESM pasivo, ECM activo y comunicaciones.

- **Constructor de haz digital.** En la tabla 1.2 se enumeran los desarrollos en los cuales el constructor de haz digital (DBF) ha sido usado, algunos fueron hechos con ventajas significativas. El primer radar funcional con uso de DBF es el radar Over-The-Horizon (OTH). La antena del receptor tienen al redor de 2,833[m] de longitud. Recientemente, Signaal emplea DBF para sus investigaciones en haces apilados, 3D Smart-L y Smart-S –radares para barcos. El constructor de haz es sólo para el receptor, para el sistema Smart-L la antena contiene 24 pilas; la señal de cada pila es transformada con formas de diente de sierra y A/D con 12-bit 20 MHz. La señal es modulada de forma óptica para su transmisión, a través de fibra óptica acoplada al constructor de haz, donde 14 haces son formados.
- **Arreglos fila-columna dirigidos.** El Laboratorio de Investigación Naval (NRL) ha desarrollado técnicas de arreglos dirigidos de dos dimensiones de bajo costo. Para la técnica involucra dos arreglos colocados de forma posterior al otro. El primero dirige el haz en azimuth y el segundo en elevación. En el primero, el arreglo consiste en columnas de guías de onda ranurada; a la entrada de cada columna se encuentra un desplazador de fase de ferrita para producir un escaneo en azimuth. El segundo es un arreglo de lentes RADANT, consta de planos horizontales paralelos, entre los cuales están conectados varios diodos. La

velocidad de propagación de la señal electromagnética cruza un par de planos paralelos del arreglo, asimismo depende del número de diodos que son encendidos y apagados en la dirección de propagación.

Otra técnica utiliza dos lentes y columnas de material ferroeléctrico, colocadas en los planos conductores, un voltaje de DC es aplicado a través de cada plano. La constante dieléctrica del material ferroeléctrico depende del valor de DC aplicado. El resultado es la fase de una señal electromagnética que, aplicando el valor de DC adecuado, produce un gradiente de fase en la dirección horizontal de la señal. El primer lente realiza un barrido del haz en azimuth, el segundo es rotado 90°, para dirigir el haz en elevación. Raytheon desarrolla a arreglo fila-columna dirigido, empleando desplazadores de fase para la dirección en el plano H y un voltaje directo variable (VVD) en material cerámico, usado en stub transversales continuo (CTS), el cual se orienta en el plano E.

Tabla 1.2 Desarrollos de constructor ^[1]

Constructor del haz digital		
Dónde es empleado	Ventajas	Sistemas desarrollados
<ul style="list-style-type: none"> • OTH • ROTH • SMART-L Y SMART-S 	<p><i>Flexibilidad:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> • Antena Ponderada • Crecimiento Tecnológico <p><i>Procesamiento adaptativo</i></p> <p><i>Rendimiento mejorado:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> • SLL • Rango dinámico • Supresión de ecos y perturbaciones • EMI 	<ul style="list-style-type: none"> • Rome Lab: 32 columnas, 32 haz independientes • MiCOM: arreglo alimentador de 64 elementos • British Mesar: Subarreglo DBF • Briths: DBF • Lincoln LB: Receptor UHF digital 8 bits 3 GSPS A/D

- **Arreglos reflectivos a 95 [GHz] empleando obleas MMIC.** Usan desarrollos MMIC al punto de oblea, que son empleados en antenas localizadoras de misiles, las cuales usan dos obleas de 0.10 [m]. En la primera oblea está impreso un elemento dipolo y un desplazador de fase de un bit, basado en diodo PIN. La segunda contiene los circuitos de operación, los cuales son enlazados a la primera oblea a través de bumps. La antena contiene 3,000

elementos, el ancho de haz tiene 2° , y puede ser dirigido $\pm 45^\circ$ y reportan que obtienen lóbulos laterales pequeños.

- **Componentes microelectromecánicos (MEMS).** Los MEMS integran circuitos con conmutación mecánica, además, mantienen la promesa de un desplazador de fase de 4 bits para la banda X de baja pérdida (1.5 dB), de bajo consumo (1mW) y de bajo costo (10 dólares por desplazador de fase). Este desarrollo haría posible regresar a la arquitectura pasiva, tener un amplificador de alimentación y muchos desplazadores de fase de bajo costo.
- **Arreglo de bajo costo para automóviles.** Un arreglo de fase de 77 [GHz] fue desarrollado para el control y manejo inteligente de un automóvil, costó alrededor de 300 dólares. Dos antenas, una para transmitir y otra para recibir, y su red para el constructor de haz son fotograbados en una hoja sencilla de cobre con chapado dieléctrico. Las antenas constan de una serie de columnas alimentadoras con piezas radiadoras, mientras que los constructores de haz son lentes Rotman, para cada arreglo. Los haces son barridos en azimuth por la conmutación entre los puertos de entrada de los lentes Rotman
- **Módulos MMIC de GaAs.** Compañías dedicadas a la tecnología de defensa han aplicado, exitosamente, MMIC's a radares AESA. Este dispositivo permite, simultáneamente, modos aire-aire y tierra-aire. Además, ayuda a la nave a defenderse y, al mismo tiempo, permite lanzar armas al enemigo. Esto se logra con un pequeño incremento en el costo del radar, sobre el anterior sistema mecánico de barrido. Éstos operan en la banda L, y ofrecen una cobertura de 360° con dos arreglos de espalda para proporcionar $\pm 30^\circ$ de radiación.

- **Radar océano banda X (SBX).** Éste parte del sistema antimisiles del gobierno de Estados Unidos. Es el más reciente, además es considerado el arreglo de fase más poderoso que se haya construido. El domo que contiene el arreglo tiene una altura de 35 [m] por 30 [m] de diámetro, consta de 45,056 módulos T/R y 128 módulos por subarreglo, con 352 subarreglos en total.
- **Chips GaN y SiC.** Estos dispositivos multiplican la potencia en el módulo T/R, dos veces en GaN y diez en SiC. Asimismo, esta tecnología puede hacer posible el remplazo de material GaAs T/R. Además, ofrece mucho más densidad de potencia, reduce el tamaño del chip del FET. Esto, a su vez, permite un ancho de banda más amplio, gracias a la alta impedancia es más eficiente el consumo de energía con una mejor conducción térmica y mantiene una temperatura moderada.
- **SiGe.** Usar Silicio como substrato tiene como ventaja una reducción de costo a esta tecnología, a cambio de un alto desempeño. SiGe no compite con GaAs, debido a la potencia de salida o figura de ruido en microonda. La ventaja también reside en que se puede implementar muchas funciones en un chip, como lo es el amplificador, el receptor de baja figura de ruido, un A/D y circuitos digitales.
- **CMOS.** En la actualidad, CMOS puede operar en frecuencias de microondas, asimismo promete bajar los costos y consumos de energía para partes de recepción o T/R, al igual que el SiGe. Éste tiene la ventaja de permitir la integración de muchas funciones en un sólo chip, algunas más que el SiGe. En un único chip se pueden tener RF, IF, Baseband, Microprocesador, memoria, filtros ajustables y A/D. Éste puede combinarse con GaAs o GaN para el uso de

amplificadores de alta frecuencia y una baja figura de ruido en el receptor. El usar GaN da la ventaja de un chip lo suficientemente robusto que no tendría limitante alguna. Éste, junto con CMOS, ofrece una posibilidad de integración de varios canales de recepción y/o transmisión en un mismo chip.

- **Arreglo de procesamiento adaptativo.** El desarrollo de arreglos adaptativos es el mejor paso para incrementar los usos de los arreglos de fase. El comienzo se dió con la invención de PW Howells, con el eliminador de lóbulos laterales (SLC). El SLC elimina las interferencias de las señales que acompañan a los lóbulos laterales del haz principal, mediante una antena auxiliar colocada cerca de la principal. Ésta recibe las señales de interferencia y, con un apropiado proceso, es posible generar señales similares que tengan la misma amplitud y fase que las entrantes.

Las señales de interferencia son eliminadas, mediante una sustracción de señales del canal principal. Si un arreglo de fase es usado para formar el haz principal, algunos elementos que componen el arreglo pueden ser empleados como antenas auxiliares. Específicamente, la combinación de la antena principal y los elementos auxiliares, con su respectivo procesamiento, pueden ser vistos como un nuevo sistema de antena.

Para un arreglo de fase se cuentan con otras formas efectivas para la cancelación de interferencias entrantes, a través de los lóbulos laterales, al igual que del haz principal, para ajustar adaptativamente la amplitud y la fase principal del arreglo y cancelarla en la dirección de la interferencia mientras se mantiene el haz en el punto donde es requerido. La amplitud y fase ajustadas son hechas en función de las señales de interferencia que son recibidas por el arreglo y por su dirección calculada. Este tipo de sistema es conocido como

proceso de arreglo completamente adaptativo. Hasta ahora, ha experimentado dificultades para desarrollos muy grandes.

- **Ultra banda ancha para arreglos de fase.** La tecnología de ultrabanda ancha, para arreglos de fase, ya se encuentra disponible. Ésta permite el uso de una antena para muchas aplicaciones y diferentes bandas. Raytheon ha desarrollado elementos de doble polarización y muesca de radiación que tienen un ancho de banda instantánea, que va desde 1.8 a 18 [Ghz]. El Georgia Technical Reseach Institute desarrolla un arreglo que tiene 33:1 banda ancha instantánea, con potencial de 100:1.
- **Software para el desarrollo de arreglos de fase.** Actualmente se cuenta con softwares, como HFSS, PARANA y CST, que permiten la predicción exacta del desempeño de las antenas, sin la necesidad de costos de prueba, errores en la construcción o mediciones. Un arreglo diseñado en la década de 1970 requería de serias inversiones, en todos los sentidos; hoy puede ser fácilmente desarrollado y sin grandes inversiones de diseño.

1.3 Arreglos reflectivos

La tecnología de un arreglo reflectivo es una combinación de un reflector convencional y un arreglo de fase, es decir, es una antena donde la superficie reflectora plana, o ligeramente curva, se encuentra muchos elementos que pueden ser irradiados; por ejemplo, guías de onda abiertas o cerradas, dipolos, anillos o piezas de microstrip impreso, sin cualquier otra línea de transmisión que suministre potencia y una alimentación de antena (ver figura 1.6).

El alimentador de la antena ilumina especialmente a los elementos reflectivos del arreglo que son diseñados para re-radiar y dispersar el campo incidente, con fases eléctricas que se requieren para formar una fase en el plano frontal en un campo a distancia. En otras palabras, las fases prediseñadas de todo los elementos son usadas para compensar la diferencia de fases asociadas con las diferentes distancias (S_1, S_2, \dots, S_n) (ver figura 1.7) desde el alimentador. Esta operación es similar al concepto usado en un reflector parabólico que emplea su curvatura para reflejar y formar un plano de fase cuando el alimentador está posicionado en el foco de la parábola. Entonces, el término reflector delgado es utilizado, algunas veces, para describir a los arreglos reflectores, los cuales utilizan las tecnologías de reflector y de arreglos.

Existen varios métodos para que los elementos de un arreglo reflectivo (ver figura 1.5) alcancen un plano de fase. Uno de ellos es el uso de parches de microcinta idénticos, con trazo variable en la fase sobre las diferentes distancias hacia el alimentador. Otro es el uso de elementos de varios tamaños, dipolos o anillos, los cuales pueden tener distintas impedancias de dispersión, y por ende diferentes fases para compensar el retraso de las distancias al alimentador. Un tercer método, para polarizaciones circulares el arreglo reflectivo tiene todos sus elementos idénticamente polarizados, pero con distintos ángulos de rotación.

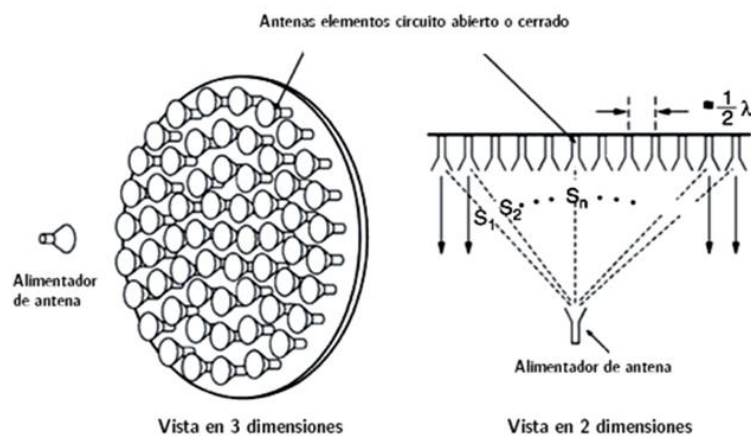


Figura 1.6 Arreglo reflectivo [7]

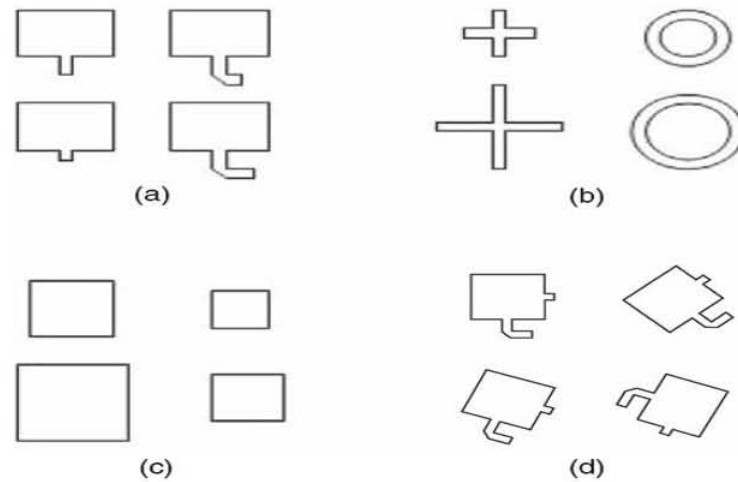


Figura 1.7 Varios tipos de elementos para arreglos reflectivos: (a) Idénticos con línea de longitud variable para desplazo de fase, (b) tamaño variable, dipolo y anillo, (c) parche tamaño variable (d) rotación angular variable [7]

1.3.1 Ventajas de los arreglos reflectivos

- **Peso y volumen reducidos.** El cuerpo principal de la antena es delgado y presenta un perfil plano, el cual permite colocarlo en paredes de edificios o vehículos, sin necesidad de estructuras adicionales. Esto tiene como consecuencia la disminución de peso y volumen, en comparación con platos parabólicos o conformados. Ambos son características importantes en aplicaciones espaciales.
- **Bajo nivel de pérdidas.** Las pérdidas de alimentación desaparecen, debido a que se elimina la compleja red de alimentación de un arreglo de parches convencional.
- **Robustez mecánica.** Presentan buen comportamiento mecánico. Es posible doblar la estructura para transportarla de manera compacta y desplegarla en el sitio de operación, debido al perfil plano y a que los elementos no requieren conexión eléctrica. Algunos autores también han realizado investigaciones con estructuras que se inflan.

- **Facilidad de fabricación y bajo coste relativo.** Gracias a los avances en la tecnología de fotograbado, los pasos de fabricación son relativamente sencillos y muy precisos, pues reducen los costos de producción. El costo es independiente del tipo de haz que se quiera generar.
- **Integración con paneles solares.** Un arreglo reflectivo y un arreglo de celdas solares pueden convivir ahorrando espacio y peso.
- **Compatibilidad con dispositivos activos.** La tecnología microcinta permite integrar elementos activos que mejoren las prestaciones del arreglo reflectivo, por ejemplo, diodos PIN, MMIC y MEMS. Estos elementos permiten amplificar la señal o reconfigurar electrónicamente los patrones de radiación.

1.3.2 Desventajas de los arreglos reflectivos

- **Reducido ancho de banda del elemento.** El elemento radiante es una antena tipo parche de microcinta. Es sabido que este tipo de antenas presentan banda estrecha y alto Q, siendo de tipo resonante. El ancho de banda típico de una antena microcinta es del 3%, pero puede mejorar sustancialmente al utilizar estructuras multicapa, obteniéndose valores de hasta el 15%.
- **Control de fase.** Dificultad para conseguir un control de fase, en un margen $>360^\circ$. Se ha visto que el ancho de banda mejora según el aumento de vueltas en fase conseguidas.
- **Volumen.** Aunque ya se dijo que el perfil del reflector es plano, la estructura completa ocupa mayor volumen que un arreglo plano convencional. Esto, debido a la presencia del alimentador.
- **Limitaciones de potencia.** La potencia máxima en la que un arreglo reflectivo puede trabajar viene dada por el campo de ruptura del dieléctrico

1.3.3 Tipos de elementos de un arreglo reflectivo

Un arreglo de fase es un conjunto de elementos ensamblados de forma periódica para lograr una transformación en la fase. Estos elementos pueden ser impresos o volumétricos. La ventaja de los impresos es la simplicidad en su fabricación. Sin embargo, la naturaleza periódica de los arreglos de fase establece una similitud con las superficies selectivas por frecuencia (FSS). En esas circunstancias, las FSS y los circuitos impresos han sido punta de lanza en los recientes desarrollos de arreglos de fase.

Diferentes tipos de celdas han sido desarrollados para distintos requerimientos en la fabricación y operación de los arreglos de fase:

- Celdas resonantes
 - Panel
 - Paneles multirresonantes
- Anillos
- Desplazadores de fase por elementos resonadores cargados
- Volumétricos
- Longitud de onda
 - Paneles y anillos
 - Elementos por longitud de onda

Tipos de arreglos reflectivos:

- Multibanda
- Capa sencilla, doble banda

- Doble banda, doble capa
- FSS
- Polarización circular
- Plegado
- Potencia combinada y separación de haz
- Estructuras de subarreglos
- Recorte de haz

1.4 Conclusiones

Las antenas de arreglo de fase tienen la capacidad de cambiar la dirección del patrón de radiación, sin la necesidad de mover físicamente una antena. Sin embargo, su alto costo limita las aplicaciones en las que pueden participar. El arreglo reflectivo, que ha tenido un considerable desarrollo en la última década, es una alternativa para reducir el costo, además permite la instrumentación para aplicaciones que demanden arreglos de fase. Éste consiste en un arreglo plano de elementos radiadores, los que son diseñados para proporcionar un cambio de fase progresivo a través de la apertura y una fuente alimentadora. Un frente de onda plano es creado para controlar las propiedades de dispersión de los elementos individuales.

Este tipo de antena combina las mejores características de los arreglos de fase y los reflectores convencionales, asimismo, ofrece ventajas por su fácil fabricación y bajas pérdidas. Sin embargo, una de las principales desventajas del arreglo reflectivo es su limitación en ancho de banda y la configuración fija de sus elementos.

Bibliografía

- [1] Brookner Eli (January 2008), *Microwave Journal*, “Phased-array Radars: Past, astounding breakthroughs and future trends”.
- [2] Brookner Eli (2013), *IEEE International Symposium on, “Recent Developments and Future Trends in Phased Arrays. Phased Array Systems & Technology”*.
- [3] Brookner Eli (October 2001), *International Conference on Radar, Phased Arrays for the new milenium*. Beijing, China.
- [4] Brookner Eli (1997). *Practical phased array antenna systems*. Lex Book
- [5] Carrasco E., Arrebola M. y Encinar J.A. (Abril, 2005) *Ingeniería Investigación y Tecnología*, “Desarrollo y análisis de antenas tipo reflectarray”, VI.
- [6] Hansen C. (1998), *Phased Array Antenas*, Wiley and Sons.
- [7] Huang J. y Encinar A. (2008), *Reflectarray antenas*, Wiley and sons IEEE. [8] Romanofsky R. (October 2007), *National Aeronautics and Space Administrator (NASA) Glenn Research Center Cleveland*, “Array Phase Shifters: Theory and technology”, Ohio.
- [9] Jafar S., et al. (2014) *Reflectarray Antennas: Analysis, Design, Fabrication, and Measurement*, Artech House.
- [10] Márkov G. y Sazónov D. (1978), *Antenas*, Moscú: Mir.
- [11] Fourikis N (s/f), *Advanced Array Systems*, “Applications and RF Technologies”, Australia: Academic.

CAPÍTULO 2

TECNOLOGÍA MEMS

2.1 Introducción y aplicaciones de la tecnología MEMS

En conjunto, las siglas MEMS son un acrónimo que significa “Micro Sistemas Electro Mecánicos”. Estas tecnologías integran elementos mecánicos, sensores, actuadores y dispositivos electrónicos agrupados en un sustrato u oblea común de silicio, mediante tecnologías aplicadas en microfabricación. Esta tecnología abarca una colección muy variada de procesos, que permiten el formado de microláminas de manera individual, o también de forma apilada. Aunque se cuenta con una definición concreta de estos dispositivos, en algunas partes de Europa y Asia se les conoce como microsistemas o micromáquinas

2.1.1 Definición de MEMS

Un microsistema puede ser considerado como cualquier dispositivo o unidad hecha de un número finito de componentes micromaquinados. En la década de 1990, el término MEMS surgió en Estados Unidos, aunque se puede establecer que el inicio de los Micro Sistemas Electro Mecánicos, como tal, data del inicio de la década de 1950, con el descubrimiento de los semiconductores en los Laboratorios Bell.

El silicio como corazón de la mayoría de los dispositivos electrónicos es empleado para elaborar pequeños componentes mecánicos. Es modelado a partir procesos tradicionales en la producción de circuitos integrados, como la fotolitografía, difusión e implantación de iones, deposición de finas películas, grabado anisotrópico, anodización selectiva (incluye la formación de poros de Si). El modelado del Si puede ser usado como una plantilla para la formación de microestructuras en otros materiales, como metales, cerámicos, plásticos, entre otros. Estos últimos pueden ser procesados directamente, a través de fotolitografía o haces de iones.

Ejemplos de Sistemas Microelectromecánicos y sus aplicaciones

A inicios de 1970, estos dispositivos se empezaron a desarrollar como elementos integrantes de los sensores de presión, temperatura, aceleración, flujo, inyectores de impresión, gases, micromotores y microengranes, entre otros. Dichos dispositivos también fueron utilizados para abrir o cerrar circuitos en líneas de transmisión. Esto provocó su uso en aplicaciones de microondas: su siguiente apertura en el mercado.

Los MEMS, entendidos como dispositivos tecnológicos, son extremadamente diversos y fértiles en todo tipo de aplicaciones, sobre las cuales se puede especular

su uso, así como también en la forma en que dichos elementos pueden ser diseñados y manufacturados.

La tecnología implícita dentro de los MEMS hace posible la integración y el uso de microelectrónica con una percepción activa con funciones de control de una forma muy amplia. La tabla 3 resume las transducciones realizadas por dispositivos MEMS.

2.1.2 Aplicaciones

Las principales ventajas de los MEMS son:

- Producir dispositivos mecánicos más pequeños, livianos, en versiones más rápidas, con mayor precisión, consumos de energía reducidos y biocompatibles.
- Producir sensores, aprovechar las propiedades electromecánicas del Si, donde las características eléctricas cambian en respuesta a cambios de parámetros particulares externos como temperatura, presión, aceleración, humedad y radiación.
- El uso de materiales y procesos comunes que integren la microelectrónica con componentes micromecánicos para lograr mejoras en el funcionamiento y en los costos.
- Proceso de fabricación en lotes para grandes volúmenes de componentes a bajo coste.
- Poder desarrollar procesos tecnológicos a fin de incluir materiales y técnicas no utilizadas en microelectrónica, pero que ofrecen ventajas específicas en la elaboración de dispositivos micromecánicos.

- Integración económica en la elaboración de sistemas completos que incluyan las funciones de detección, cálculo y actuación.

La variedad de productos es grande, desde sensores de presión en un motor hasta micropinzas para cirugía; además, el mercado de los microsistemas presenta claras tendencias de expansión, no sólo de los productos existentes, sino de nuevas aplicaciones como chips laboratorio, sistemas de dosificación de medicamentos, sensores de olor (nariz electrónica), cabezales magneto-ópticos, entre otros (ver tabla 2.2).

Tabla 2.1 Transducciones usadas en MEMS [6]

A / Desde	Eléctrico	Magnético	Mecánico	Térmico	Químico	Radioactivo
Eléctrico		Ley de Ampere	Electroestático Electrofotorestencia	Resistencia calórica	Electrolisis Ionización	Transmisión EM
Magnético	Efecto Hall Resistencia Magnética		Magneto estático Magneto estricción	Corrientes Eddy Perdida de histéresis	Separación magnética	Magneto-Óptico
Mecánico	Capacitancia Variable Pieza resistencia Piezoelectricidad	Magneto estricción		Fricción	Cambio de fase	Tribo-lumicente
Térmico	Termoeléctrico	Punto de Curie	Expansión térmica		Relación Reacción ignición	Radiación térmica
Químico	Potencial electroquímico	Químico-magnético	Cambio de fase	Combustión		Químico-lumicente
Radioactivo	Fotoconductor Receptor EM	Magneto-óptico	Endurecimiento de radiación	Fototérmico	Fotoquímico	

Tabla 2.2 Aplicaciones MEM [8]

Presión	Sensores inerciales	Dispositivos Ópticos	Almacenamiento de datos	RF-MEMS	MEMS acústicos	Microfluidos	Sensores químicos
Aeronáutico	Bolsa de aire Acelerómetro	Conductor de haz óptico	Componentes disco óptico	Antenas miniatura	Micrófonos	Microbombas	Sensor polímero de gas
Presión sanguínea	Sensor control de movimiento	Microlasers	Microlectura / Escritura	Interruptor RF	Vibradores acústicos	Microválvulas / Microcanales	Sensor tin oxido gas
Llanta automotriz	Suspensión automotriz	Interruptor óptico	Dispositivos magnéticos	Filtros y resonadores		Laboratorio en un chip	Preconcentradores

A continuación se describen algunas aplicaciones en diferentes sectores:

Automoción. En la actualidad los vehículos incorporan microsensores de presión en el sistema de control electrónico del motor y acelerómetros en el airbag. Algunas estimaciones apuntan a que en un futuro no muy lejano los sensores y la electrónica representarán un 30% del valor del automóvil. Habrán nuevas aplicaciones potenciales en materia de gestión del motor, control en la calidad del aire y de los gases de escape, cajas de cambio, ABS, control de la dinámica del vehículo y antideslizante, control de navegación adaptativo (ACC), airbag, detección de obstáculos y mejoras en la visibilidad, entre otras. Los MEMS, también están presentes en la inclusión de un computador en los vehículos, los ajustes automáticos de la radio, y la climatización y entretenimiento de los ocupantes.

- **Industria aeroespacial y militar.** Aunque el volumen de microsistemas en este sector es bastante reducido, muchos de éstos son usados, posteriormente, en otros sectores como, sismógrafos, acelerómetros de precisión, utilizados en la industria del automóvil, sistemas de análisis y predicción meteorológica en los aeropuertos, y algunos más, lo cual amplía sus posibilidades de mercado.

Por ejemplo, para la Agencia Aeronáutica Espacial de estados unidos (NASA, por sus siglas en inglés) se han desarrollado microsismómetros para su utilización y funcionamiento en Marte, así como sismómetros y acelerómetros, para estudios de microgravedad y planetarios. Algunas otras aplicaciones del sector que han sido desarrolladas son: microinstrumentos y microelectrónica, para misiones espaciales; microhigrómetros, micromotores de propulsión, fotodetectores de infrarrojos, microrobots, medidores de presión de aire, aceleración, sensores de humedad, presión, gas, temperatura, estabilizadores, por mencionar algunos.

- **Medio ambiente y agricultura.** En este ámbito se cuenta con: equipos de metrología, sensores químicos para medir niveles de contaminación, así como microsistemas para mediciones meteorológicas. En el futuro, es previsible un importante crecimiento en el de control de la polución medioambiental, donde los dispositivos básicos son: sensores de detección de la contaminación (en aire y agua), microespectrómetros, detectores de infrarrojos y dispositivos similares. Los microsensores pueden ser utilizados para el control de la pureza de los alimentos, con equipos que integren espectrómetros de infrarrojo, dispositivos de análisis del color o microsensores de aleaciones –con memoria para registrar las temperaturas de los congelados–. En el sector energético también se usan los microsensores; por ejemplo, en el control y gestión de los parámetros de extracción en los pozos de petróleo –en donde es necesario recolectar y procesar grandes cantidades de datos, experimentos sísmicos terrestres y marinos–, en puntos dispersos y alejados entre sí, de igual forma en el monitoreo in situ de los propios pozos de petróleo.

- **Medicina.** La medicina y la bioquímica son sectores en los que la miniaturización es esencial gracias a las microtecnologías, las nuevas técnicas en este sector tienden a ser menos invasivas, más baratas y con una mayor rapidez y portabilidad en los diagnósticos. En últimas fechas, estas áreas se han abierto líneas de aplicación novedosas como las que se indican a continuación:
 - Descubrimiento, desarrollo y producción de fármacos, como: microrreactores, matrices para muestras con gran número de celdas, entre otros.

- Sistemas de dosificación de medicamentos, como son: píldoras inteligentes, jeringuillas sin aguja, bombas implantables, inhaladores, por mencionar sólo algunos.
- Análisis de ADN para diagnóstico, terapia genética, caracterización e ingeniería genética y medicina forense.
- Diagnóstico in vitro, análisis y monitorización.

El mercado de microsistemas en medicina ha sido dominado por los audífonos y los marcapasos. Los microsensores de un marcapasos permiten determinar el estado de actividad de la persona a quien se le ha implantado el dispositivo, ajustando en concordancia la frecuencia de estimulación cardiaca. Los audífonos combinan dentro de un dispositivo de pequeño tamaño sistemas de microfonía, ampliación electrónica y estimulación acústica. Existen además otros sistemas similares menos frecuentes, como son los integrados en órganos artificiales y microsistemas de estimulación de nervios y músculos.

Actualmente, se puede obtener información del cuerpo humano gracias a microsistemas, entre los cuales se encuentran microsensores de visión, medidores de glucosa, de presión sanguínea, del oxígeno en la sangre, endoscopios, sistemas de diagnosis genética. Los sistemas modernos de medición de glucosa en la sangre son capaces de trabajar con muestras de tan sólo tres microlitros, integrando microcapilares y microelectrodos (en el caso de sensores electroquímicos).

Otra área a señalar es la de la cirugía mínimamente invasiva. Esto es factible gracias a los nuevos dispositivos e instrumentos miniaturizados que incorporan microestructuras mecánicas, componentes microópticos y de fibra óptica, así como microsensores táctiles y de presión, entre otros. Los motores lineales, para microcirugía, controlan la posición de los instrumentos quirúrgicos a muy

pequeña escala, del orden de una micra, para mejorar los resultados de la mayoría de las técnicas quirúrgicas actuales. Los sensores de tejidos activos, con microsensores de fuerza incorporados, permiten identificar en tiempo real las propiedades de los tejidos, de forma que el cirujano manipule únicamente los tejidos enfermos.

- **Máquinas y herramientas.** La fabricación de microsistemas requiere de utillaje adecuado a su tamaño, por lo que son necesarios microtaladros y microbrocas de diamante o de metales duros. Asimismo, para la manipulación y ensamblado se utilizan herramientas miniaturizadas como micropinzas y microrobots.
- **Telecomunicaciones:** La expansión de los sistemas de telecomunicación basados en la fibra óptica ha provocado un crecimiento súbito, tanto en el número como en el tipo de dispositivos y componentes ópticos, además el uso de microcomponentes permite disminuir el costo de las comunicaciones. Los microsistemas son de gran importancia en los sistemas de fibra óptica, debido a la precisión requerida para las conexiones ópticas y a la gran sensibilidad que presenta esta tecnología a los desalineamientos de posición y angulares. Éstos posibilitan el posicionamiento de las fibras de entrada y salida, mediante canales micromecanizados, sin la necesidad de realizar complejas y costosas operaciones de alineamiento activo. Además, se fabrican numerosas microestructuras como elementos ópticos pasivos (interruptores ópticos, guías de onda y divisores de haz). En RF las ventajas ofrecidas por los microsistemas en términos de reducción de tamaño, consumo energético, compatibilidad e integrabilidad son investigadas para el desarrollo de microcomponentes de RF, tales como filtros, interruptores y antenas.

- **Domótica:** Los microsistemas que se desarrollan están enfocados a aplicaciones más complejas que los sensores, como controlar los olores en la cocina, análisis de la polución, medición y ajuste de la temperatura, luminosidad y humedad. También buscan de conseguir objetivos, tales como:
 - Aumento del confort y la seguridad.
 - Reducción de consumos. Control óptimo de la climatización, luz, electrodomésticos.
 - Realizar/programar operaciones autónomas y remotas.

- **Tecnologías de la información.** En este sector se encuentra la mayor cuota del mercado de MEMS. Una de las razones de ello se encuentra en la miniaturización, integración y bajo costo de la microelectrónica asociada. Es importante señalar que un sistema informático incluye además de la CPU, la interfaz con el exterior, por lo que numerosas microestructuras con funciones mecánicas, magnéticas y ópticas forman parte de los dispositivos de almacenamiento de datos, y de los periféricos de entrada y salida. Los cabezales magnéticos de discos duros y ópticos para CDRom's, junto con los cabezales de inyección de tinta de las impresoras y las pantallas, constituyen las principales aplicaciones de los microsistemas en este sector.

El desarrollo de nuevos y mejores microsistemas permitirá mejorar factores como la calidad de color y resolución en impresoras, la nitidez de la imagen en pantalla, aumentar la densidad de datos y velocidad de procesamiento en estos dispositivos, así como reducir su tamaño y peso para disminuir el costo. Debido a las limitaciones de las técnicas actuales, el campo de las tecnologías de conexión e integración de componentes es otra área en la que los microsistemas ofrecen grandes perspectivas de desarrollo.

- **Electrodomésticos.** En este sector es primordial reducir el consumo de energía, agua y detergente. Las características de los sensores y actuadores utilizados son bastante exigentes: bajos costos, altas características técnicas y larga duración. Hoy, muchos de ellos incorporan sensores capaces de detectar el grado de turbidez del agua, a fin de ajustar la cantidad de detergente y agua en función de la necesidad real en lavadoras y lavavajillas. Otros sensores y dispositivos tienen como fin detectar y controlar la temperatura del agua, velocidad de rotación del motor, duración de los ciclos de lavado y aclarado.

2.2 Técnicas de micromaquinado

El micromaquinado es un conjunto de procesos de grabado que permiten obtener las estructuras tridimensionales en un rango de micras; de forma paralela, son procesados cientos de docenas de elementos en la misma oblea de silicio y, a su vez, varias de ellas se procesan al mismo tiempo. El micromaquinado del silicio implica agregar capas de material sobre el silicio con grabado (selectivo, removiendo material) de estructuras en las capas o adyacentes al sustrato. La implementación de este método incluye varias técnicas, como la deposición de material, grabado y remoción. La litografía juega un papel importante en la definición de patrones precisos. Éstas son herramientas para la creación de MEMS que originalmente se empleaban en la microelectrónica (ver figura 2.1).

En un principio esta técnica estaba restringida al silicio y sus compuestos, actualmente esta técnica se utiliza en polisilicio, óxidos, nitruros, vidrios, materiales poliméricos, materiales orgánicos, compuestos III-V y metales. Existen dos tipos de micromaquinado: de volumen y de superficie.

El silicio es un semiconductor elemental que se encuentra en el grupo IV de la tabla periódica, en forma monocristalina; además, es más ligero y duro que el acero. Sus propiedades eléctricas pueden ser alteradas con la introducción de impurezas de elementos de los grupos III y V de la tabla periódica. Se encuentra en abundancia en la naturaleza y en formas de óxidos cristalinos y nítricos.

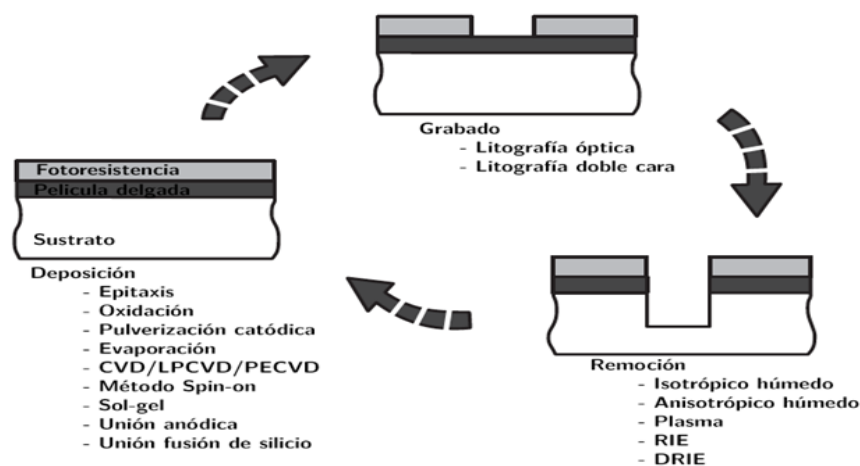


Figura 2.1 Técnicas de micromaquinado [7]

El **Si** se puede encontrar en forma monocristalina o policristalina. Estas definiciones se deben a la forma en que sus átomos se encuentran alineados. La estructura del silicio monocristalino se forma con base en enlaces covalentes, siguiendo la estructura cúbica del diamante. Se forma con dos redes cúbicas centradas en la cara e interpenetradas (ver figura 2.2), desplazadas $\frac{1}{4}$ de constante de red en cada eje (la constante de red para el silicio es de 5.4309 Å). La estructura general es cúbica centrada en la cara.

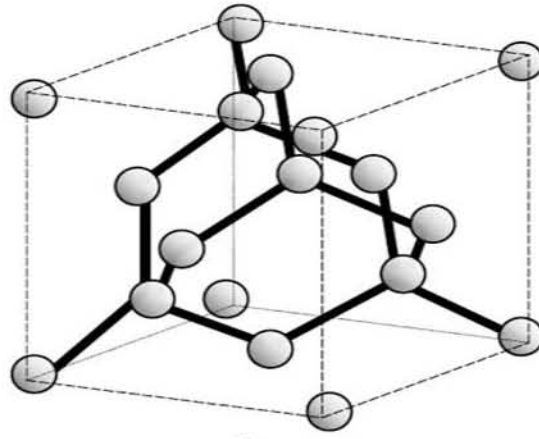


Figura 2.2 Estructura del silicio monocristalino [2]

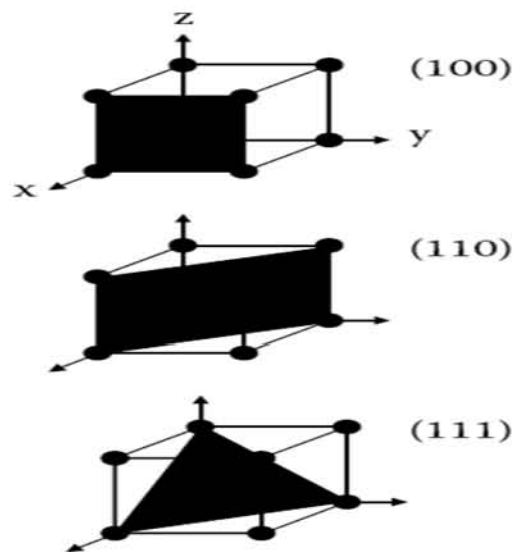


Figura 2.3 Identificación de los planos cristalográficos, mediante los índices de Miller en una celda unitaria [2]

Una celda unitaria es un segmento de la red que la representa entera. Para identificar un plano o una dirección se utiliza un conjunto de números enteros h, k, l ; conocidos como índices de Miller (figura 2.3), los cuales se denotan como $(h\ k\ l)$. La notación de los corchetes varía de la siguiente manera:

$(h\ k\ l)$: para un plano que interseca el eje x en el lado positivo.

$\{h\ k\ l\}$: para planos de equivalente simetría. $\{100\}$ para (100) , (010) , (001) , $(\bar{1}00)$, $(0\bar{1}0)$, $(00\bar{1})$ (negados).

$[h\ k\ l]$: para la dirección de un cristal. $[100]$ para el eje x . La dirección $[100]$ es perpendicular al plano (100) . La dirección $[111]$ es perpendicular al plano (111) .

$\langle h\ k\ l \rangle$: Para un conjunto de direcciones equivalentes. $\langle 100 \rangle$ para (100) , (010) , (001) , $(\bar{1}00)$, $(0\bar{1}0)$, $(00\bar{1})$

El proceso para producir silicio, con suficiente pureza, es conocido como refinamiento. Éste es usado para purificar el silicio policristalino. El material transita a través de una bobina de calor de forma que pasa a lo largo de la barra del material, eliminando las impurezas que contiene. Los lingotes de silicio monocristalino se obtienen mediante el proceso Czochralski. El silicio libre de impurezas es fundido en un crisol, con una semilla de cristal, sujeta en una pinza giratoria que sale en la superficie del fundido. Así, la semilla es lentamente retirada del crisol extrayendo el silicio con ella. Al solidificarse, éste toma la misma estructura que la semilla de cristal. El resultado es una barra cilíndrica o lingote (ver figura 2.4) hasta de 300 [mm] de diámetro.



Figura 2.4 Barra de silicio [2]

2.2.1 Especificaciones de oblea

Los lingotes de silicio monocristalino son cortados en unidades llamadas “obleas”. Lo primero que se considera, cuando se ordena una de estas obleas, es el dopante y grado de dopado requerido. Esto normalmente es hecho para obtener especificaciones de resistividad del material; por ejemplo, tipo p (boro) para 10 a 30 Ωcm . Adicionalmente el diámetro, el grosor, la orientación y plano deben de ser especificados. Los sustratos monocristalinos de silicio comerciales se encuentran disponibles en diámetros de 2, 3, 4, 6 y 8 pulgadas con grosores que van de 300-650 μm . Los grosores iguales o mayores a 300 μm resultan muy caros para su uso en MEMS. Las orientaciones más comunes en la industria de los circuitos integrados son $[100]$ y $[111]$. Para micromaquinado las más usuales son $[100]$ y $[110]$.

En la figura 2.5 se muestra la celda unitaria de la red de silicio, con referencia a la proyección de una oblea $[110]$, su relación con los planos principales y la intersección de los planos $\{111\}$ con los planos $\{100\}$. Estos son mutuamente perpendiculares y se ubican a lo largo de $\langle 110 \rangle$.

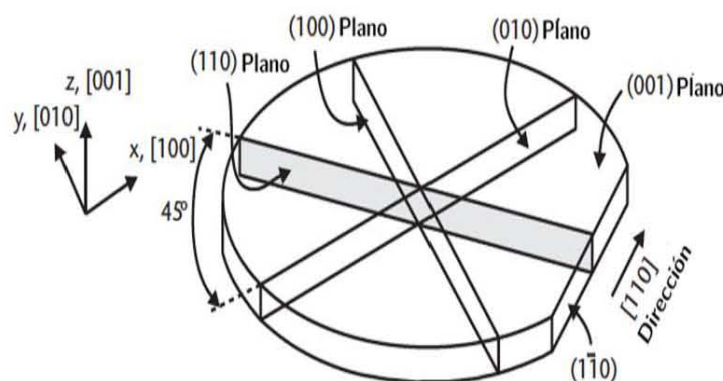


Figura 2.5 Celda unitaria de la red de silicio, con referencia a la proyección de una oblea $[110]$ [7]

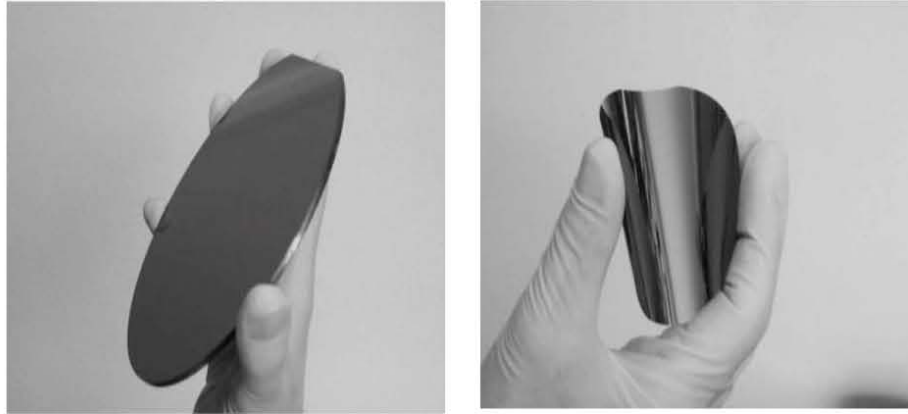


Figura 2.6 Izquierda: Oblea Si 3 [mm] de espesor y 6 [in] diámetro. Derecha 10 μm de espesor y 4 in diámetro. ^[2]

Finalmente, el pulido de una o ambas caras será especificado dependiendo del proceso al que será sometida la oblea. Por ejemplo, si la fotolitografía es aplicada en ambas caras de la oblea, el doble pulido es necesario. Algunos refinamientos pueden ser agregados a la especificación de silicio aislado (SOI), popular para el desarrollo de aplicaciones RF MEMS, el cual consiste en una oblea normalmente de 1 [m] con una capa aislante de dióxido de silicio SiO_2 en la superficie. Una segunda oblea es colocada por encima de la capa de SiO_2 , formando una estructura similar a la de un sándwich. Otros métodos para crear obleas SOI es la implantación de iones como una capa muy delgada de óxido.

Otros suplementos también recurrentes son las obleas cristalinas, comúnmente usadas para dispositivos MEMS; obleas de semiconductores III-V, como arseniuro de galio (GaAs) usado para RF; óptico y circuitos de alta frecuencia para MEMS.

2.2.2 Micromaquinado de volumen

El micromaquinado de volumen (ver figura 2.7) es un proceso que trata selectivamente una cantidad de material del sustrato, mediante procesos de

grabado, para formar estructuras tridimensionales complejas de alta precisión, las cuales pueden incluir vigas voladizas, agujeros, surcos, formas piramidales y membranas.

El material del sustrato es típicamente silicio monocristalino, que es modelado para formar un componente funcional del dispositivo resultante, es decir, el sustrato de silicio no actúa simplemente como una base mecánica rígida, como el micromaquinado de superficie, en este proceso se aprovecha el grabado anisotrópico del silicio monocristalino, esto es, que el grabado y la formación de las estructuras depende directamente de la orientación de los átomos en la estructura de silicio.

En el grabado húmedo, los grabantes como el KOH muestran diferentes proporciones de grabado que dependen de la estructura de cristal, donde la proporción de grabado es mayor para la dirección $\langle 100 \rangle$ que para la dirección $\langle 111 \rangle$. Esta propiedad es utilizada para la limitación geométrica del grabado en sí. La profundidad de grabado en la dirección $\langle 100 \rangle$ normalmente es controlada por tiempo. Un factor limitante en la flexibilidad del diseño en el grabado húmedo es el ángulo del silicio en las paredes laterales $\langle 111 \rangle$.

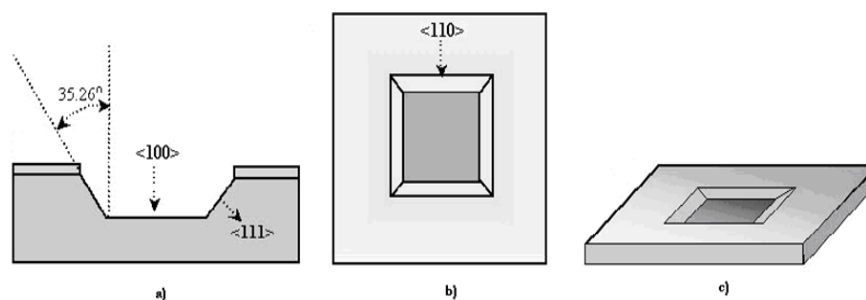


Figura 2.7. Micromaquinado de volumen: a) Corte transversal de una oblea que muestra el ángulo de grabado de acuerdo a la orientación de los átomos de la oblea. b) Vista superior de la oblea grabada. c) Vista isométrica de la oblea grabada mediante micromaquinado de volumen. [7]

2.2.3 Micromaquinado de superficie

El micromaquinado de superficie es un método de producción de MEMS que consiste en una serie de depósitos, litografías y grabados sobre un sustrato. Estas capas de depósito son delgadas (1-100 [nm] de espesor) y pueden ser de dos tipos: estructurales o de sacrificio. Las estructurales forman las partes mecánicas del sistema y las de sacrificio pueden ser o no liberadas para hacer posible el movimiento de las primeras. Las capas estructurales pueden ser depósitos de diversos materiales como nitruros, polímeros, polisilicio y metales. Las capas sacrificiales generalmente son de vidrio de fosfosilicato PSG. La figura 2.8 muestra un proceso típico de micromaquinado de superficie.

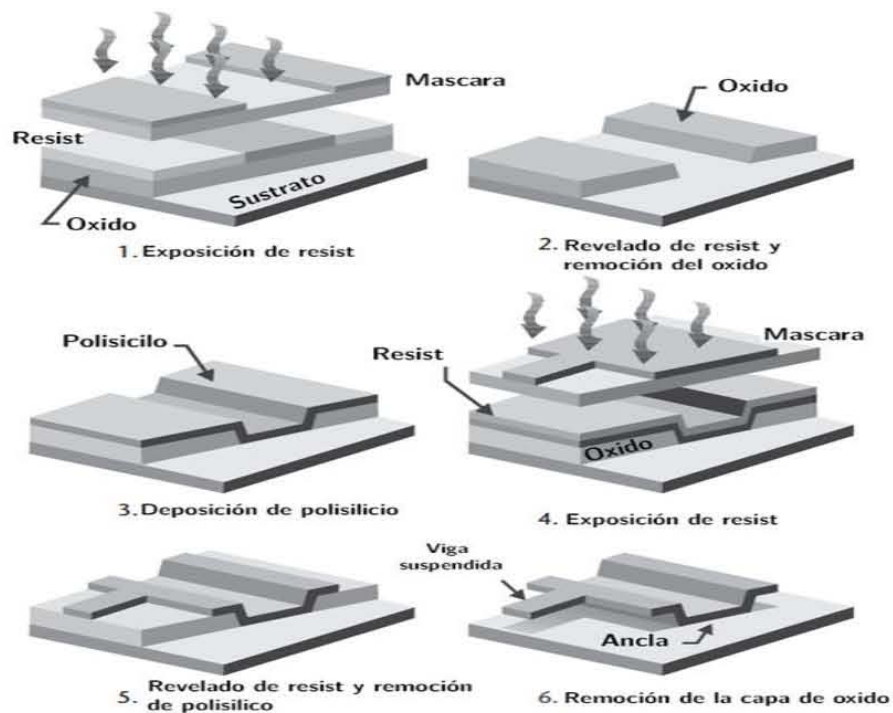


Figura 2.8 Proceso del micromaquinado de superficie [7]

En apariencia, el micromaquinado de superficie es más complejo que el micromaquinado de volumen y requiere de una infraestructura de fabricación mayor, pero permite la fabricación de estructuras más sofisticadas.

2.3 Ventajas de los RF MEMS

La tecnología MEMS, para aplicaciones de microondas, ha ayudado a solucionar varios problemas de la tecnología de alta frecuencia para comunicaciones inalámbricas. Los desarrollos más recientes en el mercado demandan dispositivos con mayor eficiencia y más pequeños, los cuales han sido posible gracias a los MEMS

El término RF MEMS engloba al diseño y fabricación de MEMS para circuitos integrados de radio frecuencia (RF). Ello no quiere decir que cualquier dispositivo MEMS puede ser empleado en aplicaciones de RF. Dispositivos para RF MEMS son usados como actuadores o ajustes separados de un componente RF, como puede ser capacitores variables, conmutadores y filtros (ver figura 2.9).

Según la función que desempeñe el dispositivo MEMS con respecto de la posición del circuito de radiofrecuencia, se puede clasificar en:

- **Extrínseco.** La estructura MEMS es localizada fuera del circuito de RF y actúa o controla otros dispositivos en el mismo circuito. En este contexto se halla el ejemplo de una línea de transmisión, con una microcinta sintonizable, asociada con desplazadores de fase y arreglos. Las líneas microcinta son ampliamente usadas para interconectar circuitos y componentes de alta velocidad, porque éstos pueden ser fabricados por técnicas sencillas automatizadas.

- **Intrínseco.** Donde la estructura MEMS es incluida dentro del circuito de RF y desempeña funciones de actuador y/o circuito. El cantiléver y el diafragma MEMS pueden ser usado como un microinterruptor electrostático y una combinación con capacitores. Con la invención de los polímeros electroactivos (EAP), polímeros multifuncionales inteligentes y la microesterolitografía, este tipo de RF MEMS pueden ser fácilmente fabricados. Con estos materiales tienden a ser flexibles, estables y muy elásticos.
- **Reactivo.** La estructura MEMS cumple una función RF y es acoplada a una atenuación. Los filtros capacitivamente acoplados sintonizables y resonadores realizan esta tarea en el circuito. Filtros para microondas y ondas milimétricas planas, en una fina membrana, tienen bajas pérdidas, y esto es conveniente en términos de bajo costo, tamaño compacto y el alto desempeño.

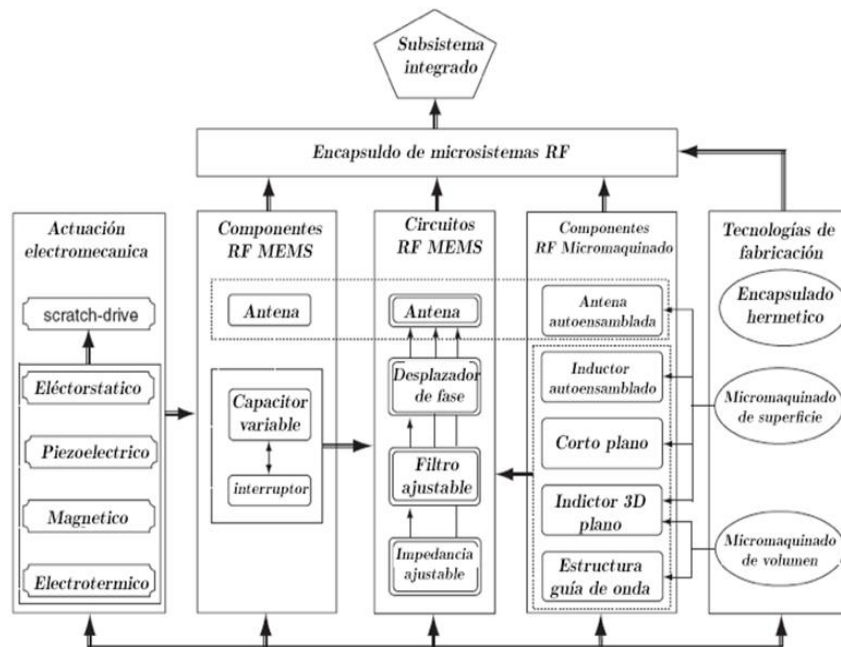


Figura 2.9 Plan de implementación de RF MEMS [14]

2.3.1 Estructuras RF MEMS

El interruptor es quizá el más importante, la razón de esto es que puede ser usado para implementar componentes de alto desempeño, que pueden ser digitalmente controlados (elementos R, L y C concentrados); circuitos (como atenuadores, desplazadores de fase, impedancia sintonizable, filtros y antenas) y subsistemas (encaminadores de señal para circuitos redundantes, módulos T/R y arreglos de antenas sectorizados figura 2.10). Los interruptores RF MEMS ofrecen un mejor desempeño sobre los diodos PIN, FET, GaAs y relevadores electromagnéticos; en frecuencias extremadamente altas (sobre 30 GHz) las longitudes de onda llegan a ser muy cortas, entonces pequeños arreglos de fase son fabricados para radares, los bancos de interruptores reconfiguran rápidamente los desplazadores de fase para manipular la orientación de la señal a transmitir en diferentes direcciones.

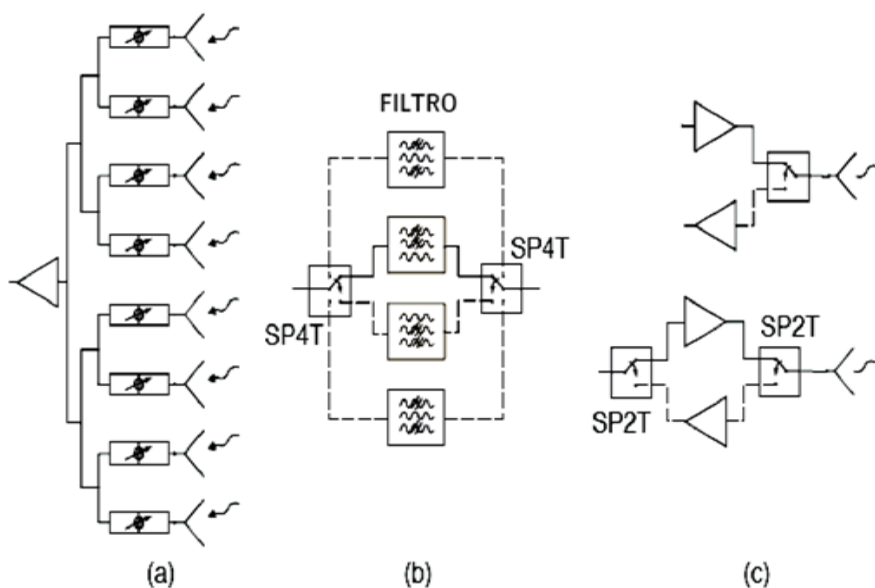


Figura 2.10 Aplicaciones de interruptores MEMS. (a) Arreglos de fase, (b) filtros conmutados para aplicaciones inalámbricas, (c) Interruptores SP2T T/R ^[9]

Los parámetros clave en interruptores RF MEMS son la baja pérdida de inserción y pérdida de retorno (reflexión) en un estado cerrado; alto aislamiento en estado

abierto; manejo de potencia durante, la conmutación; bajo voltaje de operación; confiabilidad (particularmente un largo número de ciclos de operación antes de fallar); tamaño pequeño, y bajo costo. Sin embargo, hay algunas desventajas con la combinación de algunos parámetros anteriores.

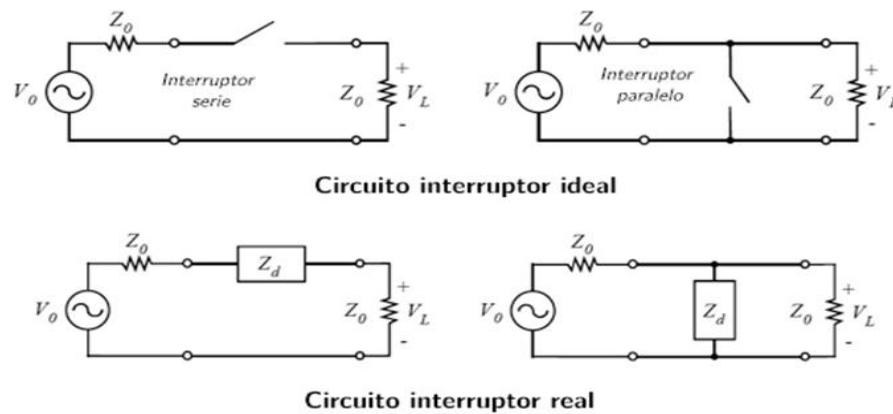


Figura 2.11 Modelo eléctrico de un interruptor RF MEMS

2.3.1.1 Tipos de interruptores

El modelo eléctrico de los conmutadores MEMS tiene una impedancia capacitiva cuando el interruptor es cerrado y una pequeña resistencia cuando se encuentra abierto (figura 18), que puede ser en serie o corto.

2.3.1.2 Resistencia Serie

Se tienen dos tipos, la diferencia entre ellos es el paso de la señal de RF en su totalidad, a través del interruptor en línea.

- **De costado.** El conmutador es paralelo a la línea de transmisión (figura 19). Se emplea cuando la estructura es perpendicular a la línea de transmisión y solo una parte del interruptor se fabrica empleando una capa de metal y la parte actuadora debe de ser compuesta de un dieléctrico o un dieléctrico/metal.

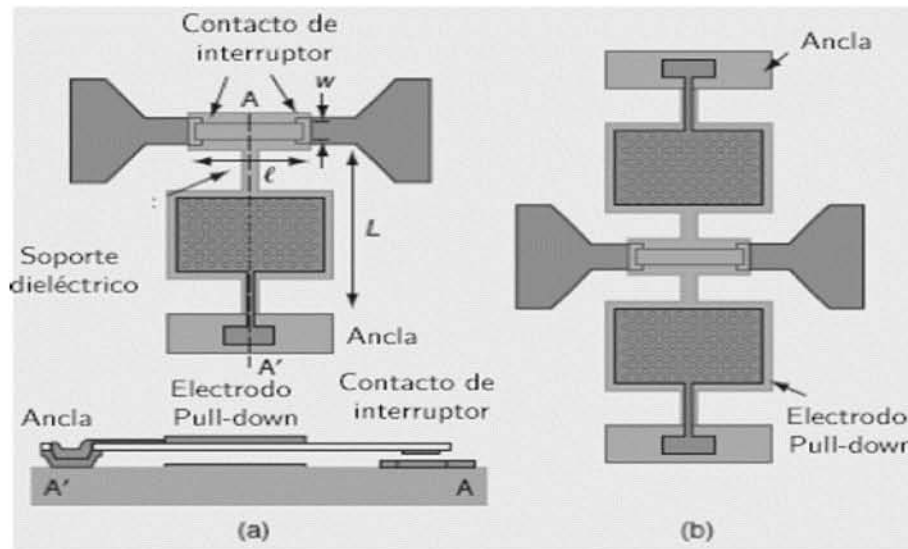


Figura 2.12 (a) Un electrodo (b) Dos electrodos [9]

- **En línea.** El conmutador está sobre la línea de transmisión (ver figura 2.13) y es fabricado usando una capa delgada de metal (Au, Al, Pt, etc).

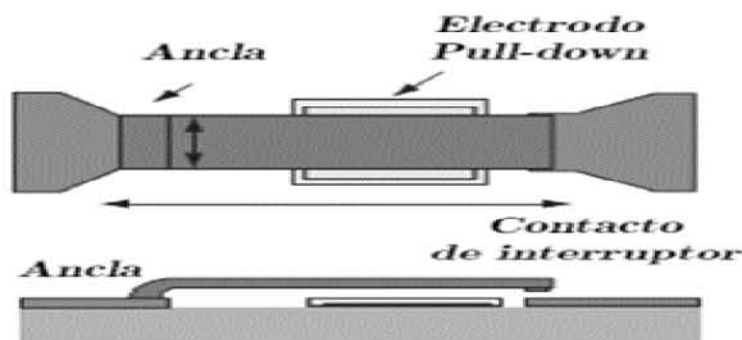


Figura 2.13 Interruptor en línea [9]

- **Corto capacitivo.** El corto capacitivo es un capacitor variable, pero es

modelado como RLC serie y tiene un pico de resonancia, por lo que se comporta como capacitivo antes de la resonancia y como inductivo después de la resonancia.

Fue desarrollado por Texas Instruments, está basado en metal fixed-fixed (Al o Au). Las anclas son conectadas a una guía de onda coplanar en plano de tierra y la membrana, por tanto es conectada a tierra. El centro del electrodo de la figura 2.14 provee la actuación electrostática y la capacitancia entre la línea de transmisión y la membrana del conmutador (tierra). Cuando el conmutador está en un estado abierto, la capacitancia a tierra proporcionada es baja, alrededor 25-75 [fF] y no afecta la señal en la línea de transmisión. Cuando se halla en estado cerrado, la capacitancia tiene valores de 1.2 a 3.6 [pF], un corto circuito excelente y de alto aislamiento con frecuencias de microondas (10GHz y superiores).

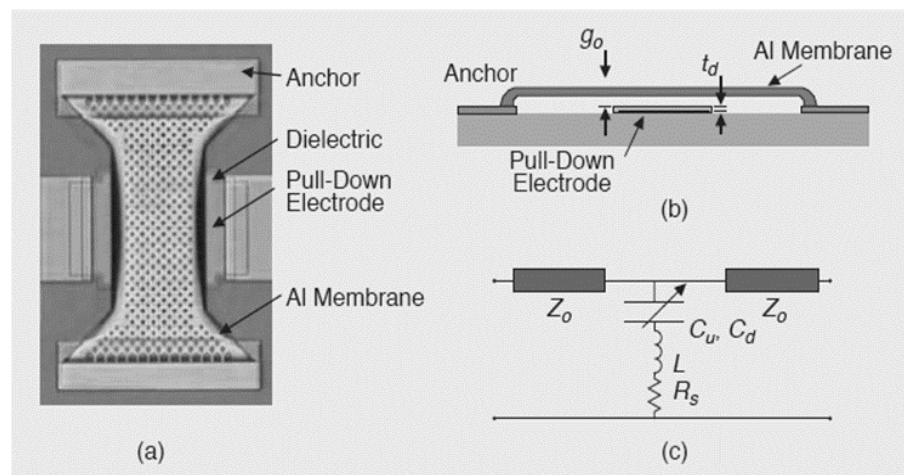


Figura 2.14 Conmutador corto capacitivo (a) Vista superior (b) Vista lateral (c) Circuito electro equivalente [9]

2.3.1.3 El capacitor variable

Los capacitores variables son invaluable para implementar desplazadores de fase y obtener control de frecuencia de sintonizadores, filtros y antenas. Para estas

aplicaciones se maximiza el factor de calidad Q del capacitor y es de primordial importancia para minimizar pérdidas y maximizar desempeño sobre el ruido. Sólo los diodos varactores podían proporcionar control de la capacitancia con voltaje, pero esto solo pueden ser empleados en bajas frecuencias y pueden tener un bajo factor de calidad, son sensibles incluso a los niveles de potencia de RF y generalmente su comportamiento no es lineal en el sintonizado de frecuencias.

Los capacitores RF MEMS (figura 2.15) cubren las desventajas de los diodos varactores. El interruptor es un caso especial del capacitor variable, y como resultado el capacitor variable es comúnmente usado como un interruptor, reemplazando el control de voltaje digital con análogo.

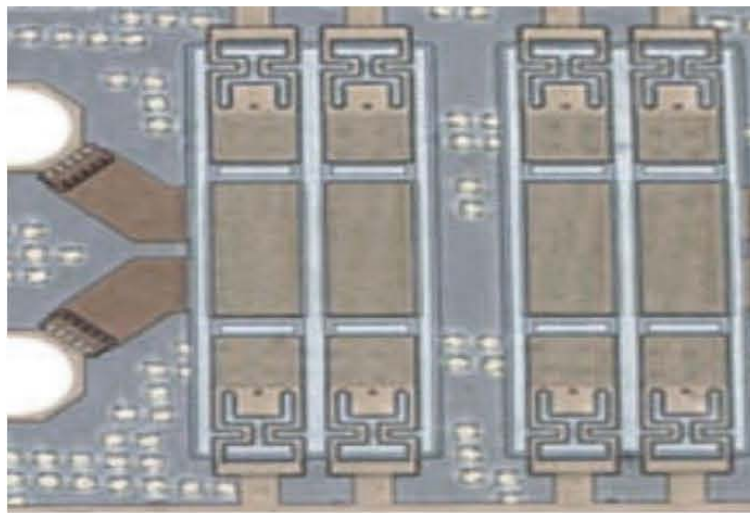


Figura 2.15 Capacitor RF MEMS [9]

Los platos paralelos del capacitor son fijados con un valor mínimo y un valor máximo, para ser usados por un actuador electrostático. Uno de los platos, fijado a la superficie de la oblea, es recubierto con un dieléctrico; mientras el plato movable es adjuntado a la parte inferior del actuador. Cuando el actuador se encuentra encendido el capacitor está a su mínimo valor, y cuando la viga está totalmente desviada está en su máximo valor. El dispositivo sólo opera en forma digital.

Las celdas capacitivas pueden formar arreglos, que formen capacitores más grandes, a partir de metales para la interconexión entre ellos o conectar al sustrato o encapsulado. El número de bits puede ser incrementado para tener mejor precisión, y puede ser mezclado con el arreglo en configuraciones serie o paralelo.

La estructura presenta linealidad con alto aislamiento y baja pérdida, manteniendo una relación 10:1 de sintonizado de la capacitancia total y son relativamente insensibles a la aceleración y a choques.

- **La antena.** La antena es un elemento importante de cualquier sistema de radiofrecuencia, los MEMS reducen ampliamente el precio y mejora el desempeño de ésta, siendo en algunos casos reconfigurables.

2.4 Diseño de MEMS asistido por computadora

En la tecnología MEMS el diseño asistido por computadora (CAD) es un conjunto de programas estrechamente organizados que permiten la simulación de un proceso de fabricación, el desempeño de un dispositivo y/o el encapsulado de un microsistema.

En el pasado, muchos diseñadores de MEMS basaban sus investigaciones en largos y costosos ciclos de prototipos para lograr diseños confiables. Hoy se dispone de herramientas para desarrollar MEMS fáciles de utilizar, reduciendo el tiempo fabricación y costo de diseño; la necesidad de estas herramientas es impulsada por la naturaleza de los dispositivos MEMS, en varias áreas de aplicación, donde ayuda pueden solucionar problemas de análisis (como electrostática, mecánicos y térmicos).

El éxito de los diseños de MEMS debe tener en cuenta el diseño del dispositivo, la construcción (incluido el encapsulado), modelado y simulación, así como el modelado del sistema y simulación, en particular si es empleado un RF MEMS. Una metodología para el diseño completo de inicio a fin, para el desarrollo de dispositivos MEMS se muestra en la figura 2.16.

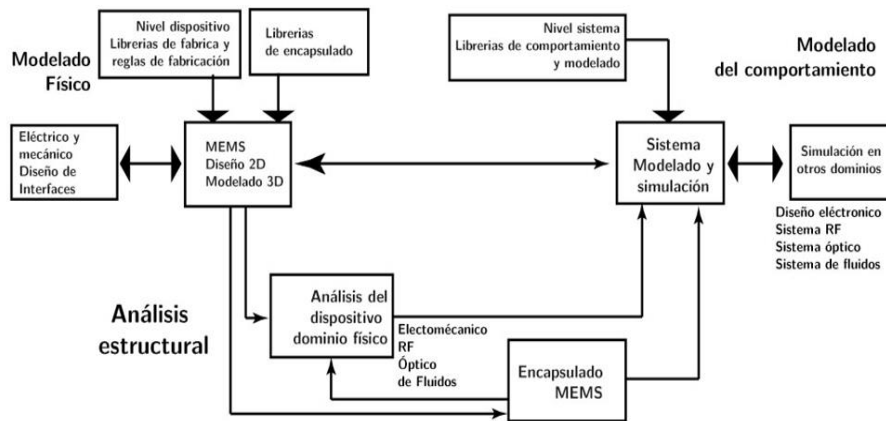


Figura 2.16 Etapas de desarrollo MEMS [13]

En la actualidad la oferta de software especializado para el diseño y simulación de MEMS destacan:

- ConventoWare de Conventor
- MEMS ProCAETool de Tanner Inc.
- Intellisuite de Intellisense Inc. (Corning)
- MEMScap de MEMScap Inc.
- SOLIDIS de ISE Inc.

Sin embargo, existen otras aplicaciones que permiten analizar fenómenos físicos con alta confiabilidad como ALGOR, ANSYS, HFSS y CST Studio.

2.4.1 El proceso de diseño

Las tareas a desarrollar, de forma común, en una nueva implementación MEMS son:

- Diseño de un dispositivo con un adecuado proceso de fabricación.
- Diseño de un encapsulado práctico.
- Diseño del sistema o los sistemas donde la estructura MEMS desempeñara una función.

Niveles de diseño:

- **Personalizado.** Donde se diseña un nuevo MEMS con un nuevo proceso
- **Semipersonalizado.** Intrumentación de un diseño MEMS existente en un nuevo proceso, para mejorarlo.
- **Estándar.** Re-uso de un diseño y proceso MEMS, para mejorar el encapsulado para el desarrollo de nuevos sistemas.

Durante el proceso de diseño, encontramos un diseño descendente, donde se involucran los siguientes actores:

- **Arquitecto de sistema (SA).** Diseña y simula tecnología mezclada en alto nivel.
- **Diseñadores de subsistemas.** Reciben del arquitecto del sistema las especificaciones de un subsistema determinado en lenguaje descriptivo de hardware (HDL). Diseñan y regresan en HDL el modelo de un subsistema realizable, iterando con el SA hasta obtener un modelo aceptable

2.4.2 Tareas realizadas por una herramienta CAD MEMS

La innovación de los procesos de fabricación MEMS, se debe a la mejora de los procesos de fabricación a partir del uso de herramientas CAD, las cuales brindan la simulación en las diferentes etapas del proceso, que es parametrizado en variables como temperatura, presión, relación de grabado, dopado. En máscaras 2D las variables están asociadas a la geometría de las máscaras, y en 3D a las propiedades de los materiales.

- **Diseño de máscaras y procesado.** La realización de máscaras en dos dimensiones es el primer paso para el diseño de un dispositivo. Las máscaras, en conjunto con los procesos de deposición y grabado, definirán la geometría tridimensional de la estructura.
- **Simulación de topografía.** Se obtiene un modelo representativo de la estructura 2D y 3D para simular el proceso de fabricación, documentando y validando el proceso a partir de una base de datos.
- **Generación de malla.** Con el fin de analizar la estructura MEMS, esta es discretizada o enmallada, tanto en 2D y 3D, en el caso más simple 2D se realiza un barrido para generar una malla de volumen. La geometría de la malla puede ser creada a partir de un modelo de una máscara geométrica sólida y un proceso de fabricación. El análisis de la malla se realiza ya sea por el método de frontera del elemento (BEM), método del elemento finito (FEM) o una combinación de ambos. Sin embargo, es usual emplear el FEM donde la geometría de la malla es muy compleja. Esta malla puede ser optimizada de una manera ágil y con buena exactitud.
- **Simulación del dispositivo.**
 - Calcula la respuesta del dispositivo MEMS, usando métodos numéricos

- Describe los efectos de acoplamiento que el MEMS puede tener, ya sea electromecánico, termomecánico, optoelectrónicos y optomecánico.
- Un comportamiento exacto del modelo para la simulación a nivel de sistema.

El modelado de todos los factores que contribuyen al desempeño del dispositivo se agrupan (ver figura 2.17) en:

- Efectos inducidos del proceso: deformación y rigidez.
- Microensamblado y comportamiento post-contacto.
- Análisis dinámico de acoplamiento: frecuencia vs voltaje de polarización y tiempo de conmutación RF.
- Fuerza electrostática vs caracterización de desplazamiento.
- Obtención de macromodelo.
- Análisis del elemento finito y Acoplamiento de frontera del elemento.
- Teoría del gran y pequeño desplazamiento.
- Análisis del modelo 3D estático y dinámico.
 - Mecánica estructural
 - Electroestática y capacitancia
 - Termomecánica
 - Acoplado termomecánico
 - Análisis de flujo térmico
 - Dispositivos piezoresistivos
 - Dispositivos electrotérmicos
 - Inductancia RL y RL termomecánica

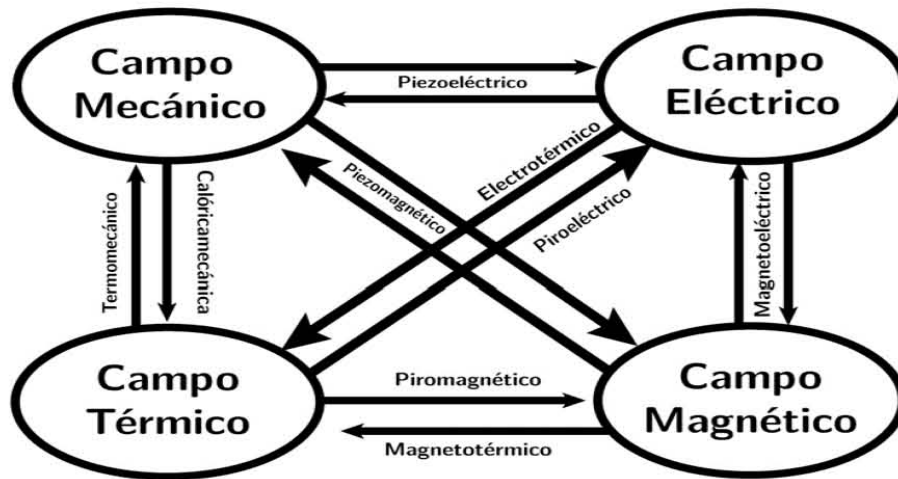


Figura 2.17 Factores de desempeño MEMS [12]

2.4.3 Simulación a nivel de sistema

Los circuitos analógicos son usados para el censado y control de MEMS, típicamente los circuitos electrónicos son simulados con herramientas como SPICE, para determinar el comportamiento de estas variables en el dominio del tiempo y la frecuencia. Para poder caracterizar una estructura MEMS, y su desempeño dentro de un sistema, se traducen los cambios específicos en la configuración del dispositivo, dimensiones y propiedades de material a un circuito.

2.4.4 Simulación del encapsulado

Es de particular importancia la simulación del esfuerzo y los efectos térmicos. El encapsulado debe de ser simulado en varios niveles. Con mucha frecuencia, modelos del elemento finito son creados para simular con detalle el comportamiento mecánico y térmico del encapsulado en 3D. La simulación del encapsulado es usada para evaluar el efecto en las estructuras MEMS contenidas y de los efectos que son adicionados por elementos parásitos

2.5 Estado de la técnica de los desplazadores de fase MEMS

Desplazadores de fase para microondas y miliondas son componentes esenciales en antenas de arreglos de fase, para telecomunicaciones y aplicaciones de radar. Actualmente, están basados en materiales de ferrita, diodos PIN o transistores de efecto de campo FET (ver tabla 2.3). Asimismo, los desplazadores de fase de estado sólido brindan una muy buena solución en frecuencias de microondas y tienen un uso amplio en modernos arreglos de fase. En los diodos PIN se tiene un moderado consumo de energía, con baja pérdida de inserción, especialmente en frecuencias de banda X. En el caso de los FET su consumo de energía es muy bajo y puede integrarse con bajo ruido o amplificadores de media potencia en el mismo chip, de este modo se reducen los costos de integración en arreglos de fase. Sin embargo, su desventaja se observa al tener mucha pérdida a la entrada, alrededor de 4-6 [dB] en 12-18 [GHz] y 8-9 [dB] sobre 35 [GHz] para diseños de 4 bits.

Los más recientes desarrollos en desplazadores de fase MEMS pueden ser clasificados en dos categorías: tipo absorción y tipo reflectivo. En el primer tipo es usado ampliamente para RF y microondas. El segundo tiene mejor desempeño para muy altas frecuencias. En gran medida se basan en el interruptor MEMS, que provee una baja pérdida de inserción en un amplio rango, que va desde los 8 a 120 GHz. El promedio de pérdida en desplazadores de fase de 3 bits es -0.9 [dB] de 10 a 14 [GHz], mejorando de 6 a 8 [dB] frente al FET; esto se traduce en una mejora en aplicaciones de radar o telecomunicaciones de dos vías. La mejora es muy alta para la banda Ka (35 [GHz]), banda V (60 [GHz]) o banda W (77 a 94 [GHz]). Esto contribuye a la eliminación de una etapa de amplificación (o dos) en el transmisor-receptor, lo que reduce el consumo de energía en 20-100 [mW] por elemento.

Los desplazadores de fase MEMS (tabla 6), pueden ser también usados para eliminar hasta un 75% la etapa T/R en arreglos de fase grandes, el número exacto depende de la potencia de transmisión, el alcance requerido y la relación ganancia sobre ruido (G/T). Para desplazadores de fase de baja pérdida de inserción, puede ser posible alimentar de dos a cuatro elementos a partir de un simple T/R.

Tabla 2.3 Principales desarrollos en desplazadores de fase [15]

Frecuencia [GHz]	Dispositivo	Bits	Error de fase [°]	Pérdida [dB]	Variación de amplitud [dB]	Sustrato	Área chip [mm]	Diseño	Fase
1.5-1.6	FET	3	±10	1.7	±0.2	Cerámica	60 x 50	Reflexión	
Banda L	FET	5	2.4 rms	8.2	±0.5	Vidrio	36 x 15	Filtros Conmutados	
5.0-6.0	FET	6	±5	8.7		GaAs	9.5 x 4	Línea cargada + reflexión	Constante
60-18.0	PIN	6	3.5 rms	5.3	±3	GMIC	25 x 8.2	Línea cargada + reflexión	Constante
8.0-12.0	PIN	4		4	±1	GaAs	3.7 x 2.3	Reflexión	Linear
7.0-12.0	PIN	5		4.7	±0.7	GaAs	6.6 x 3.8	Filtros conmutados	Constante
6.0-18.0	FET	5	3 rms	12	0.4 rms	GaAs	4.2 x 3.8	Reflexión + filtros conmutados	Constante
11.7-12.7	FET	4	±2	6	±6	GaAs	13 x 1	Filtros conmutados	Constante
11.7-12.2	PIN	4		1.6	±0.2	Silica	50 x 20	Reflexión	Constante
14.0-14.5	PIN	4	±6	1.4	±0.1	Silica	42.5 x 17	Reflexión	Constante
16.0-18.0	Diodo varactor	Análogo (360°)		4.2	±0.9	GaAs	2 x 6	Reflexión	Constante
17.0-21.0	FET	5	3 rms	5	±0.6	GaAs	1.7 x 0.75	Filtros conmutados	Constante
18.0-40.0	FET	3	10 rms	9	±1.0	GaAs	2.1 x 1.3	Filtros conmutados	Constante
28.0-36.0	pHEMT	4	±10	8	±1.0	GaAs	3.1 x 1.4	Reflector paso Alto /Bajas	Constante
30.0-36.0	PIN	3	±10	7	±1.0	GaAs		Filtros conmutados	Constante
33.0-36.0	FET	4	3.3 rms	15	0.9 rms	GaAs	2.4 x 2.2	Filtros conmutados	Constante
34. 0-36.0	PIN	3	9.5 rms	3.8	±1.0	GaAs	3.5 x 2.5	Línea cargada + reflexión	Constante
43.0-45.0	FET	3	< 7	7.5	±0.5	GaAs		Línea conmutada	Linear
42.0-46.0	FET	4	3.3 rms	10.5	±1.0	GaAs		Línea conmutada	Linea
61.0-64.0	PIN	3	5.2 rms	8.8	±1.8	GaAs		Reflexión	Constante
75.0-110.0	Diodo varactor	Análogo (360°)		8.7	±2.5	GaAs		Reflexión	Constante
92.0-96.0	FET	4	2.1 rms	12.4	±0.8	GaAs		Línea cargada	Constante

Tabla 2.4. Desarrollos desplazadores de fase MEMS [15]

Frecuencia	Tipo de interruptor MEMS	Bits	Error de fase [°]	Pérdida promedio [dB]	Variación de amplitud	Sustrato	Tamaño chip	Diseño	Tipo de fase
7 - 11	Capacitivo	4	± 11	-1.15	± 0.5	500 [µm] Si / Al ₂ O ₃	100	Línea reflectiva	lineal
7 - 11	Capacitivo	2	± 11	-0.65	± 0.25	500 [µm] Si / Al ₂ O ₃	50	Línea reflectiva	lineal
7 - 10	Serie (SP3T)	4 - 5	Grande	-1.1	± 0.4	Bajo ϵ	Muy grande	Línea reflectiva	lineal
DC-40	Serie	4	$< \pm 4$	-2.2	± 0.2	75 [µm] GaAs	30	Línea conmutada	lineal
DC-40	Serie	2	$< \pm 4$	-1	± 0.2	75 [µm] GaAs	14.7	Línea conmutada	lineal
DC-18	Serie (SP4T)	2	± 2	-0.6	± 0.3	200 [µm] GaAs	10	Línea conmutada	lineal
DC-12	Serie (SP4T)	4	+ 2 - 1	-1.1	± 0.5	200 [µm] GaAs	20	Línea conmutada	lineal
32 - 36	Capacitivo	3	13	-1.7	-0.3 / 0.5	150 [µm] Si	40	Línea conmutada	lineal
32 - 36	Capacitivo	4	13	- 2.25	-0.5 / + 0.75	150 [µm] Si	50	Línea conmutada	lineal
26 - 40	Serie	3	$< \pm 6$	- 2.2	± 0.3	75 [µm] GaAs	16	Línea conmutada	lineal

Hay dos diseños básicos para los desplazadores de fase: el analógico, que realiza el desplazamiento de fase de manera continua de 0° a 360°, construido con diodos varactores; y el digital, que brinda un conjunto discreto de retrasos, comúnmente usando interruptores. Por ejemplo, un desplazador de fase de 3 bits está basado en un conjunto de redes en 45/90/180° y puede generar desplazamiento de fase en valores 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270 y 315°, dependiendo de la combinación de los bits a usar. La resolución de exploración y lóbulos laterales de un arreglo de fase es directamente proporcional al número de bits empleados, donde la mayoría de los sistemas requieren diseños de 3 o 4 bits; sin embargo, sistemas de alto desempeño requieren 5 o 6 bits.

Los desplazadores de fase cumplen con un par de condiciones, la primera la constante de fase vs. la frecuencia, y en la segunda, la fase lineal vs. la frecuencia. Los diseños de las constantes de fase son usados para el procesamiento de señales, en aplicaciones de radar; sistemas de comunicación de banda ancha y componentes

(SSB mezcladores, moduladores de vector, amplificadores balanceados), asimismo, para instrumentos de alta precisión; el diseño de estos se basa en redes conmutadas o técnicas de línea cargada. Los diseños fase lineal tienen predominio en arreglos de fase con desfasamiento en tiempo real (true-time-delay), especialmente tienen cobertura a un gran ancho de banda y pueden fácilmente ser sintetizados usando retardo con líneas conmutadas.

2.5.1.1 Desplazador de fase, tipo línea reflectiva

Un desplazador de fase de línea reflectiva de N bits (ver figura 2.18) puede ser implementado, usando una sucesión de estructuras MEMS conmutadas, serie o corto en un línea T. El diseño reflectivo resulta un doble desplazamiento de fase por unidad comparado con un diseño tradicional. La separación eléctrica entre desplazadores es igual o menor a la resolución más baja. La pérdida de una línea reflectiva depende del bit de retardo.

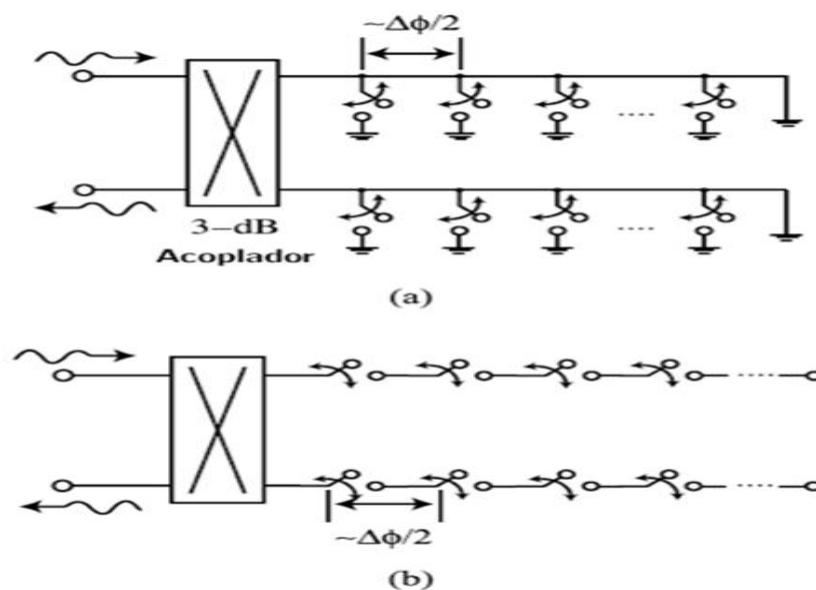


Figura 2.18 Línea reflectiva (a) Usando un coplador 3 [dB] en corto (b) Serie. [15]

Un acoplador de 3 dB, puede ser empleado con la línea reflectiva, para obtener un diseño de tipo transmisión. El ancho de banda (coeficiente de reflexión y desplazamiento de fase vs frecuencia) para N-bit es considerablemente pequeño para un acoplador de 50 ohms y es dependiente de la fase a retardar. Puede ser diseñado para 40 GHz con 2 bits, y hasta banda X con 4 bits. Si un la constante dieléctrica es baja en el sustrato, entonces 4 bits son usados para un frecuencia de 30 GHz; también esos 4 bits pueden ser separados en dos desplazadores de fase de 2 bits (ver figura 2.19) colocados en serie. Esto permite una optimización de cada desplazador de fase con diferentes conmutadores, serie o corto.

2.5.1.2 Desplazador de fase, tipo línea conmutada

Una de las formas más fáciles de implementar un desplazador de fase digital es usando una línea conmutada desfasada (figura 27), en este caso cada bit de retraso es implementado de forma independiente y se construye un desplazador de N-bits usando una sucesión de varios bits de diversos valores. El retraso en la fase es obtenido por la conmutación en el bit en el valor requerido.

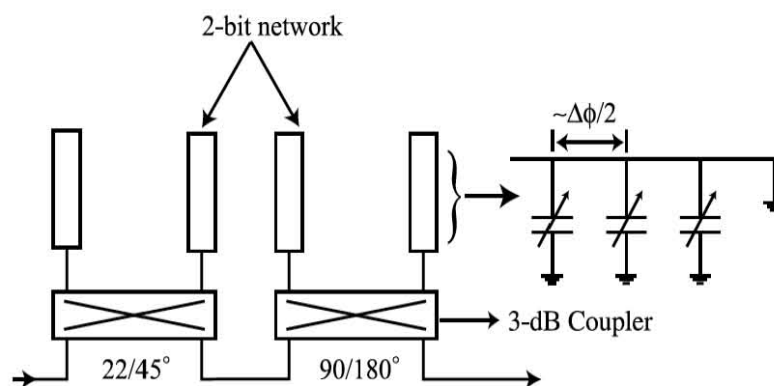


Figura 2.19 Desplazador de fase con línea reflectiva de 4 bits ^[15]

Estos pueden ser fabricados usando un conmutador MEMS en serie o derivación, en el caso del diseño serie se implementan usando tres interruptores por bit, para logara un aislamiento de los conmutadores MEMS, no presenta resonancia S21 como es común en implementaciones diodo PIN o FET, debido a esto el nivel de aislamiento es muy grande ($C=2-4$ [fF]) y el resultado es un amplio ancho de banda. Por otro lado el diseño en derivación es limitado por el ancho de banda.

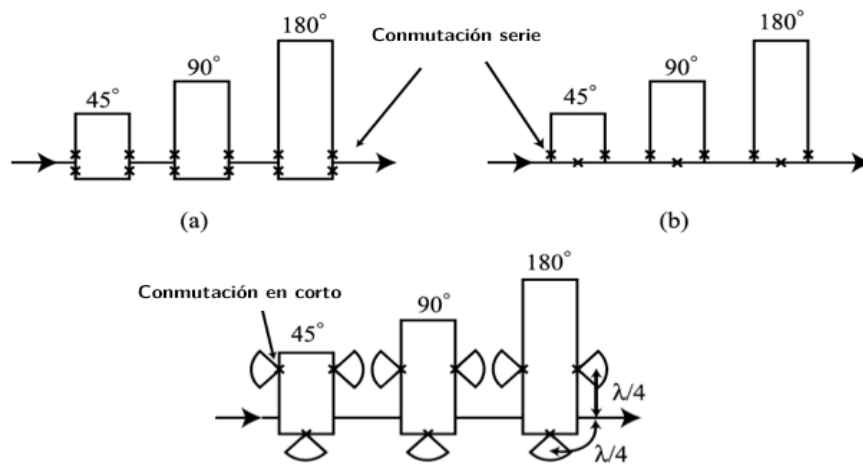


Figura 2.20 Desplazador de fase con línea conmutada, usando (a,b) serie-corto (c) corto con implementaciones de stub radiales [15]

2.5.1.3 Desplazadores de fase, tipo línea cargada

Este diseño ha sido estudiado desde la década de los 1960, la idea es cargar una línea T con dos diferentes impedancias y usar una sección media para la red de acoplamiento, la cual se asegura de que el desplazador de fase es acoplado a Z_0 , para ambas condiciones de carga. La diferencia de fases entre las dos diferentes cargas puede ser exactamente controlada por el valor de la impedancia. Para impedancia capacitiva, es un retraso en la fase; los stubs abiertos son usados en frecuencias de banda X a banda W; también capacitores con baja inductancia,

pueden ser utilizados para frecuencias de 30 [GHz] en implementaciones MMIC. Para impedancia inductiva el resultado es un adelanto en la fase, las líneas T aterrizadas son usadas para frecuencias banda K. La respuesta de los desplazadores de fase línea cargada es excelente para desfases pequeños (11.5° , 22.5° y 45°).

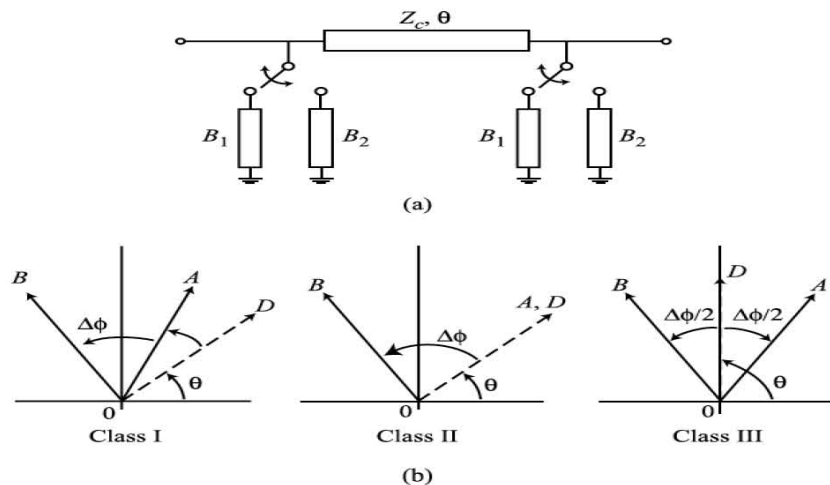


Figura 2.21 (a) Concepto del desplazador de fase con línea cargada y (b) Ubicación de la fase de S_{21} para dos diferentes cargas [15]

Dentro de esta categoría de desplazadores de fase (ver figura 2.21), encontramos diferentes clases:

- **Clase I.** Corresponde al caso general, donde los valores de B_i y corresponden a los desplazamientos en OA y OB son diferentes de cero y no son iguales
- **Clase II.** Corresponde a la condición donde $B_1=0$, y la fase es completamente debida a B_2 . En este caso la longitud de la línea es necesariamente $90^\circ \cdot \bullet / 2$. Este caso es llamado cargado/descargado porque es fácilmente lograr que la carga sea aplicada o removida de la línea.
- **Clase III.** Corresponde a la condición donde $B_1=-B_2$, el cual es el complejo conjugado. Aquí, la línea es necesariamente $\bullet=90^\circ$, y la carga de la línea

cambia la fase por $\pm \pi/2$. El complejo conjugado de línea resulta de una constante de pérdida cuando las distintas cargas son conmutadas.

La figura 2.21 presenta un diseño para banda X, basado en conmutadores MEMS en derivación. Los resultados presentados sugieren el modelo ideal línea T y sustratos independientes; también se muestra un diseño en clase III, con conmutadores MEMS en serie.

2.5.1.4 Desplazador de fase, tipo varactor y banco de capacitores conmutados

El diseño basado en varactores es el estándar más común, usado en microondas y miliondas, está basado en un acoplador de cuadratura 3 [dB] y desplazador de fase reflectivo. La fase reflejada en función de la carga capacitiva es:

$$\phi = \pi + 2 \tan^{-1} \left(\frac{|X_c|}{Z_0} \right) \quad (X_c \leq 0)$$

Donde $X_c = -j/(\omega C)$, C es la capacitancia del diodo, y ω la frecuencia de diseño, la relación de capacitancia es típicamente 4-5:1 para un diodo varactor GaAs.

El desplazamiento de fase puede ser incrementado si una inductancia es colocada en serie con el diodo varactor (ver figura 2.22), el valor de la inductancia es elegido para lograr una resonancia conjuntamente con la capacitancia del diodo, como resultado se tiene un amplio rango angular para el coeficiente de reflexión para la misma relación de capacitancia

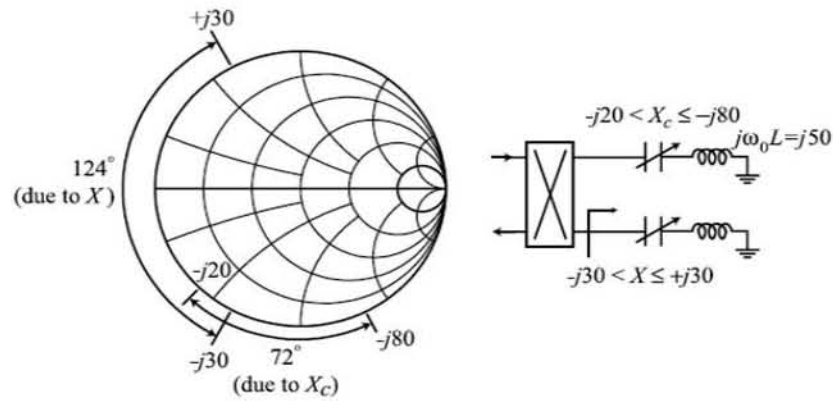


Figura 2.22. Ubicación del coeficiente de reflexión en un desplazado de fase análogo con y sin una carga inductiva. [15]

Un varactor MEMS de alta Q puede ser usado para sustituir el diodo GaAs para una baja pérdida de inserción. Electrostáticamente actuado, varactores MEMS tienen una relación de capacitancia de 1.3-1.5:1 y 2.0-2.2:1. Varactores digitales pueden ser construidos para tener una relación de 3-5:1, alcanzando desplazamientos de fase de 140° . Estos valores son óptimos para frecuencias de 0.1 a 6 GHz

2.5.1.5 Desplazador de fase basado en redes conmutadas

Térmicamente actuados, los varactores MEMS pueden ser empleados con una relación de capacitancia muy grande; sin embargo, tienen una lenta respuesta (100-1000 μ s) que no es aceptable. Otra solución es el uso de bancos de capacitores, que han sido probados hasta en 6 GHz y relación de capacitancia de 1.5 – 6:1, pero no operan en la banda X.

Es común el uso de este diseño, donde la señal de entrada es desviada a cualquier red; cada una con un pérdida de inserción casi 0 [dB] y un retraso de fase. La configuración más común es el filtro paso-bajo/paso-alto, el filtro paso-bajo retarda la fase, mientras que el paso-alto la adelanta.

Para una red LC tipo T, las ecuaciones de diseño son:

$$X_n = \tan\left(\frac{\Delta\phi}{4}\right)$$

$$B_n = \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)$$

Donde $X_n = \omega L/Z_o$, $B_n = \omega C Z_o$ para el circuito paso bajo, y $X_n = 1/\omega C Z_o$, $B_n = Z_o/\omega L$ para la red paso alto.

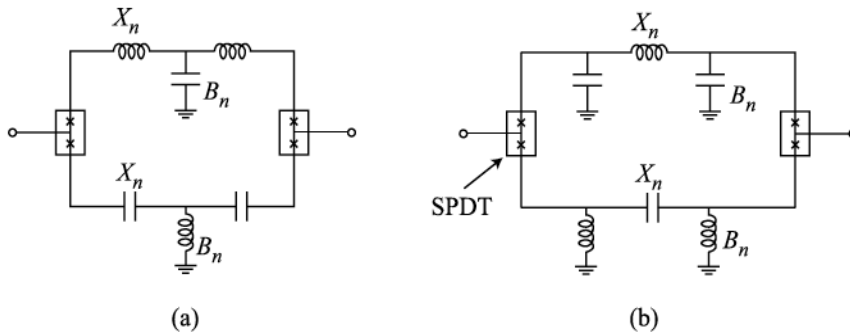


Figura 2.23 Desplazador de fase usando un filtro conmutado usando (a) redes T (b) redes π []

Para una red LC tipo π , el diseño es similar a las ecuaciones anteriores solo que B_n es remplazado por X_n , para ambos diseños el máximo desplazamiento de fase 180° (figura 2.23). Los circuitos paso bajo / paso alto pueden fácilmente implantarse usando conmutadores MEMS serie o derivación, y su implementación se muestra en la figura 2.24.

2.5.1.6 Desplazadores de fase basados en interruptor 1:N

Los MEMS DC de contacto tiene una muy baja capacitancia y pueden ser utilizados en 1:N conmutadores en 0.1 – 2.6 GHz. Desplazadores de fase de 2 y 3 bits pueden ser fabricados utilizando interruptores 1:4 (o 1:8), la diferencia sustancial comparada con diodos PIN es el uso de líneas de polarización resistivas

(20-120 KOhms) en circuitos MEMS. Esto permite la fabricación de conmutadores muy compactos, sin acopladores entre la línea de microondas y las líneas de polarización. La ventaja de los desplazadores 1:N (figura 2.25) es que la señal pasa por un par de MEMS y no cuatro veces como en otros diseños.

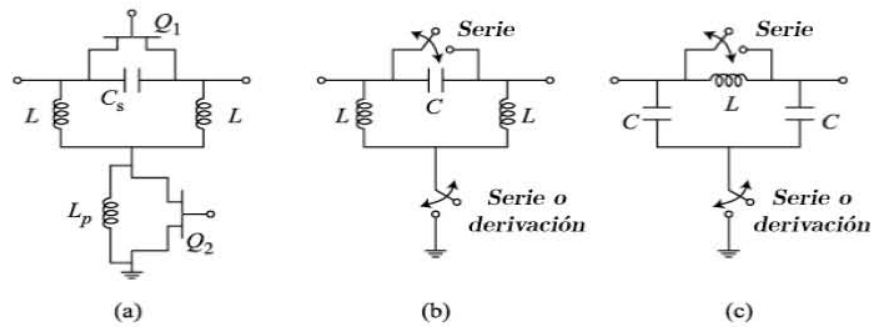


Figura 2.24 Configuraciones de circuito paso-bajo/paso-alto

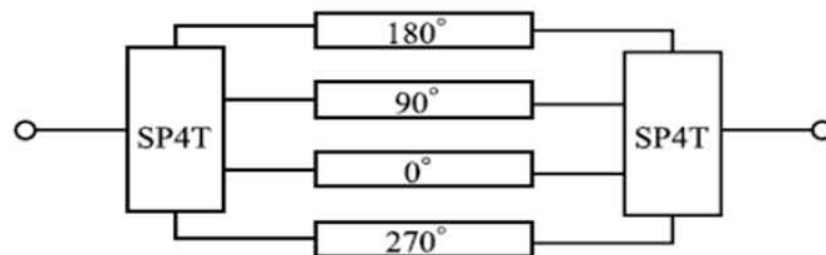


Figura 2.25 Desplazador de fase 2-bits usado interruptor MEMS de un polo cuatro posiciones. ^[15]

2.5.1.7 Desplazador de fase basado en alimentador de antena

Un desplazador de fase 0 -180°, de baja pérdida, es fácilmente implementado a través de un conmutador y una antena dipolo (figura 2.26). Cuando la señal cambia, de brazo izquierdo a brazo derecho, la fase cambia 180°; de nueva cuenta la red de acoplamiento inductiva es necesaria para compensar el stub abierto, el corto resultante de la sección no conmutada de la línea. Esta idea puede ser extendida a antenas ranurada, usando un alimentador de microstrip. La desventaja

de este diseño es un ancho de banda muy pequeño y no es óptimo para antenas de banda amplia.

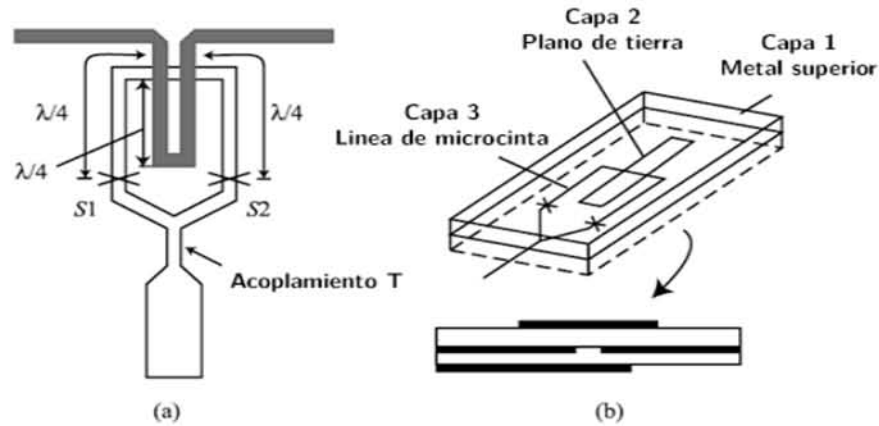


Figura 2.26 Desplazador de fase basado en un interruptor alimentador de entrada de (a) una antena dipolo y (b) la implementación para una antena ramurada con microcinta.^[15]

2.6 Procesos de fabricación de MEMS

- **Tecnología de depósito de capas finas.** Consiste en construir microsistemas mediante sucesivas etapas de deposición y grabado de finas capas superficiales.
- **Método Spin Casting.** Consiste en depositar una solución en el centro de una oblea y al girarla, la mezcla se distribuye por inercia en forma de una capa delgada homogénea.
- **Depósito de capas de material en fase gaseosa:**
 - PVD (Physical Vapour Deposition). En estos reactores el material vaporizado es depositado sobre la superficie.
 - CVD(Chemical Vapour Deposition). Se basa en procesos convectivos-difusivos de transferencia de masa, con numerosas colisiones intermoleculares

y complejos procesos de transferencia de masa y calor. Las técnicas como: intensificado por plasma o láser asistido por RF, para presiones muy bajas o muy bajas, son las más usadas para depósito de capas en micromecanizado de superficie, ya que aunque resultan más difíciles de moldear, al trabajar a presiones y temperaturas bajas permiten depositar capas amorfas, policristalinas y epitaxiales con alto grado de pureza y control a bajo coste resultando más versátiles.

- **Crecimiento epitaxial.** Permite crear una capa monocristalina sobre un sustrato base, manteniendo la estructura del cristal. Los métodos utilizados son los VPE (vapour physical epitaxy), MBE (molecular beam epitaxy), la tecnología SOI (Si sobre aislante). Otra técnica es la oxidación térmica que permite obtener capas finas o gruesas de SiO₂ mediante la difusión de oxidante (O seco o vapor de H₂O) y posterior reacción a temperaturas elevadas.
- **Metalización (plating).** Es el depósito de capas de metal, el proceso clásico es la electrolisis. También se pueden depositar los metales sin electrolisis, mediante reducción química controlada de sales minerales por un agente reductor en presencia de un catalizador adecuado.
- **Serigrafía.** Es una técnica muy similar al proceso clásico de serigrafía o impresión de grabados en tinta sobre tejidos, se obtienen capas de 10 a 50 mm de espesor, resolviendo detalles de hasta 90 mm, su ventaja reside en su menor coste.
- **Pulverización de plasma.** Consiste en que mediante un arco eléctrico de alta intensidad o una fuente de radio frecuencia, se ioniza un gas, que se mezcla con el material que se desea recubrir, este método es ampliamente utilizado con toda

clase de materiales para recubrir casi cualquier tipo de sustrato.

- **Tratamiento/Procesado local de superficies.** Es una serie de técnicas que consisten en modificar las propiedades de la superficie, no como las técnicas señaladas anteriormente que se basan en depositar capas sobre un sustrato que quedaba inalterado. Uno de los procesos fundamentales en la industria de la microelectrónica es el dopado que permite la creación de semiconductores tipo p o tipo n y se utiliza también para frenar o acelera el ataque químico sobre el Si en procesos de micromecanizado de volumen. Dos técnicas ampliamente utilizadas son las de difusión e implantación iónica, otras técnicas utilizadas son las de aleación superficial o plaqueado similares a las utilizadas en el procesado convencional de superficies pero aplicadas a escala micrométrica.
- **Micromecanizado superficial.** Es una técnica de fabricación aditiva para construir microestructuras sobre la superficie de una oblea o sustrato, mediante sucesivos procesos de depósito de capas finas, transmisión de patrones sobre dichas capas (litografía) y ataque selectivo. Son métodos habituales el ataque seco para marcar los patrones deseados sobre el plano XY de las capas depositadas y el ataque húmedo isotrópico para liberar las capas.
- **Micromecanizado en volumen.** Es una técnica de fabricación subtractiva para construir microestructuras por eliminación de material sobrante de un sustrato base, mediante el mecanizado de canales y carriles. Un método muy común es el de fototransmisión del patrón seguido de un ataque químico del sustrato.

2.6.1 Técnicas micrométricas de producción en tres dimensiones.

En la producción de microestructuras tridimensionales de mayor complejidad que las que se pueden obtener con las técnicas anteriores se utilizan otras técnicas donde es eliminado el material de forma directa mediante herramientas de corte (microtaladros, tornos de diamante, etc.) o mediante un aporte de energía como puede ser el proceso de ablación láser o el EDM (Electrical Discharge Machining), estas técnicas son especialmente útiles en el desarrollo de prototipos y aplicaciones en el rango de micras a milímetros.

- **Técnica de Wafer Bonding.** Es la unión oblea a oblea mediante enlaces hidrogenados y posterior calentamiento a temperaturas de unos 1000 °C.
- **Micromecanizado por ablación láser.** Consiste en eliminar material en la mayoría de los metales y cristales por vaporización a causa al calor, al incidir un haz de luz láser.
- **Micromecanizado por diamante.** Se pueden construir superficies muy lisas con geometría de alta precisión, se obtienen profundidades de corte de 1-3 mm, no todos los materiales son procesables por el diamante.
- **Microperforado (microdrilling).** Consistente en retirar y reinsertar repetidamente el taladro, lo que permite que las astillas generadas salgan gradualmente del agujero. Se caracteriza por la rotación de precisión del microtaladro y por un ciclo especial de perforado.
- **Estereolitografía o microfotomoldeado.** Consiste en construir la estructura tridimensional endureciendo una resina especial fotosensible de forma incremental.

Otras técnicas usadas en la realización de mecanizado de microestructuras tridimensionales son: por haz de electrones, por haz enfocado de electrones FIB, descarga eléctrica EDM, haz de plasma, entre otras. La gran mayoría de éstas pueden utilizarse, tanto en los procesos de conformado (crear estructuras 3D por técnicas aditivas), cómo en procesos de eliminación de material.

2.6.2 Técnicas LIGA

Este proceso fue desarrollado por el Centro de Investigación Karlsruhe en Alemania, en la década de 1980. Se trata de una técnica de obtención de microestructuras a partir de moldes creados mediante litografía de rayos X seguida de metalizado o simplemente obtención de las propias microestructuras realizadas por litografía de rayos X con plástico, metal, cerámicas y sus combinaciones. LIGA es un acrónimo alemán: Lithographie, Galvanoformung, Abformung, que en español significa litografía, electroformación, moldeado.

El proceso también puede ser combinado con depósitos de sacrificio para obtener micro estructuras móviles avanzadas. Sin embargo el alto costo que implica la producción del proceso, debido a que la fuente de rayos X no es de fácil acceso, limita la aplicación de esta tecnología.

2.6.3 PolyMUMPs

Los procesos MUMPs (Multi-User MEMS Proceses) son también considerados como procesos de MEMS multiusuario, los cuales consisten en reglas estandarizadas para componentes y procesamiento de MEMS. MUMPs es además

un programa comercial bien establecido que proporciona un acceso económico para la fabricación de MEMS, a la industria, universidades y gobiernos. Existen tres procesos estandarizados MUMPs: PolyMUMPs, SOIMUMPs y MetalMUMPs

PolyMUMPs fue desarrollado en la Universidad de California, durante la década de 1980, el proceso es considerado un estándar de micromaquinado de superficie para muchas industrias a partir de 1992, y la fecha. El proceso ha sido modificado para incrementar la flexibilidad y versatilidad en un ambiente multiusuario, ya que permite diseñar, probar los prototipos y acelerar sus procesos de desarrollo. PolyMUMPs es, además, un proceso de micromaquinado de superficie, con tres capas de polisilicio que sirven como las capas estructurales, dos capas de óxido PSG, usadas como capas de sacrificio y una capa de nitruro de silicio, como aislante entre el polisilicio y el sustrato. El proceso de fabricación se relata a continuación: una oblea de silicio de 100 [mm] de diámetro, tipo N (100) y con resistividad de 1-2 [Ω cm] es dopada con fósforo. Se depositan 600 [nm] de nitruro de silicio $\text{NB}_3\text{BSiB}_4\text{B}$ que actúa como aislante eléctrico entre la oblea y el circuito que se formará. Se depositan 500 [nm] de polisilicio (Poly0), una capa fija al plano de tierra, esta película es modelada mediante fotolitografía (primera máscara o nivel POLY0) y grabada para crear la estructura deseada. Una capa de 2.0 [μ m] de PSG (primer óxido) es depositada, siendo una capa de sacrificio, removida al final del proceso y modelada por fotolitografía (nivel de máscara DIMPLE) y grabada con una profundidad de 0.75 [μ m], con el propósito de crear dimples, los cuales son pequeñas protuberancias que ayudan a reducir los voltajes de actuación o fenómenos de pegocidad entre las estructuras (stiction). Posteriormente, se hace otro modelado a nivel de máscara ANCHOR1 con la finalidad de unir la próxima capa estructural (Poly1) al nitruro o al primer polisilicio (Poly0), después de esto se procede al grabado. El siguiente paso es depositar la primera capa estructural, de 2.0 [μ m] de polisilicio (Poly1), se modela

con procesos de fotolitografía (nivel de máscara POLY1) y se graba para crear el patrón deseado. Después de la primera capa estructural se deposita la segunda capa de sacrificio: 0.75 [m] de PSG (segundo óxido). Esta capa es modelada utilizando dos niveles diferentes de máscara:

- El primer modelado (nivel de máscara POLY1_POLY2_VIA) tiene el objetivo de unir la siguiente capa estructural (Poly2) al segundo polisilicio (Poly1), después del proceso de fotolitografía se hace el grabado correspondiente.
- El segundo modelado (nivel de máscara ANCHOR2) tiene el objetivo de unir la siguiente capa estructural (Poly2) al nitruro o al primer polisilicio (Poly0), después del proceso de fotolitografía se hace el grabado correspondiente.

Una vez que se han grabado los espacios para unir las capas estructurales o anclarlas, se depositan 1.5 [m] de polisilicio como segunda capa estructural (Poly2), se modela la película (nivel de máscara POLY2) y se graba para lograr la estructura deseada. El último depósito del proceso es una capa de 0.5 [m] de oro (metal) la cual puede servir para probar el dispositivo, unirlo a otros dispositivos, conectarlo eléctricamente o como espejo de alta reflectividad. La oblea es modelada litográficamente (nivel de máscara METAL) y después se deposita y modela el oro. Al final se liberan las dos capas de sacrificio de PSG y la estructura queda totalmente formada.

2.7 Análisis de los procesos para la fabricación de desplazadores de fase MEMS

Existen algunas alternativas para mejorar los dispositivos hechos con el proceso POLYMUMPs, entre las cuales se pueden mencionar:^[4]

- Trabajar el proceso de forma inversa al considerar las capas poly0, poly1 y poly2 como poly2, poly1 y poly0, respectivamente, con la finalidad de quitar mediante un postproceso el sustrato de alta conductividad que está unido a poly0 y de unir la capa poly2 a una oblea de silicio no dopado de alta resistividad mediante el proceso anodic bonding. De esta manera, ahora poly2 es una capa eléctrica y poly1 y poly0 son ahora las capas estructurales.
- El ataque al sustrato en la parte inferior de la oblea para remover una porción de sustrato y aumentar el aislamiento. Este ataque puede llevarse a cabo con la ayuda de una alineadora de máscaras que tenga la opción de side align, el cual tiene el objetivo de formar una trinchera por debajo de la oblea para disminuir la conductividad del sustrato.
- La utilización de un sustrato de silicio de alta resistividad no dopado o de un material dieléctrico como cuarzo, lo cual disminuiría más la conductividad del sustrato.

En este trabajo la modificación que se propone hacer al proceso PolyMUMPs es la utilización de un sustrato de cuarzo, el cual ayudaría a resolver el problema de la transmisión de la señal en el estado abierto y así obtener un aislamiento adecuado entre la entrada y la salida de la señal de RF. Cabe mencionar que esta modificación al proceso polyMUMPs es viable en su fabricación, de acuerdo a la propia empresa MEMSCAP, y puede ser realizada como un postproceso o como un

proceso particular de fabricación, donde el polisilicio sea depositado directamente en un sustrato de cuarzo. La tabla 2.5 muestra las propiedades eléctricas del cuarzo.

Tabla 2.5 Propiedades eléctricas del cuarzo

Propiedad	Valor
Permitividad eléctrica	3.75
Conductividad [S/m]	1.33X10P-18P
Densidad [kg/mP3P]	2210

2.8 Conclusiones

En el presente capítulo describió de manera general los beneficios de la miniaturización y se ahondó en cómo este proceso se ha extendido a varios ámbitos del quehacer humano. En este sentido, la tecnología MEMS ha sido esencial para que hoy día podamos encontrar máquinas fabricadas a escala micrométrica en un gran número de dispositivos de uso científico, militar y cotidiano. En los próximos años, el desarrollo de nuevas aplicaciones MEMS estará influenciado por dos instancias: las mejoras tecnológicas y las necesidades de la aplicación. La primera consistirá en perfeccionar y evolucionar los sistemas actuales mediante los métodos subyacentes de esta tecnología, como son los procesos de microfabricación y encapsulado; las técnicas de manipulación de señales y las metodologías de diseño. Lo segundo será identificar deficiencias en los sistemas actuales y corregirlas, empleando tecnología ya existente.

La rama de la tecnología MEMS, de uso a radiofrecuencias y microondas se han denominado RF MEMS, con posibilidades de generar componentes con prestaciones que pueden llegar a tener un profundo impacto en las comunicaciones inalámbricas, en sus diversos dispositivos, como son los interruptores, capacitores y

antenas. Sus aplicaciones para obtener desplazadores de fase, filtros, líneas de transmisión, osciladores y antenas con la versatilidad y capacidad de reconfiguración que esta tecnología proporciona. Se muestra el carácter multidisciplinario de su desarrollo y con posibilidades en crecimiento cada vez mayores en el mercado de elementos inalámbricos, esenciales para los dominios del uso cotidiano.

Bibliografía

- [1] *Introducción al curso de MEMS*.
http://www.inems.com/MEMS_course_AREA/01_introduction/MEMS_History.htm
- [2] Banks D. (2006), *A Practical Guide*, “Microengineering, MEMS, and Interfacing”, CRC.
- [3] Bachmo M. (2008), *Introduction to MEMS (Engineering the Microworld)*. University of California: Irvine INRF. Lectures 1, 2, 3, 4, 5, 8, 9, 11, 15, 20.
- [4] Esparza A. y Trinidad E. (2005), *Diseño de un interruptor MEMS para antenas de arreglos de fase en la banda Ka. (Tesis de Licenciatura)*, Facultad de Ingeniería: Universidad Nacional Autónoma de México.
- [5] Rebeiz G., Tan G., Hayden J. (June, 2002), *IEEE Microwave Magazine*, “RF MEMS Phase shifters Design and Applications”,
- [6] Korving J. (2006), *MEMS: A Practical Guide to Design, Analysis, and Applications*.
- [7] Maluf N. (2002). *An Introduction to Microelectromechanical Engineering*. Artech House.
- [8] Myer K. (2006) *Mechanical Engineers’ Handbook: Instrumentation, Systems,*

Controls, and MEMS, Volume 2, Third Edition: John Wiley & Sons.

- [9] Rebeiz G., Muldavin J. (December, 2001), *IEEE Microwave Magazine*, “RF MEMS Switches and switch circuits”
- [10] Varadan V. et al. (2007), *RF MEMS and their applications*: Wiley
- [11] Hilbert J. (August, 2008), *IEEE Communications Magazine*, “L.RF-MEMS for wireless communications”, pp. 68-64.
- [12] *CAD Application to MEMS Technology*. Lecture 18.
<http://www.eng.utah.edu/~gale/mems/>
- [13] *Microwave Journal* (2001), “Mems for RF/microwave wireless applications: the next wave”.
- [14] Lucyszyn S. (March, 2004), *IEEE proceedings*, “Review of radio frequency microelectromechanical system technology” Vol 151, No. 2.
- [15] Rebeiz G. (2003) *RF MEMS: Theory, design and technology*: Wiley & Sons. 2003.

CAPÍTULO 3

DISEÑO DE DESPLAZADORES DE FASE MEMS

A. Gardner Fox^[1] establece que la fase de una onda de salida pueda ser recorrida con respecto a una onda incidente de entrada, esto es conocido como el *principio de cambio de fase de Fox*, con la finalidad de crear un desplazador de fase que suministrará un corrimiento de fase continuo y acumulativo, por medio de un ajuste rotatorio. En principio su aplicación enfatizó, como principal propiedad, la capacidad de transmisión del cien por ciento de la potencia disponible de la una fuente con una fase variable. Esta es una propiedad muy útil en el rango de frecuencia de microondas, donde la potencia no puede ser recuperada fácilmente por amplificación, considerando aplicaciones con un manejo de potencia de varios cientos de kilowatts. El manejo de potencia, sin el empleo de amplificadores, es característico de las antenas en arreglos de fase.

3.1 Diseño de un desplazador de fase tipo espirafase

El concepto de antena espirafase se introdujo con el propósito de reducir los costos de producción de los arreglos reflectivos. En su forma más básica la antena espirafase es una espiral de brazos múltiples cuyo patrón de fase es conmutado por medio de diodos para tener el corrimiento de fase en la apertura deseada para explorar el haz de la antena. Además como reflector, la impedancia de la terminación de los brazos múltiples de la espiral también es conmutada por diodos de tal forma que parezca que la espiral gira sobre su eje.

Entonces, el principio de cambio de fase de Fox es idóneo para cumplir con el principio de espirafase ya que es posible que el elemento de una antena sea rotado de su posición original y se obtenga un corrimiento de fase controlado. Mientras que el movimiento mecánico puede simularse electrónicamente o por métodos mecánicos óptimos.

Se asume que una onda con polarización lineal incide normalmente sobre el elemento, el campo eléctrico de esta onda puede ser representado de la siguiente forma:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{jkz} \quad (1)$$

Donde \vec{E}_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son vectores unitarios, k es el número de onda y $j = \sqrt{-1}$

La componente vertical de dicha onda incidente es reflejada por los cortos en la ranura, la estructura actúa como una superficie frecuencia selectiva, cuando el perímetro del anillo resonador es aproximadamente igual a la longitud de onda λ , una resonancia paralela ocurre y esta superficie llega a ser transparente para el componente horizontal, con la pantalla de metal situada a una distancia $\lambda/4$, este componente es reflejada con coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} cercano a 1 en la frecuencia

de resonancia paralela \mathcal{W}_P .

La frecuencia de resonancia \mathcal{W}_S depende de grosor de los cortos radiales, en esta frecuencia la componente vertical incidente es reflejada con un coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} , cercano a -1. Cuando la condición...

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (2)$$

(...) es satisfecha la onda incidente es reflejada en la dirección +z.

De acuerdo con el principio de cambio de fase de Fox, la fase de la onda reflejada depende de la posición de la posición angular del corto ψ introduciendo un cambio de fase de 2ψ en la onda reflejada, en otras palabras se introduce un cambio de fase de 0° o 180° .

Cuando la condición 2 no es satisfecha la onda reflejada puede ser representada por la suma de dos ondas polarizadas circularmente:

$$E_r = 0.5E_0 e^{2j\gamma} (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{-jkz} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{-jkz} \quad (3)$$

Donde γ es el ángulo que determina la posición angular del corto.

La primera componente de (3) es una onda con una fase controlada y la segunda no depende de la posición angular del corto, siendo una onda no controlada; esta onda no controlada puede ser prevista minimizando las pérdidas de inserción, entonces la estructura introduce una diferencia de fase de 180° entre las componentes ortogonales, de la onda reflejada, maximizando la magnitud de la onda controlada y eliminando la onda no controlada.

Se propone la siguiente geometría para un desplazador de fase y es mostrado en la figura 3.1, con base en la propuesta de superficies selectivas de frecuencia FSS^[2], contiene un anillo resonador ranurado en una capa de metal de 0.017[mm], con dos cortos metálicos radiales fijos en $\Psi = 90^\circ$ y 270° , sobre una un dieléctrico

con $c = 0.51$ [mm] con $\varepsilon = 3.4$ con a y $b = 5.715$ [mm], radio interior $r_{\text{int}} = 3.8$ [mm] y radio exterior $r_{\text{ext}} = 5.5$ [mm]. La estructura se encuentra a una distancia $L = 3.6$ [mm] de una pantalla de metal.

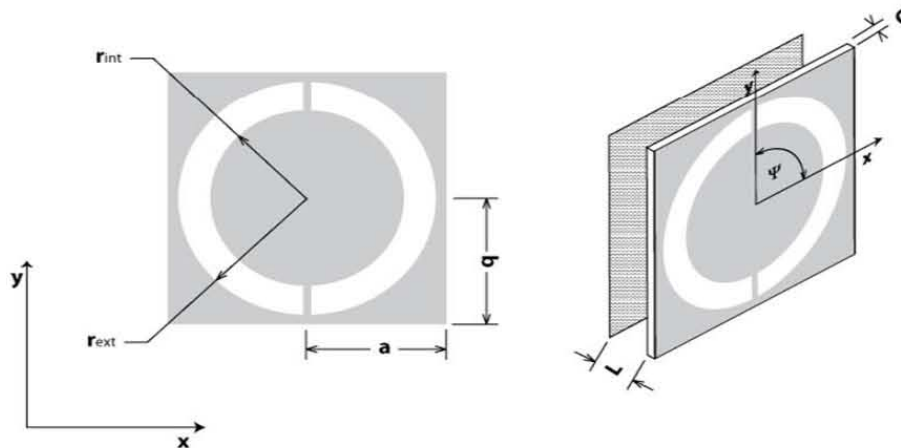


Figura 3.1 Geometría del desplazador de fase

3.2 Resultados de la simulación numérica

La estructura presentada fue simulada numéricamente, donde se hace incidir una onda con polarización lineal en un rango de frecuencias de 7 a 25 [GHz], los resultados se relatan a continuación. En la figura 3.2 se muestra la magnitud del coeficiente de reflexión de la onda reflejada sobre la componente horizontal, su valor es 1 desde los 7 [GHz] hasta los 22 [GHz].

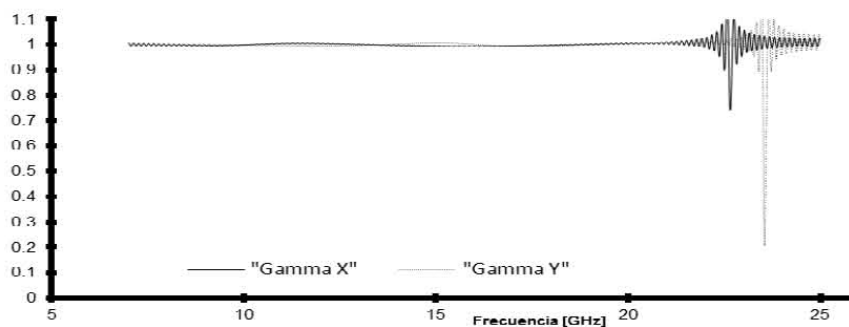


Figura 3.2 Magnitud de coeficiente de reflexión

La pérdida de conversión es menor a 1 [dB] (figura 36) va de un rango de 10 a 15.36 [GHz]

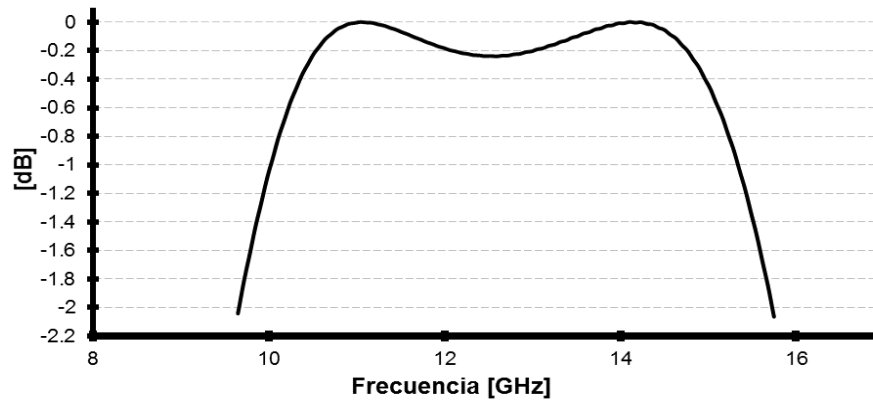


Figura 3.3 Pérdidas de conversión

El corrimiento de fase de 0° a -180° que satisface el principio de Fox, se ubica en el rango que va de 8.3 a 10.2 [GHz], con una tolerancia de $\pm 10^\circ$. El resultado se observa en la figura 37.

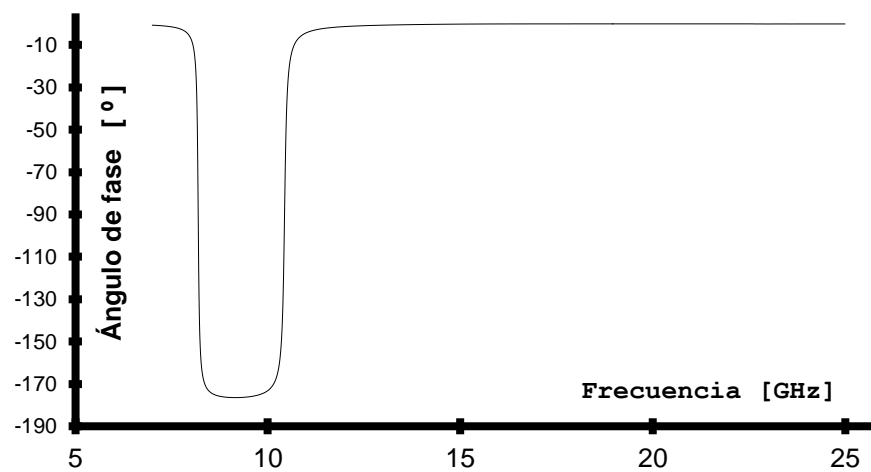


Figura 3.4 Gráfica A

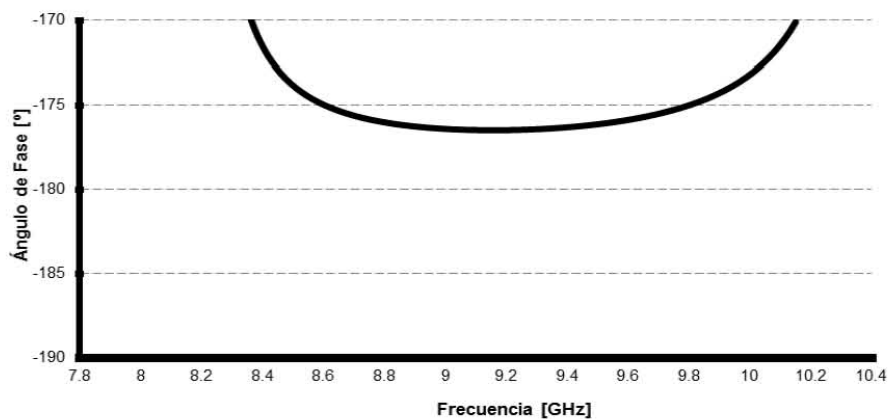


Figura 3.5 Gráfica B. Desplazamiento de fase: (a) rango de frecuencias, (b) rango donde ocurre valores cercanos a -180° .

3.3 Optimización de los desplazadores de fase

Si bien, una de las desventajas de los cortos radiales es permanecer fijos en una posición angular, al ser implementado dentro de arreglo de fase será necesario usar una estructura por cada posición Ψ de los cortos para obtener una coherencia de fase. La implementación de interruptores MEMS localizados en el sitio angular Ψ , permite a la estructura controlar la fase de la onda reflejada, encendiendo o apagando el interruptor en la posición radial deseada, con la posibilidad de incrementar el número de bits por estructura. Esta tarea requiere de una velocidad de conmutación alta para lograr una reconfiguración dinámica (ver figura 3.6).

Las características del interruptor MEMS para este tipo de aplicación es una configuración serie que permite cortocircuitar las partes exterior e interior del anillo, de tipo torsional para obtener un bajo voltaje de actuación y un alto aislamiento.

Para llevar a cabo esta tarea, se propone realizar un estructura que permita conmutar dos posiciones a $\Psi=0^\circ$ y $\Psi=90^\circ$. Para conseguirlo se ha seleccionado un interruptor MEMS (figura 39) que fue diseñado por una estudiante de la Facultad

de Ingeniería [3] basado en el proceso polyMUMPs, el cual emplea un sustrato de cuarzo en el área de contacto, para compensar el bajo desempeño en altas frecuencias del sustrato de silicio dopado y en adelante será denominado interruptor MEMS I.

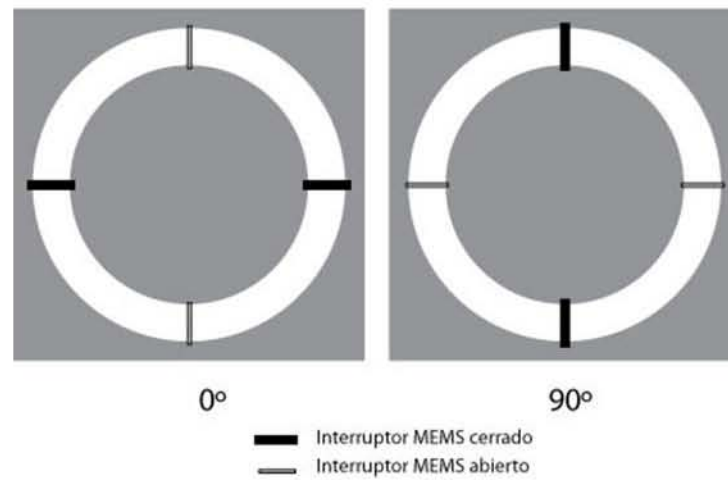


Figura 3.6 Posiciones de interruptores MEMS en configuración 2 bits.

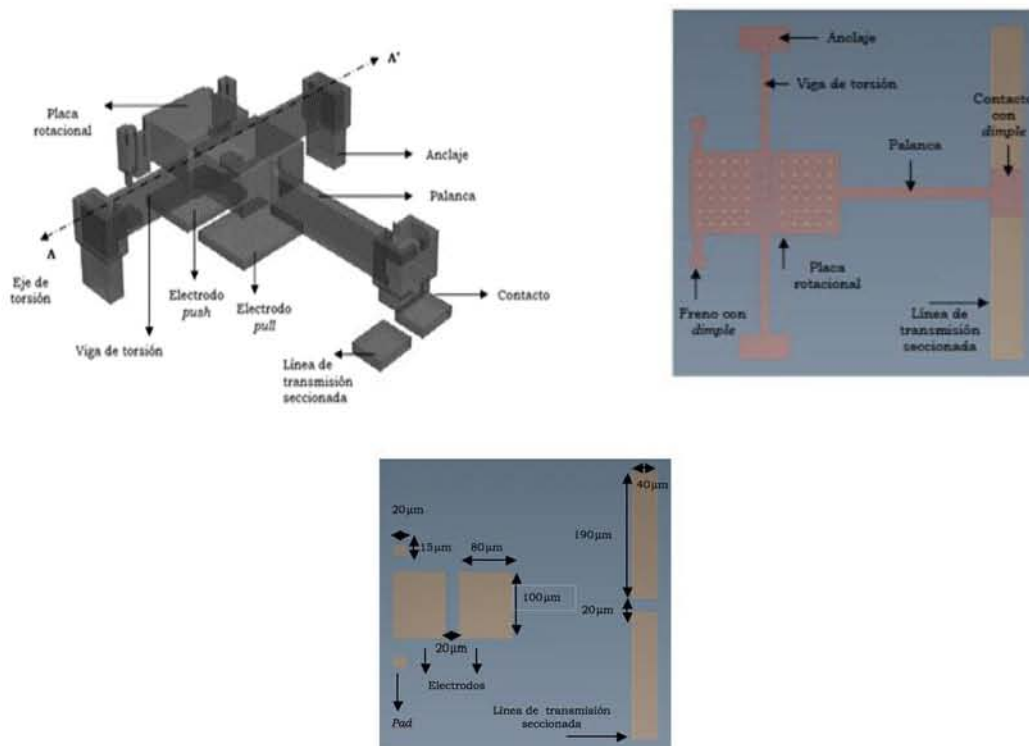
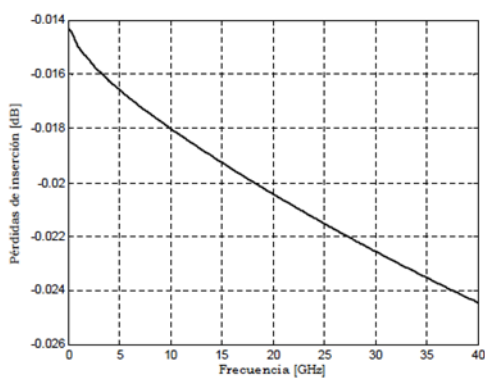


Figura 3.7 Características mecánicas del interruptor MEMS I. [3]

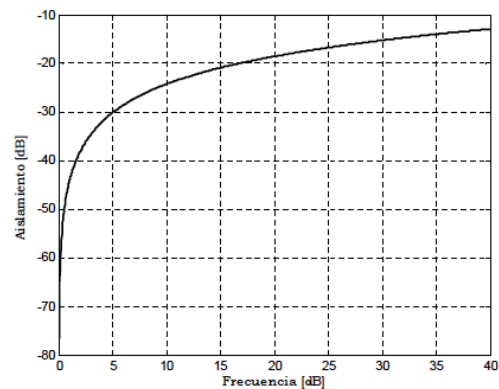
El dispositivo presenta las características mostradas en la tabla 3.1 y sus curvas de pérdidas de inserción y aislamiento se reproducen la figura 3.8. La primera curva (figura 3.7a) será empleada para modelar el comportamiento en estado cerrado, de igual forma para el caso de interruptor apagado, se emplea la curva que presentan los valores de aislamiento (figura 3.7b).

Tabla 3.1 Características interruptor MEMS I

Parámetro	Valor
Longitud [μm]	400
Ancho [μm]	400
Altura [μm]	5.1
Espesor [μm]	2
Rango de frecuencia [GHz]	0 – 40
Pérdidas de inserción [dB]	-0.01 a -0.02
Aislamiento [dB]	-76 a -12
Voltaje de pull-in [V]	7.5 – 8
Voltaje de push-in [V]	12.7 - 13.1
Tiempo de conmutación [μs]	25



(a)



(b)

Figura 3.8 Valores de pérdida de inserción y aislamiento del interruptor MEMS I

Para la simulación numérica del interruptor MEMS I dentro de la estructura del desplazador de fase se obtuvieron los modelos eléctricos de las impedancias

equivalentes para las situaciones de encendido y apagado, exhibidos en la figura 41, mismos que hacen una aproximación a las curvas características del interruptor.

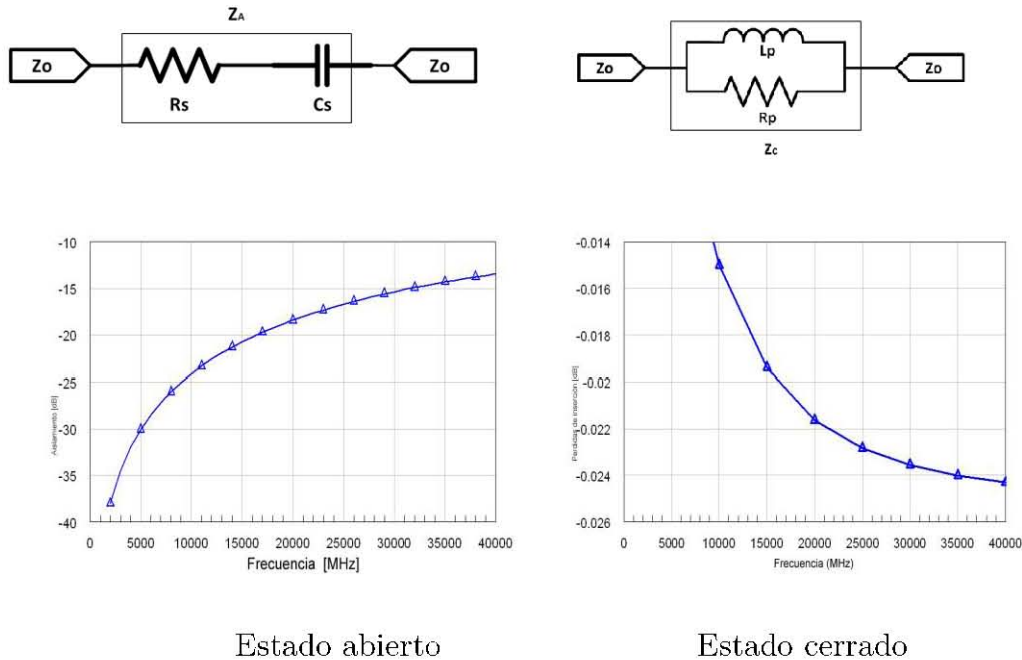


Figura 3.9 Estados aproximados del interruptor MEMS I

Los valores de las impedancias $Z_C = 3.4199 + 19 \times 10^{-9}j [\Omega]$ y $Z_A = 15100 - 0.00930j [\Omega]$ fueron introducidos en la simulación numérica de estructura, acorde al estado que representan, sobre cortos que radiaran la onda reflejada para caso del estado cerrado las posiciones angulares $\Psi = 90^\circ$ y 270° ; para el caso de abierto se ubicaron en las posiciones $\Psi = 0^\circ$ y 180° .

El producto del cálculo numérico, arroja una pérdida de conversión sobre -1[dB] en un rango de 9.3 a 15.3 [GHz] figura 42, y un desplazamiento de fase de hasta -178 [°] como máximo en un rango va de 8.6 a 10.2 [GHz] plasmado en la figura 43.

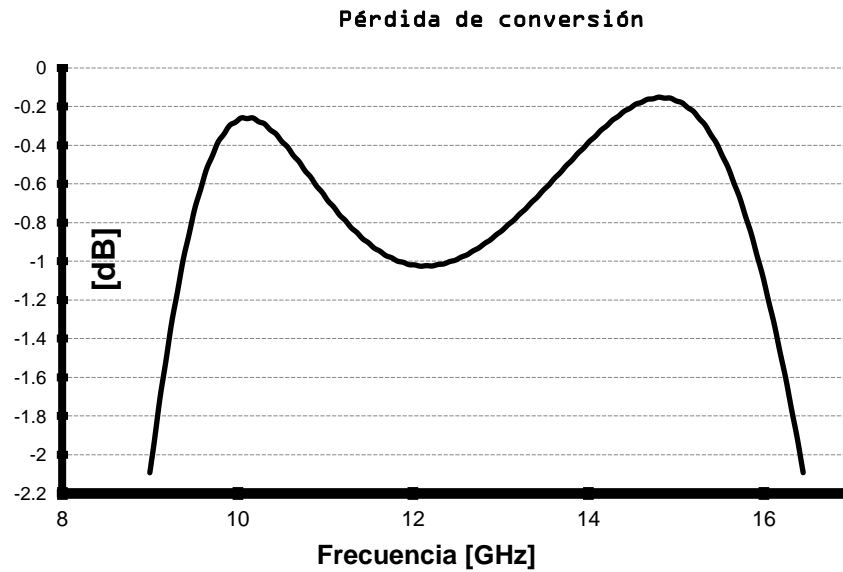


Figura 3.10 Pérdidas de conversión de la estructura simulada con interruptor MEMS I

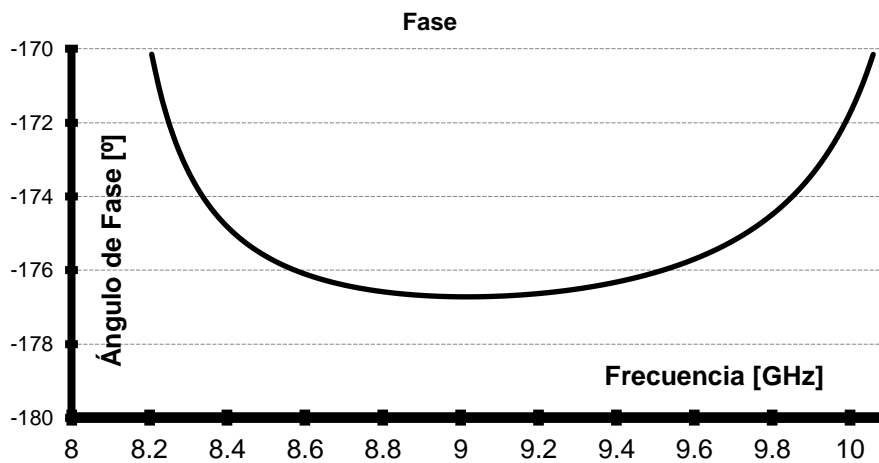


Figura 3.11 Fase de la estructura simulada con interruptor MEMS I

De forma análoga, se empleó la misma técnica para evaluar el interruptor comercial MEMS de tipo torsional, RMSW200 diseñado para su uso en radiofrecuencia. Las características que ofrece el dispositivo se muestran en la tabla 9, y las curvas asociadas a los parámetros de pérdidas de inserción y aislamiento son impresos en la figura 44.

Tabla 3.2 Características interruptor RMSW200

Parámetro	Valor
Longitud [μm]	1370
Ancho [μm]	1240
Altura [μm]	650
Espesor [μm]	250
Rango de frecuencia [GHz]	0 – 40
Pérdidas de inserción [dB]	-0.01 a -0.39
Aislamiento [dB]	-15 a -55
Velocidad de conmutación [μm]	10
Voltaje encendido V]	100
Voltaje apagado V]	0

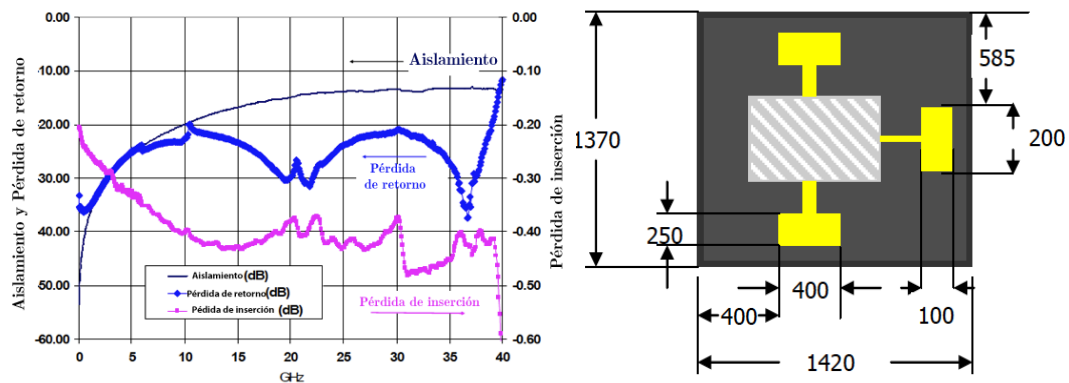


Figura 3.12 Características de interruptor MEMS RMSW200, dimensiones [μm]

Los circuitos eléctricos equivalentes al *estado apagado* (aislamiento) y *encendido* (pérdida de inserción) del interruptor se presentan en la figura 3.12, los cuales son empleados para aproximar los valores de las curvas de comportamiento entregadas por el fabricante, con los valores $Z_A = 56234 - 0.09146j[\Omega]$ y $Z_C = 0.3846 + 92.67 \times 10^{-9}j$.

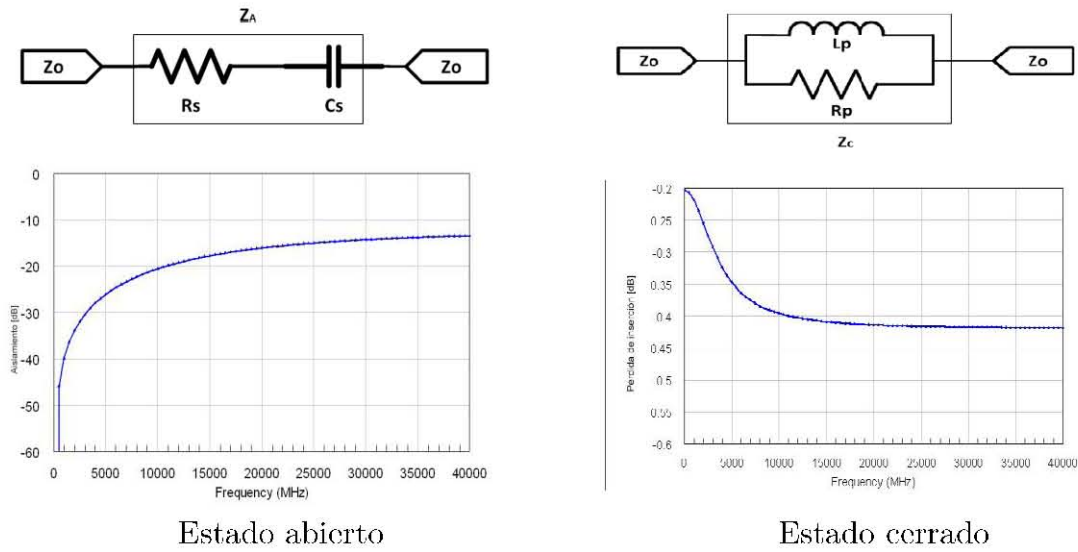


Figura 3.13 Circuitos eléctricos equivalentes interruptor MEMS RMSW200

1.4 Comparación de resultados

En la figura 3.14 se dibujan las curvas de pérdida de conversión obtenidas para los tres casos de desplazador de fase presentados. Se aprecian valores por encima de -1[dB] para las tres opciones. Con el empleo del Interruptor MEMS I, se observa, un rango de frecuencias de 6.18 [GHz], sin embargo, el interruptor RMSW200 guarda perdidas más cercanas a cero, con un ancho de banda menor. De las tres situaciones ejemplificadas, el modelo ideal con cortos metálicos establece menores valores de pérdida.

El desplazamiento de fase de la gráfica de la figura 3.15 refleja la comparación entre los tres ejercicios: con el modelo con cortos metálicos, el corrimiento de fase es efectivo en el rango comprendido entre 8.2 y 10.1 [GHz]. El interruptor RMSW200 tiene el menor rango de cobertura, entre 8.2 y 10 [GHz], en comparación con el interruptor MEMS I, que mantiene una curva sobre los valores de 8.3 a 10.1 [GHz]. El máximo valor alcanzado es -176° para los tres casos.

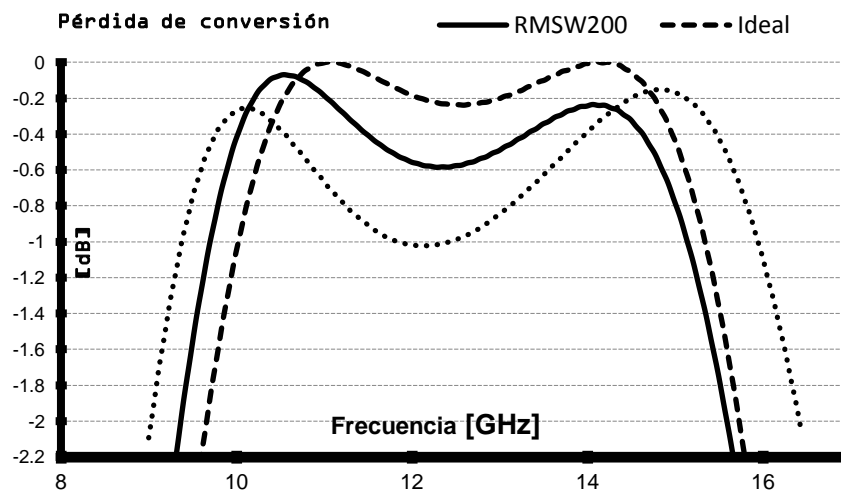


Figura 3.14 Comparativa de pérdida de conversión

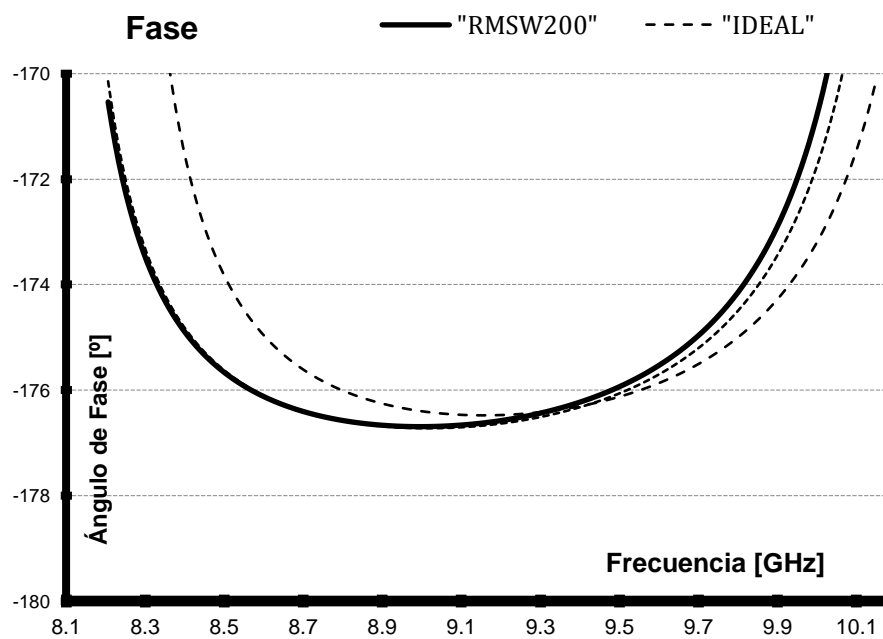


Figura 3.15 Comparativa del desplazamiento de fase

1.5 Conclusiones

En este capítulo, mediante *el principio de cambio de fase de Fox*, se sustentó la ecuación que apoya la propuesta de un desplazador de fase tipo espirafase con

cortos metálicos radiales fijos, con las posiciones angulares $\Psi = 90$ y 270 [°], para obtener un cambio de fase de -180° , y pérdidas de conversión menores a 1 [dB].

Para mejorar las desventajas de los cortos fijos, y beneficiarse de las ventajas de los interruptores MEMS, se hace uso de ellos para reconfigurar dinámicamente las aperturas en posición angular deseada, logrando una respuesta en frecuencia de la superficie de la estructura.

Se emplearon los circuitos equivalentes en estado encendido y apagado de dos interruptores MEMS: el interruptor MEMS I y el RMSW200. Las simulaciones numéricas dan constancia que el interruptor MEMS I, presenta un mejor desempeño frente a los resultados que el RMSW200, en cuanto ancho de banda; sin embargo, éste último tiene mejores resultados en la pérdida de conversión, alcanzado un valor de -0.07 [dB]. El desplazamiento de fase tiene un máximo valor logrado es -176 [°].

Bibliografía

- [1] Gardner F. (December, 1947), *Pire*, “An Adjustable waveguide phase changer”, Vol. 35, No. 12, pp. 1489-1498.
- [2] Martynyuk E. y Martínez J. (March, 2001), *Electronic Letters*, “Frequency-Selective Superfice Based on Ring Shorted Ring Slots”, Vol. 37, No. 5.
- [3] Esparza A. y Trinidad E. (2005), *Diseño de un interruptor MEMS para antenas de arreglos de fase en la banda Ka. (Tesis de Licenciatura)*, Facultad de Ingeniería: Universidad Nacional Autónoma de México.
- [4] Martynyuk E., Martínez J., Martynyuk N. (January 2004), *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, “Spiraphase-type Reflectarrays Base don Loaded Ring Spots Resonates”, Vol. 52, No. 1.

CAPÍTULO 4

INTEGRACIÓN DEL DESPLAZADOR DE FASE AL ELEMENTO RADIADOR Y SU EFECTO EN EL ARREGLO DE FASE

4.1 Diseño del elemento radiador basado en el principio espirafase

El empleo de interruptores MEMS permite modificar dinámicamente la posición angular de cortos en apertura y, con ello, reconfigurar la respuesta de la estructura en fase. La ubicación de los interruptores para diferentes condiciones de

conmutación contribuye a que la superficie tenga un comportamiento bajo; el principio espirafase, entonces, el interruptor MEMS actúa como elemento radiador equivalente a un diodo PIN.

A partir de la estructura empleada en el capítulo 3, se desarrollara un desplazador de fase del tipo espirafase de 4 bits con el interruptor RMSW200, cuyas características que debe cubrir son:

- Cumplir el *principio de cambio de Fox*.
- Tener pérdidas menores a -1 [dB].
- Conservar una banda de operación de 1 [Ghz].

La figura 4.1 exhibe la ubicación de los interruptores en posiciones angulares $\Psi = 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270$ y 315 [°]. A partir de esta estructura, la reconfiguración dinámica de la celda, conmutará a un estado abierto, en los interruptores localizados en $\Psi = 0, 45, 135, 180, 225$ y 315 [°]; y cerrado para las posiciones $\Psi = 90$ [°] y 270 [°]. La configuración tendrá efecto cuando la onda incidente sea paralela a $\Psi = 90$ [°], y será reflejada con un desfase de -180 [°]. Las otras configuraciones posibles ocurren, cuando el ángulo de incidencia sea paralelo a $\Psi = 0, 25$ y 135 [°] respectivamente.

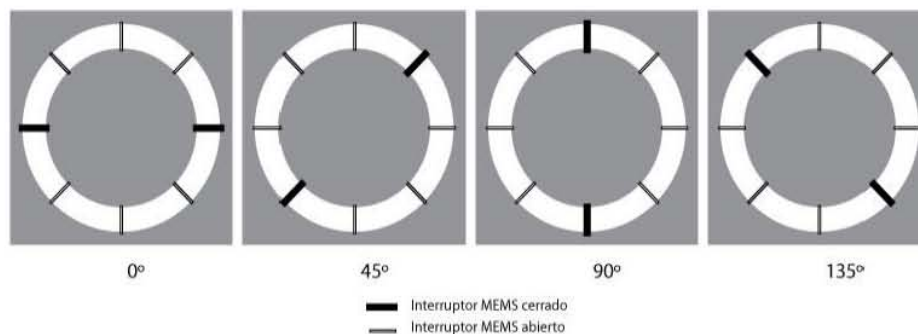


Figura 4.1 Posiciones angulares en la estructura de 4 bits

4.2 Análisis del desplazador de fase digital

La ecuación (3) continúa siendo el sustento matemático para demostrar el comportamiento de la nueva configuración de la estructura. Se asume la incidencia de una onda con polarización vertical normal al conjunto, que es reflejada con un coeficiente de reflexión Γ cercano a -1, para satisfacer el *principio de cambio de Fox*.

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (2)$$

La simulación numérica emplea los circuitos equivalentes en estado abierto y cerrado del interruptor MEMS RMSW200 obtenidos en el apartado 3.3, La magnitud del coeficiente de reflexión Γ , paralelo y perpendicular, con vistas en la figura 49 es cercano a 1, manteniéndose constante su valor cercano a 1 en el rango de 0 a 20 [GHz]. La pérdida de conversión desprende resultados esperados por encima de -1 [dB] con un ancho de banda en el rango 9 a 13.2 [GHz].

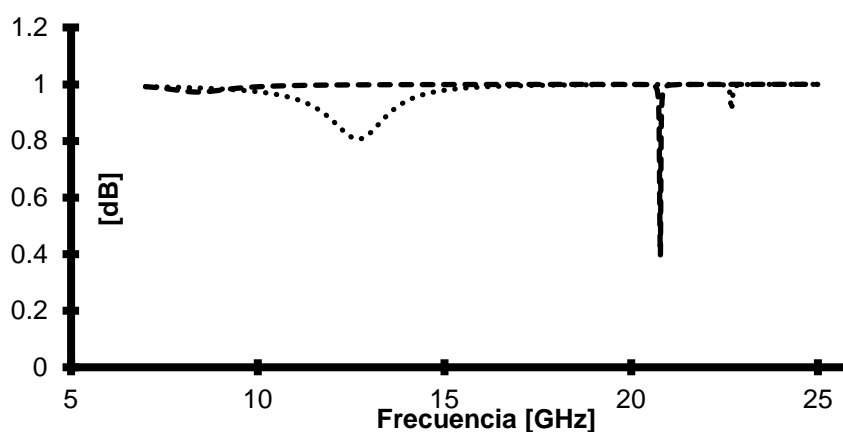


Figura 4.2 Magnitud de Γ para la estructura reflectiva

El desplazamiento de fase ocurre en una franja que va de 8.2 a 10.2 [GHz], de acuerdo a la figura 4.3, con un valor hasta de -177 [°].

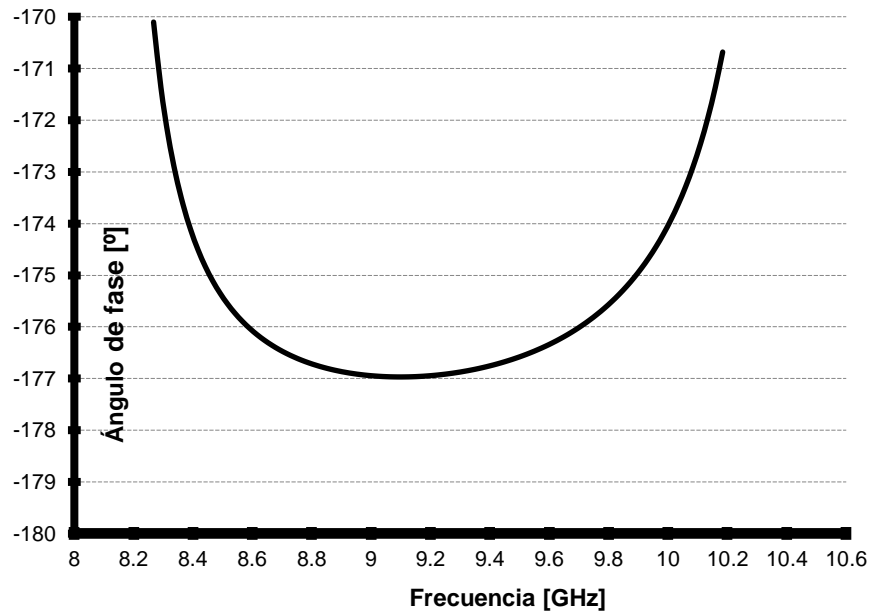


Figura 4.3 Desplazamiento de fase para la estructura reflectiva

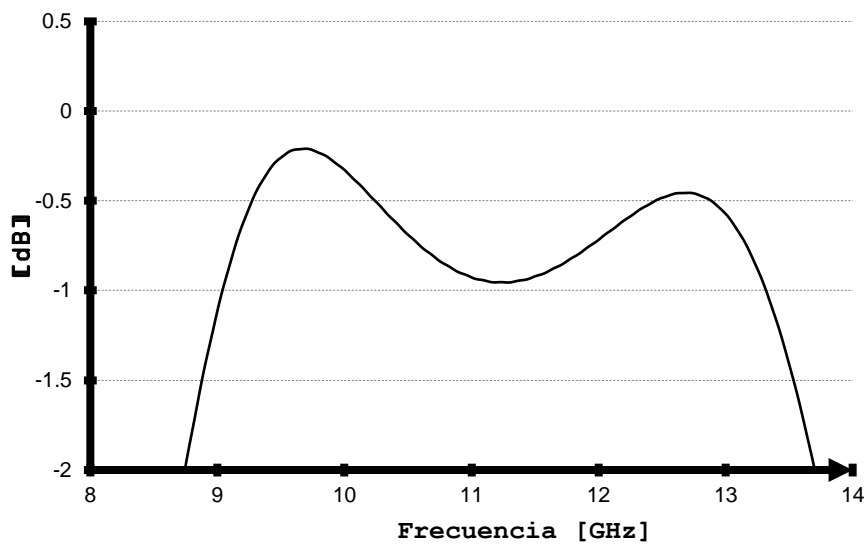


Figura 4.4 Pérdida de conversión estructura 4 bits.

4.3 Optimización de los estados de fase del desplazador

Los resultados, arriba presentados, cumplen con la expectativa planteada. Para lograr una optimización de la estructura, en un estudio, se realiza una mejor aproximación de los circuitos equivalentes en estado abierto y cerrado del interruptor RMSW200:

- **Estado abierto.** El circuito mostrado en la figura 4.5 muestra la impedancia para el estado abierto del interruptor, además, presenta una aumento en su valor de 56134 a 288550 $[\Omega]$ para R_S y decremento 18.5 a 16.33 [fF] para el caso C_S ; para garantizar un alto aislamiento interruptor en estado abierto. En la figura 4.6 se aprecia la gráfica de comportamiento del circuito.
- **Estado cerrado.** De igual forma, se optimizan los valores correspondientes al estado cerrado para las posiciones radiales 90° y 270° , que de manera inicial el circuito equivalente es representado por una inductancia L_p y resistencia R_p en paralelo, los valores de R_p y L_p toman las magnitudes de 2.62 $[\Omega]$ y 104.5 [pH] respectivamente.



Figura 4.5 Impedancia equivalente mejorada estado abierto.

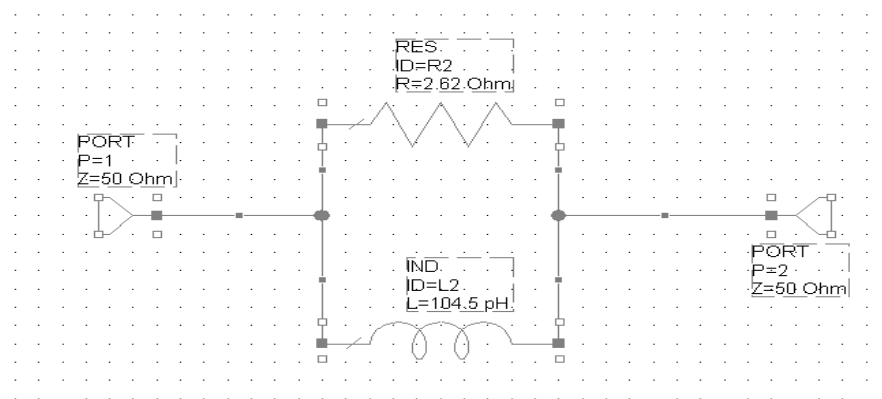


Figura 4.6 Impedancia equivalente estado cerrado interruptor

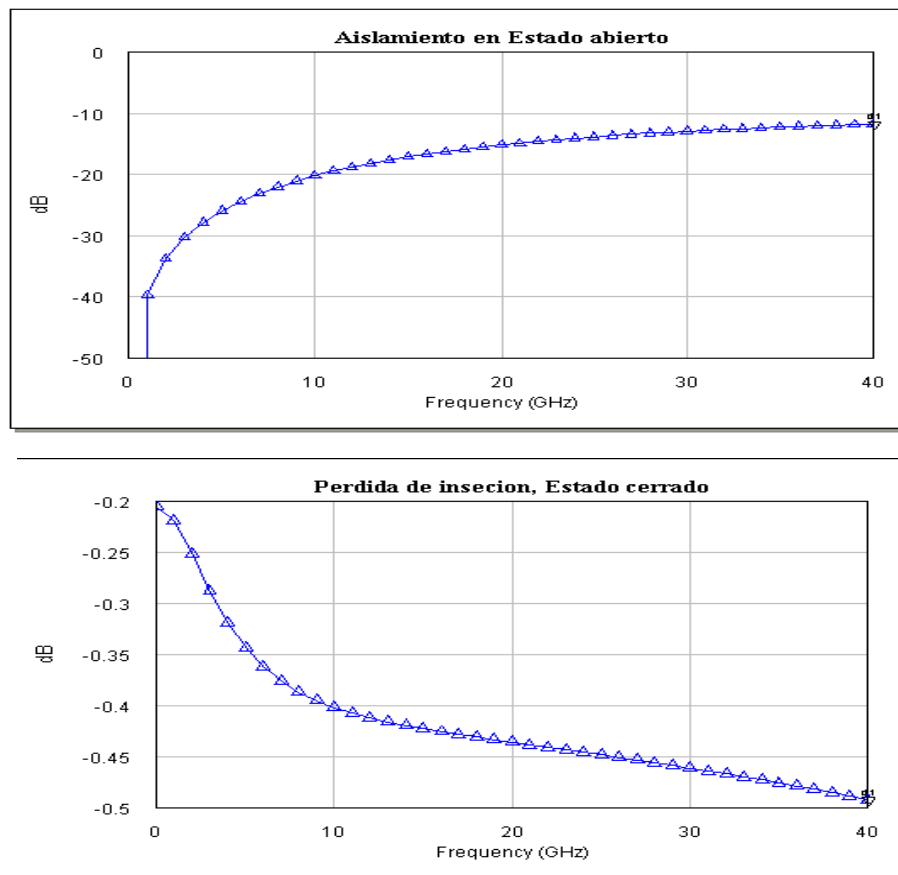


Figura 4.7 Curvas de pérdida de inserción y aislamiento para el interruptor modelo eléctrico optimizado

Con esta optimización se busca aumentar el aislamiento dentro de la ranura y aproximar las pérdidas de conversión cercanas a 0[dB], y mantener un ancho de banda para el cambio de fase de 2[GHz].

La simulación numérica de la estructura, presenta valores que reflejan una mejora en el desempeño: El pico de la pérdida de conversión alcanza el valor de hasta en -0.03 [dB] en un rango de 8.9 a 13.5 [GHz], en la cota de -1 [dB] consiguiendo un ancho de banda de 4.6 [GHz] (ver figura 4.8).

El desplazamiento en fase, presenta una mejora, trasladando su rango de operación de 12.5 a 14.1 [GHz], es decir un a banda de 2.6 [GHz] ilustrados en la figura 54. La fase obtiene un pico de 177[°].

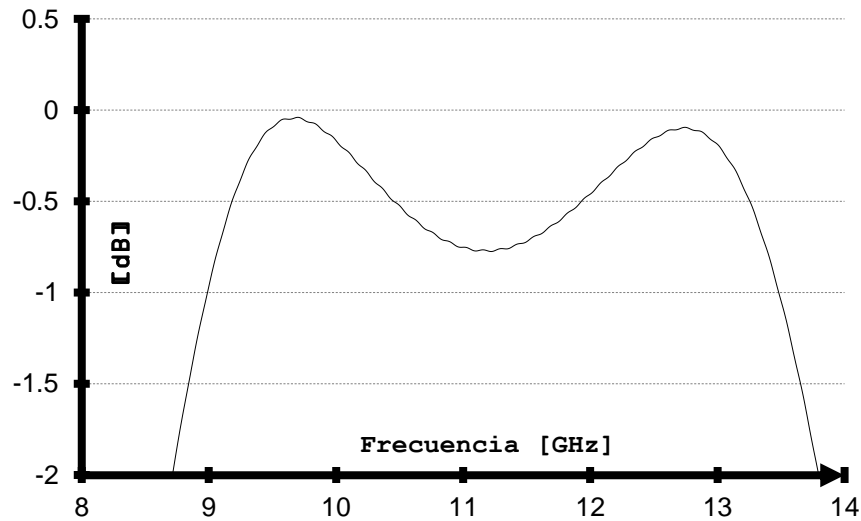


Figura 4.8 Pérdidas de conversión del desplazador de fase con modelo eléctrico optimizado

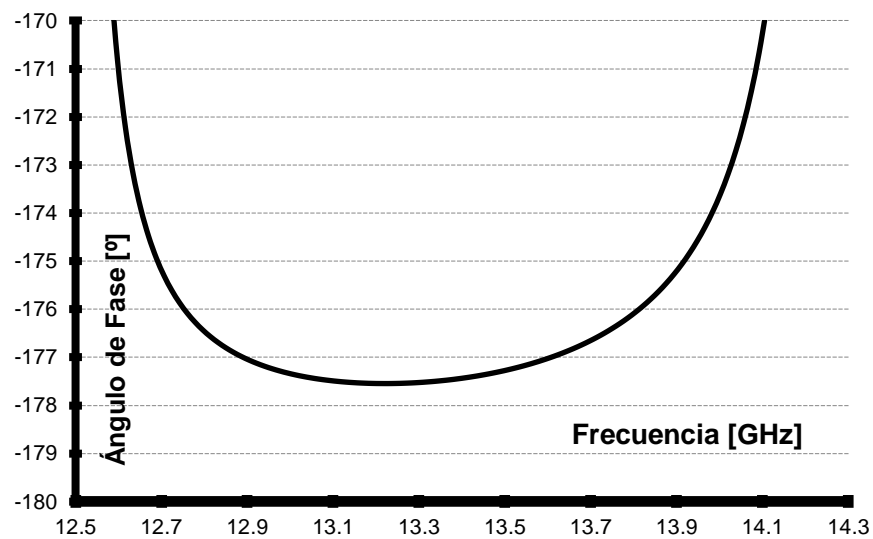


Figura 4.9 Desplazamiento de fase con desplazador de fase con modelo eléctrico optimizado

4.5 Conclusiones

En esta última parte se desarrolló el diseño de un desplazador de fase 4 bits con elementos radiadores actuados mediante el interruptor MEMS RMSW200, cuyo planteamiento inicial satisface el cumplimiento del desplazamiento de fase en una

banda de 2[GHz], respecto al diseño de 2 bits y con 175.5 [°] de desplazamiento de fase.

Para optimizar la respuesta de la estructura, se realizó una mejor aproximación de las curvas que representan las pérdidas de inserción y aislamiento, de modelos eléctricos equivalentes del interruptor en estado cerrado y abierto, para lograr una mejora en la pérdida de conversión de la estructura. Los nuevos valores logrados alcanzan un cambio de fase de 177[°] y una mejora en las pérdidas de conversión cercanas a 0[dB], aumentando la banda de cambio de fase en 2.6[GHz].

Bibliografía

- [1] Martynyuk E. y Martínez J. (March, 2001), *Electronics Letters*, “Frequency-selective Superficie Base don Ring Shorted Ring Slots”, Vol. 37, No. 5.
- [2] Martynyuk E., Martínez J., Martynyuk N. (January 2004), *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, “Spiraphase-type Reflectarrays Base don Loaded Ring Spots Resonates”, Vol. 52, No. 1.

CONCLUSIONES GENERALES

En este trabajo se diseñó un desplazador de fase basado en el *principio de cambio de Fox* y el uso de interruptores MEMS. Con base en ese esfuerzo se presentan las siguientes conclusiones:

- Los desplazadores de fase desempeñan un rol importante en la ingeniería de las comunicaciones electrónicas, poniendo especial atención a las antenas de arreglos de fase que tiene una demanda de dispositivos de bajas pérdidas y reducción de costo.
- La caracterización del desplazador de fase reflectivo propuesto se basa en el *principio de cambio de fase de Fox* y su diseño responde a la necesidad de contar con bajas pérdidas y simplicidad. Esto ayuda al desarrollo de arreglos reflectivos, donde el desplazador de fase está integrado al elemento radiador, para controlar la fase de la onda reflejada mediante la configuración de los interruptores MEMS, ubicados en la posición angular establecida para obtener un desplazamiento de fase deseado.

CONCLUSIONES GENERALES

- Se propusieron dos desplazadores de fase de tipo espirafase, con el apoyo de un interruptor MEMS comercial y con base en una propuesta desarrollada en esta Facultad. Para el caso del interruptor RMSW200 las pérdidas de conversión se encuentran dentro margen de -1 [dB], más cercanas a los 0 [dB] y un ancho de banda reducido. Para la propuesta donde la estructura contiene 4 posiciones angulares, el empleo del interruptor RMSW200 continuó ofreciendo los valores de baja pérdida de conversión, con la optimización de los circuitos eléctricos equivalentes. Para el proceso que involucra el interruptor MEMS I, los resultados muestran un mayor ancho de banda y las pérdidas de conversión experimentan un mínimo de -0.2 [dB] y abordan el valor de -1 [dB] en la frecuencia de 12 [GHz], permaneciendo dentro en las especificaciones de diseño.
- Con el empleo del interruptor MEMS I, basado en el proceso polyMUMPs, y con base a los resultados obtenidos, se reflexiona sobre la posibilidad de realizar el diseño de interruptores MEMS, de características acordes a las especificaciones que las estructuras anulares reflectivas busquen satisfacer. Con ello se ayudaría al desplazador de fase del tipo espirafase a conseguir un mejor desempeño: un ancho de banda más amplio y minimizar las pérdidas de conversión en aplicaciones de más de 4 bits.

Considero que es de particular relevancia continuar explorando las posibilidades que ofrece esta tecnología en la investigación que se desarrolla en la Facultad de Ingeniería.