



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA

ARREGLOS REFLECTIVOS DEL TIPO SPYRAPHASE
CON ELEMENTOS MEMS

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA - TELECOMUNICACIONES

PRESENTA:

OSCAR ROMERO AROCHE

TUTOR:

DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS



CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D. F., MARZO DE 2008

JURADO ASIGNADO

Dr. Gómez Castellanos Javier
Presidente

Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón
Vocal

Dr. Jorge Rogríguez Cuevas
Secretario

Dr. Oleksandr Martynyuk
1^{er} Suplente

Dr. José Ismael Martínez López
2^{do} Suplente

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

Tutor de Tesis:

Dr. Jorge Rogríguez Cuevas

DEDICATORIA

*Esta tesis la dedico a mi abuela, a mi madre, a mi hermana
y a mi abuelo; que gracias a su apoyo en las buenas o en las malas,
a su sabio consejo en el momento oportuno, a su esfuerzo y tiempo sin reservas,
pude llegar al término de un ciclo más en mi preparación.*

Oscar

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a:

Dios, porque en su infinita misericordia, tuvo a bien regalarme la vida y darme la oportunidad de completar un ciclo más como profesional.

Mis familiares, porque siempre me brindaron su cariño y su amor; apoyándome en todo cuanto pudieron e impartíendome valores para conducirme correctamente .

Mis amigos, por su constante estímulo y aliento para seguir adelante, y por tantas alegrías que me brindaron.

Aquellas estrellas, que me comprendieron y me brindaron su apoyo y fortaleza incondicional en cada momento de la vida; y en especial al *Sol* que me sigue iluminando hasta hoy.

Mis profesores de posgrado, porque me brindaron su ayuda, su experiencia y aportaron las bases para hacer de mí un profesional.

El *Dr. Jorge Rodríguez Cuevas* por haberme motivado, apoyado y aconsejado en la realización de este trabajo.

El *Dr. Oleksandr Martynyuk* por brindarme su tiempo y por contribuir con su experiencia e interés en el presente trabajo.

El *Dr. José Ismael Martínez López* por los consejos y por el tiempo que me dedicó durante la realización de este trabajo.

La *UNAM*, por ser mi Alma Mater, por aceptarme como parte de su historia, por los múltiples conocimientos que me transmitió y por dejarme disfrutar como alumno a tan amada institución.

El *Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT)* por la beca otorgada para la realización del presente trabajo.

Índice general

Introducción General	1
1. Microsistemas electromecánicos	5
1.1. ¿Qué son los MEMS?	5
1.2. Fabricación de MEMS	7
1.2.1. Micromaquinado de volumen de silicio	7
1.2.2. Micromaquinado de superficie	9
1.2.3. Adhesión de obleas para MEMS	12
1.2.4. Procesos LIGA	14
1.3. Materiales utilizados para la fabricación de MEMS	14
1.3.1. Silicio	15
1.3.2. Aislantes	17
1.3.3. Metales y aleaciones de metales para MEMS	17
1.3.4. Polímeros para MEMS	18
1.3.5. Otros materiales para la fabricación de MEMS	18
1.4. Técnicas de deposición de materiales para la fabricación de MEMS	20
1.4.1. Crecimiento epitaxial	20
1.4.2. Oxidación térmica	21
1.4.3. Pulverización catódica (Sputtering)	21
1.4.4. Evaporación	22
1.4.5. Deposición química en fase vapor	23
1.4.6. Métodos de giro	23
1.4.7. Litografía	24
1.4.8. Grabado	25
1.5. Conclusiones	25
Bibliografía	27
2. Interruptores y Desplazadores de Fase	
MEMS para RF	29
2.1. Interruptores MEMS para RF	30
2.1.1. Comparación de los Interruptores MEMS para RF con su contraparte de estado sólido	31
2.1.2. Parámetros de los interruptores MEMS para RF	33

2.1.3.	Clasificación de los interruptores MEMS	35
2.1.4.	Areas de aplicación de los interruptores MEMS para RF . . .	37
2.2.	Estado del arte de los interruptores MEMS para RF	38
2.2.1.	Interruptores MEMS del tipo serie	39
2.2.2.	Interruptores MEMS del tipo paralelo capacitivos	41
2.2.3.	Interruptores MEMS del tipo paralelo para aplicaciones de 0.1-20 GHz	44
2.2.4.	Otros Interruptores MEMS	45
2.2.5.	Tiempo de vida de los interruptores MEMS para RF	47
2.3.	Desplazadores de Fase MEMS para RF	49
2.3.1.	Tipos de desplazadores de Fase	49
2.3.2.	Técnicas de diseño de Desplazadores de Fase	53
2.3.3.	MEMS para RF en arreglos reflectivos	67
2.4.	Estado del arte de los Desplazadores de Fase MEMS para RF	69
2.4.1.	Desplazadores de fase del tipo reflectivo para la banda X de Raytheon	69
2.4.2.	Desplazadores de fase del tipo stub-reflectivo para la banda X de HRL	70
2.4.3.	Desplazador de fase del tipo Línea-Conmutada de banda ancha (0.1 a 40 GHz) de Rockwell	71
2.4.4.	Desplazadores de fase del tipo Línea-conmutada 1:N para frecuencias de DC a 18 GHz de UoM/Rockwell	72
2.4.5.	Desplazador de fase del tipo Línea-Conmutada para la banda Ka de Raytheon	74
2.4.6.	Desplazador de fase LTMD de 2 bits para la banda Ka de la Universidad de Michigan	75
2.4.7.	Aplicaciones de los desplazadores de fase del tipo MEMS . . .	76
2.5.	Empaquetado de interruptores y desplazadores MEMS para RF . . .	77
2.6.	Resumen de interruptores y desplazadores MEMS para RF	78
2.7.	Conclusiones	79
Bibliografía		81
3. Superficies Selectivas de Frecuencia del tipo MEMS		85
3.1.	Superficies Selectivas de Frecuencia	86
3.1.1.	Selección de la SSF	87
3.2.	Análisis electrodinámico y Simulación de SSF's de aperturas anulares	88
3.2.1.	Efecto de la variación del radio medio de la apertura anular	90
3.2.2.	Efecto de la variación del tamaño de la celda unitaria	91
3.2.3.	Efecto de la variación del tamaño de la apertura anular	93
3.2.4.	Efecto de la variación del grosor y del valor de la constante dieléctrica del sustrato de la celda unitaria	94
3.2.5.	Efecto de la variación del ángulo de incidencia	94
3.2.6.	SSF's ajustables de aperturas anulares con cortos y cargas reactivas	95

3.2.7. SSF's ajustables de aperturas anulares con MEMS	101
3.3. Diseño y Simulación de SSF's MEMS de aperturas anulares	103
3.4. Conclusiones	107
Bibliografía	109
4. Arreglos Reflectivos con elementos MEMS	111
4.1. Análisis del desplazador de Fase MEMS del tipo Reflectivo	113
4.2. Diseño y simulación del desplazador de Fase MEMS del tipo Reflectivo	115
4.3. Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase	124
4.3.1. Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase utilizando distribución rectangular	126
4.3.2. Diseño y simulación de Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase utilizando distribución rectangular	129
4.3.3. Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase utilizando distribución sesgada	132
4.4. Conclusiones	142
Bibliografía	143
5. Arreglos Reflectivos Multicapa	145
5.1. Optimización de desplazadores de fase MEMS	145
5.1.1. Desplazador de fase MEMS multicapa segunda versión	150
5.1.2. Diseño del desplazador de fase MEMS multicapa de 2 bits	154
5.2. Arreglos Reflectivos Optimizados	158
5.2.1. Diseño y simulación de arreglos reflectivos del tipo Spyraphase multicapa	161
5.3. Conclusiones	165
Bibliografía	167
6. Conclusiones Generales	169
A. Interruptor MEMS utilizando tecnología flexible de circuito impreso	173
B. Bandas de frecuencia	179
Índice alfabético	181

Índice de figuras

1.1.	Proceso de micromaquinado	8
1.2.	Micromaquinado de volumen	10
1.3.	Micromaquinado de Superficie	11
1.4.	Planos cristalográficos	15
1.5.	Planos de corte, caras primarias y secundarias de las obleas	16
1.6.	Tipos de esfuerzos que presentan las capas estructurales al ser depositadas	21
2.1.	Configuraciones de los Interruptores MEMS	36
2.2.	Aplicaciones de los interruptores MEMS	38
2.3.	Interruptor en serie desarrollado por la compañía ROCKWELL SCIENTIFIC	40
2.4.	Interruptor MEMS del tipo serie desarrollado por Analog Devices	41
2.5.	Interruptor capacitivo RAYTHEON	42
2.6.	Interruptor capacitivo desarrollado por la Universidad de Michigan	43
2.7.	Interruptor de bajo voltaje de actuación	44
2.8.	Interruptor desarrollado por la Universidad de Illinois	45
2.9.	Interruptor en serie desarrollado por los Laboratorios Lincoln	45
2.10.	Vista transversal del interruptor en serie <i>Lincoln</i>	46
2.11.	Parte superior del interruptor en forma de S.	46
2.12.	Parte inferior del interruptor en forma de S.	46
2.13.	Concepto básico del interruptor en forma de S.	47
2.14.	Interruptor en forma de S durante la transición del estado abierto al cerrado	47
2.15.	Tiempo de vida de los interruptores MEMS para RF	48
2.16.	Desplazador de fase ideal	49
2.17.	Desplazador de fase de línea reflectiva	54
2.18.	Desplazador de fase de línea reflectiva de 4 bits	55
2.19.	Desplazador de fase de línea conmutada	57
2.20.	Desplazador de fase de línea cargada	58
2.21.	Desplazador de fase análogo	60
2.22.	Desplazador de fase de filtros conmutables	61
2.23.	Desplazador de fase de redes conmutables con MEMS y FET's	63
2.24.	Desplazador de fase MEMS de 2 bits con interruptores SP4T	65

2.25.	Desplazador de fase basado en un alimentador de antena conmutable	65
2.26.	Modelo de un LMTD	66
2.27.	Arreglo de fase MEMS	68
2.28.	Desplazador de fase MEMS de 4 bits de RAYTHEON	69
2.29.	Desplazador de fase MEMS de 5 bits de HRL	71
2.30.	Desplazador de fase MEMS de 4 bits de ROCKWELL	72
2.31.	Desplazador de fase MEMS de 3 bits de ROCKWELL	72
2.32.	Desplazador de fase MEMS de 2 bits de UoM/ROCKWELL	73
2.33.	Desplazador de fase MEMS de 4 bits de UoM/ROCKWELL	73
2.34.	Desplazador de fase MEMS de 4 bits de RAYTHEON para la banda Ka	74
2.35.	Desplazador de fase LTMD de 2 bits de MICHIGAN para la banda Ka	75
3.1.	SSF planar con aperturas	86
3.2.	Coeficiente de transmisión de una SSF con aperturas	87
3.3.	Coeficiente de transmisión de una SSF con parches metálicos	87
3.4.	Elementos de las SSF's planares	88
3.5.	Celda unitaria de la SSF de aperturas anulares	89
3.6.	Modelo eléctrico de la celda unitaria de la SSF de aperturas anulares	89
3.7.	Mallado de la celda unitaria de la SSF	90
3.8.	SSF con variaciones del radio medio	91
3.9.	SSF con variaciones horizontales en su tamaño	92
3.10.	SSF con variaciones verticales en su tamaño	92
3.11.	SSF con variaciones del tamaño de la apertura	93
3.12.	SSF con variaciones de ϵ_r	94
3.13.	SSF con variaciones en el grosor del dieléctrico	95
3.14.	Coeficiente de reflexión para variaciones del ángulo de incidencia	96
3.15.	Posición de los cortos metálicos (perpendiculares a \vec{E}_i)	96
3.16.	Posición de los cortos metálicos (paralelos a \vec{E}_i)	96
3.17.	SSF con cortos metálicos	97
3.18.	Posición de los cortos para determinar su efecto en la SSF	98
3.19.	Coeficiente de reflexión para la SSF ajustable con cortos metálicos	98
3.20.	Posición de las cargas reactivas para determinar su efecto en la SSF	99
3.21.	Coeficiente de reflexión para la SSF ajustable con cargas reactivas	100
3.22.	Coeficiente de reflexión para la SSF ajustable con carga resistiva	100
3.23.	Posición de los interruptores MEMS para determinar su efecto en la SSF	101
3.24.	Coeficiente de reflexión para la SSF MEMS ajustable de aperturas anulares	102
3.25.	Posición de los interruptores MEMS para determinar su efecto en la SSF	105
3.26.	Posición de los 8 interruptores MEMS en la SSF	106
3.27.	Coeficiente de reflexión para la SSF optimizada con 8 MEMS para la banda X	106
4.1.	Arreglo de fase	112

4.2.	Principio de operación del desplazador de fase del tipo reflectivo	113
4.3.	Coeficiente de reflexión para la SSF optimizada con 8 MEMS para la banda X	115
4.4.	Desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits	116
4.5.	Modelo eléctrico del Desplazador de fase del tipo reflectivo	116
4.6.	Modelo eléctrico del Desplazador de fase del tipo reflectivo	117
4.7.	Coeficiente de reflexión para la SSF optimizada con 8 MEMS (utilizando el modelo eléctrico)	118
4.8.	Fase para los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} (utilizando el modelo eléctrico)	119
4.9.	Características de onda controlada y onda no controlada (utilizando el modelo eléctrico)	120
4.10.	Característica de onda controlada (utilizando el modelo eléctrico)	120
4.11.	Fase para los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp}	121
4.12.	Características de onda controlada y onda no controlada	122
4.13.	Característica de onda controlada	122
4.14.	Arreglo reflectivo	124
4.15.	Principio de operación del Arreglo reflectivo del tipo Sphyrphase	125
4.16.	Arreglo reflectivo del tipo Sphyrphase con distribución rectangular	127
4.17.	Magnitud de los modos TE para el Arreglo Reflectivo Rectangular en la Banda X ($\Delta\gamma_x = \pi/3$)	129
4.18.	Magnitud de los modos TM para el Arreglo Reflectivo Rectangular en la Banda X ($\Delta\gamma_x = \pi/3$)	130
4.19.	Pérdidas de Conversión para el Arreglo Reflectivo Rectangular en la Banda X	131
4.20.	Desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (base del arreglo reflectivo con distribución sesgada)	133
4.21.	Coeficiente de reflexión para la SSF optimizada con 8 MEMS para la banda X (arreglo reflectivo con distribución sesgada)	134
4.22.	Fase para los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} (arreglo reflectivo con distribución sesgada)	135
4.23.	Características de onda controlada y onda no controlada (arreglo reflectivo con distribución sesgada)	135
4.24.	Característica de onda controlada (arreglo reflectivo con distribución sesgada)	136
4.25.	Arreglo reflectivo del tipo Sphyrphase con distribución sesgada	137
4.26.	Pérdidas de Conversión para el Arreglo Reflectivo Sesgado en la Banda X	141
5.1.	Principio de operación del desplazador de fase multicapa del tipo reflectivo	146
5.2.	Desplazador de fase MEMS de 2 capas del tipo reflectivo de 2 bits	147
5.3.	Modelo eléctrico del Desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas	148

5.4.	Característica de onda controlada del desplazador de fase MEMS de dos capas	150
5.5.	Desplazador de fase MEMS de 2 capas del tipo reflectivo de 2 bits (segunda versión)	151
5.6.	Modelo eléctrico del Desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas (segunda versión)	152
5.7.	Característica de onda controlada del desplazador de fase MEMS de dos capas (segunda versión)	153
5.8.	Coefficiente de reflexión para las SSF's del desplazador de fase MEMS de dos capas segunda versión (utilizando el modelo eléctrico)	154
5.9.	Coefficiente de reflexión para las SSF's del desplazador de fase MEMS de dos capas segunda versión (utilizando el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia)	155
5.10.	Característica de onda controlada del desplazador de fase MEMS de dos capas (utilizando los valores d_1 y D del modelo eléctrico y el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia)	157
5.11.	Característica de onda controlada del desplazador de fase MEMS de dos capas optimizado (utilizando el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia)	157
5.12.	Principio de operación del Arreglo reflectivo multicapa del tipo Spyrphase	159
5.13.	Arreglo reflectivo del tipo Spyrphase multicapa con distribución rectangular	160
5.14.	Pérdidas de Conversión para el Arreglo Reflectivo Rectangular Optimizado en la Banda X	163
5.15.	Pérdidas de Conversión para el Arreglo Reflectivo Rectangular Optimizado en la Banda X ($N_x = 4, \Delta\gamma_x = \pi/4$)	164
A.1.	Interruptor MEMS para la banda X	174
A.2.	Capacitancias del Interruptor MEMS para la banda X	175
A.3.	Aislamiento y pérdidas de inserción del Interruptor MEMS para la banda X	176
A.4.	Factor de Calidad de Conmutación (FCC) del Interruptor MEMS para la banda X	177

Índice de tablas

1.1.	Aplicaciones de los dispositivos MEMS	7
1.2.	Polímeros y procesos de fabricación para MEMS	19
1.3.	Polímeros funcionales para MEMS	19
2.1.	Comparación entre interruptores MEMS, diodos PIN e interruptores a FET's para RF	31
2.2.	Ventajas y desventajas de interruptores MEMS para RF	33
2.3.	Clasificación de los interruptores MEMS	35
2.4.	Resumen de resultados de desplazadores de fase de estado sólido .	51
2.5.	Pérdidas en arreglos reflectivos	68
2.6.	Pérdidas de desplazadores de fase de 3 bits (MEMS vs FETs)	76
2.7.	Resumen de interruptores MEMS para RF	78
2.8.	Resumen de desplazadores de fase LMTD	78
2.9.	Resumen de desplazadores de fase MEMS para RF	79
3.1.	Geometría de las SSF's para la banda X	103
3.2.	Frecuencia de resonancia de las SSF's para la banda X	104
3.3.	Geometría y características electromecánicas y electrodinámicas de los interruptores MEMS para la banda X	104
3.4.	Frecuencia de resonancia de la SSF con 2 MEMS para la banda X . .	105
3.5.	Frecuencia de resonancia de la SSF optimizada con 8 MEMS para la banda X	106
4.1.	Valores de los elementos para el modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS	117
4.2.	Resultados para diferentes posiciones de la pantalla metálica 'D' . .	121
4.3.	Desplazamiento de fase para las diferentes combinaciones del de- splazador de fase MEMS	123
4.4.	Pérdidas de conversión para diferentes arreglos reflectivos (dis- tribución rectangular)	132
4.5.	Resultados para diferentes posiciones de la pantalla metálica 'D' (arreglo reflectivo con distribución sesgada)	134
4.6.	Desplazamiento de fase para las diferentes combinaciones del de- splazador de fase MEMS (arreglo reflectivo con distribución sesgada)	136

4.7.	Pérdidas de conversión para diferentes arreglos reflectivos (distribución sesgada)	141
5.1.	Valores de los elementos del modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS	149
5.2.	Valores de los elementos del modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS (segunda versión)	153
5.3.	Frecuencias de resonancia y anchos de banda para las diferentes características electrodinámicas de las SSF's utilizando el modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS de dos capas segunda versión	155
5.4.	Frecuencias de resonancia y anchos de banda para las diferentes características electrodinámicas de las SSF's del desplazador de fase MEMS de dos capas segunda versión (utilizando el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia)	156
5.5.	Valores de los elementos para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de bits optimizado (utilizando el software especializado para simulaciones en alta frecuencia)	158
5.6.	Pérdidas de conversión para diferentes arreglos reflectivos del tipo Sphyrphase de dos capas(distribución rectangular)	165
A.1.	Características electromecánicas y electrodinámicas del interruptor MEMS para la banda X	177
B.1.	Bandas de Frecuencia	179



Introducción General

Día a día los avances en la tecnología de los sistemas de telecomunicaciones crecen de manera acelerada, haciendo que la industria y a su vez los investigadores pongan una basta atención en todo lo que ocurre en torno a este tema.

En los últimos años, una tecnología que ha sido explotada en gran medida es la de los microsistemas electromecánicos (MEMS). El interés por el uso de esta tecnología en los sistemas actuales son sus mejoras que ofrece en los parámetros electrodinámicos en comparación con las tecnologías anteriores (como la de los sistemas de estado sólido), su disminución en cuanto a la fabricación en lote de éstos y su gran flexibilidad para incorporarse con los sistemas ya existentes. Actualmente, la tecnología de MEMS para RF se encuentra en su mayor punto de atención, discutiendo y tratando de resolver problemas importantes tales como su confiabilidad, técnicas de empaquetado y su efecto sobre la confiabilidad y costos de producción. Entre algunas de las áreas de aplicación de los MEMS para RF se encuentran: los desplazadores de fase y aperturas reconfigurables para sistemas de telecomunicaciones y de defensa, redes de conmutación para comunicaciones satelitales e interruptores un-polo-N-trayectorias (SPNT) para aplicaciones inalámbricas (tanto para unidades portátiles como para estaciones base); entre otras.

Uno de los retos más importantes que se tiene hoy en día, es el desarrollo de sistemas inteligentes que operen en frecuencias cada vez mayores (>10 [GHz]). En el área de telecomunicaciones uno de los sistemas que se desea tenga un mejor desempeño en la banda Ka y un menor costo, es el de antenas de arreglos de fase, debido al gran número de ventajas que ofrece sobre las antenas convencionales. Los arreglos de antenas de fase están constituidos por cientos o miles de subsistemas de desplazadores de fase que a su vez requieren de miles de interruptores para poder llevar a cabo el control electrónico de la fase de cada uno de los elementos radiadores. De lo anterior, se puede inferir que para conseguir arreglos de antenas más eficientes y más baratos, primero se deben de obtener tanto desplazadores de fase como interruptores que cumplan con estas características en la banda de frecuencias de interés. Para poder vencer este reto, actualmente se está haciendo uso de la tecnología MEMS. Se han desarrollado una gran gama de interruptores MEMS para RF (el principal componente de todo sistema de telecomunicaciones) para ser incorporados en una extensa variedad de sistemas de radiofrecuencia y

de microondas. Entre estos sistemas se encuentran los desplazadores de fase, que utilizan interruptores en base a diodos p-i-n o transistores de efecto de campo FET's para su control. Sin embargo, para alcanzar mejores desempeños en estos sistemas, se están reemplazando los interruptores de estado sólido por interruptores MEMS para RF, con lo cual se tienen los llamados desplazadores de fase MEMS.

Se requiere del uso de antenas de arreglos de fase para poder llevar a cabo un enlace de comunicaciones confiable, sobre todo cuando se utilizan frecuencias demasiado altas. Aunque, las antenas de arreglos de fase tienen gran aplicación en el campo militar, en el futuro se pretende que sean utilizadas para aplicaciones en sistemas civiles de comunicación.

El presente trabajo se centra en los Desplazadores de Fase MEMS del tipo reflectivo con aplicaciones en Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase. Dichos arreglos reflectivos son una alternativa para tener antenas inteligentes pero con mejores características electrodinámicas que los arreglos de fase convencionales. La base de los Desplazadores de Fase MEMS que conforman al arreglo reflectivo del tipo Spyraphase son las llamadas Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF's) con aperturas anulares.

Objetivo de esta tesis

El objetivo de esta tesis es analizar, diseñar y simular un Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con Desplazadores de Fase MEMS del tipo reflectivo integrados en Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF's); utilizando interruptores MEMS electrostáticos de bajo voltaje de actuación como elementos de control electrónico. La operación del Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase será dentro de la Banda X (8 - 12 [GHz]).

Metodología de la tesis

La metodología a seguir es la siguiente:

- ◇ Primeramente se seleccionarán los interruptores del tipo MEMS que serán utilizados como elementos de control electrónico en el Desplazador de Fase MEMS del tipo reflectivo.
- ◇ En segundo lugar, se obtendrá el comportamiento electrodinámico tanto de los interruptores MEMS como del Desplazador de Fase MEMS del tipo reflectivo con ayuda de software especializado.
- ◇ En tercer lugar, se obtendrá el comportamiento electrodinámico del Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS.
- ◇ Y finalmente, se optimizará el Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase.

Alcance de la tesis

Propuesta y validación teórica de un Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase basado en Desplazadores de Fase MEMS del tipo reflectivo integrados en Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF's) para aplicaciones en alta frecuencia.

Estructura de esta tesis

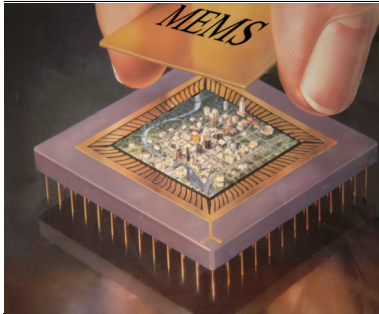
En el primer capítulo de esta tesis se presenta un panorama general de la tecnología MEMS (la cual es la tecnología en la que se basa el Desplazador de Fase MEMS del tipo reflectivo, el cual es la base del Arreglo Reflectivo del tipo Spyraphase), así como también se presenta una explicación de los conceptos básicos que la integran.

En el segundo capítulo se presentan los conceptos básicos tanto de los interruptores MEMS como de los desplazadores de fase del tipo MEMS para RF. Haciendo una revisión del estado del arte de éstos y mostrando los más sobresalientes durante los últimos diez años. Además se hace una descripción de las configuraciones que presentan las mejores características electrodinámicas, así como también, de los materiales utilizados en su fabricación.

En el tercer capítulo se analizan y simulan los parámetros de las estructuras básicas del Desplazador de Fase del tipo reflectivo, que son las Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF's) con aperturas anulares. Posteriormente, se analiza y simula el comportamiento de las SSF's utilizando cortos, cargas reactivas e interruptores del tipo MEMS de bajo voltaje de actuación (los cuales son analizados, diseñados y simulados antes de su uso en las SSF's) como elementos de control. Y finalmente se diseñan y simulan las SSF's utilizadas en los desplazadores de fase del tipo reflectivo.

En el cuarto capítulo se analiza, diseña y simula tanto el Desplazador de Fase MEMS del tipo reflectivo como el Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS.

En el quinto capítulo se optimiza el Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS.



Capítulo 1

Microsistemas electromecánicos

En el comienzo de los años 90's, los microsistemas electromecánicos (MEMS) emergieron con el propósito de desarrollar procesos de fabricación de circuitos integrados en donde sensores, actuadores y funciones de control eran fabricados en silicio. Desde entonces, se han alcanzado progresos destacados en relación a la investigación de MEMS con la participación del gobierno, de la industria y del sector educativo.

En este capítulo se presentan los conceptos generales que hacen de la tecnología MEMS la herramienta más adecuada para generar dispositivos con mejores características electrodinámicas que su contraparte de estado sólido; y de esta manera tener sistemas de telecomunicaciones con excelentes desempeños en alta frecuencia.

Esta tecnología será incorporada dentro del Desplazador de Fase reflectivo del tipo MEMS (el cual es la base del Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase), por lo cual resulta de vital importancia conocer las principales características de la tecnología MEMS.

1.1. ¿Qué son los MEMS?

Los MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) o microsistemas electromecánicos se refieren a la colección de microsensores y microactuadores que pueden sentir a su ambiente mismo y tienen la capacidad de reaccionar a los cambios en dicho ambiente con el uso de un microcircuito de control. En otras palabras, los MEMS fusionan las funciones de sensado y actuación con el cálculo y comunicación de parámetros físicos para controlar localmente parámetros físicos en la micro escala; y aún, causar efectos en escalas mucho más grandes.

Los MEMS incluyen el empaquetamiento tradicional de sistemas microelectrónicos e integran estructuras tales como antenas para dirigir señales dentro de las mismas microestructuras electromecánicas, y de esta forma pueden realizar las funciones de sensado y actuación deseadas. El funcionamiento de los MEMS requiere fuentes de micropotencia, micro relays y unidades de procesamiento de microseñales. Estos microcomponentes hacen al sistema en general más rápido, más confiable, más barato y capaz de incorporar funciones complejas [1].

La integración de micromaquinado y microtecnología en un solo chip resulta en los llamados sensores inteligentes. En los sensores inteligentes, pequeñas señales son amplificadas, condicionadas y transformadas dentro de un formato estándar de salida. Estos incluyen, microcontroladores, procesadores de señales digitales, circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), auto calibración, auto examinado y circuitos de interfase de datos, simplificando su uso y haciéndolos más precisos y confiables.

Se han propuesto y demostrado dispositivos MEMS bastante complejos para aplicaciones en diversos campos tales como: microfluidos, aeroespacio, biomedicina, análisis químico, comunicaciones inalámbricas, almacenamiento de información, displays, óptica, entre algunos (ver tabla 1.1).

Hacia finales de los años 90's, muchos de los dispositivos MEMS que integran varios mecanismos de sensado y actuación fueron fabricados utilizando micromaquinado de volumen basado en silicio, micromaquinado de superficie y procesos LIGA (Litografía Galvanofórmica Moldeadora). El micromaquinado se ha convertido en la tecnología fundamental para la fabricación de dispositivos micro electromecánicos, siendo el micromaquinado de silicio la tecnología más madura. Esta última utiliza materiales tales como silicio cristalino, silicio policristalino y nitruro de silicio. Se han desarrollado una gran variedad de microestructuras que incluyen: vigas, diafragmas, grooves (huecos angostos) y orificios, resortes, engranes y suspensiones, entre otras.

Las tres estructuras básicas en las que se basan la mayoría de los dispositivos MEMS son: vigas o cantilivers, membranas y estructuras resonantes. Los principales problemas para implementar este tipo de estructuras consiste en la selección de los materiales que van a ser utilizados para su fabricación y la selección de la tecnología de micromaquinado que va a ser utilizada. En las tres estructuras básicas el sensado y actuación ocurre como resultado de la excitación de una capa piezoeléctrica debida a la aplicación de un campo eléctrico. Esta excitación genera el sensado y actuación en forma de expansión o de libre movimiento; por lo que el material de la capa estructural debe de ser un material que posea una buena conducción de electrones para la aplicación de un campo eléctrico. Aunque cabe resaltar, que la actuación de estas estructuras no sólo se puede realizar de manera eléctrica, sino que también se puede realizar de manera magnética, térmica, piezoeléctrica, entre otras [2]-[3].

TABLA 1.1: Aplicaciones de los dispositivos MEMS [4].

Producto	Descubrimiento	Evolución	Expansión y reducción de costo	Comercialización
Sensores de presión	1954-1960	1960-1975	1975-1990	1990-2005
Acelerómetros	1974-1985	1985-1990	1990-1998	1998
Sensores de gas	1986-1994	1994-1998	1998-2005	2005
Válvulas	1980-1988	1988-1996	1996-2002	2002
Inyectores	1972-1984	1984-1990	1990-1998	1998
Displays	1980-1986	1986-1998	1998-2004	2004
Sensores bioquímicos	1980-1994	1994-1999	1999-2004	2004
Sensores giratorios	1982-1990	1990-1996	1996-2002	2002
Interruptores para RF	1991-1998	1998-2001	2001-2005	2005
Micro-relays	1977-1982	1993-1998	1998-2006	2006

1.2. Fabricación de MEMS

El micromaquinado de silicio ha sido el factor clave para el vasto progreso de los MEMS. El micromaquinado de silicio se refiere a la construcción de partes mecánicas microscópicas sobre un sustrato de silicio. El micromaquinado de silicio se divide en dos tecnologías: El micromaquinado de volumen, en el cual las estructuras son formadas dentro del sustrato de silicio. Y el micromaquinado de superficie, en el cual las capas micromecánicas son formadas con la deposición de películas y capas de materiales específicos sobre la superficie del silicio. El micromaquinado de volumen y el micromaquinado de superficie son los dos principales procesos de micromaquinado de silicio, y por lo general se necesita de la técnica de adhesión de obleas de silicio para la microfabricación de silicio. Las técnicas de LIGA y microfabricación han sido utilizadas para lograr altas relaciones de aspecto y además para la fabricación de MEMS en 3D.

Las herramientas del proceso de micromaquinado son diversas; basándose en la siguiente metodología:

- ▶ Deposición del material, incluyendo la deposición de películas delgadas y procesos de unión
- ▶ Definición de patrones usando litografía
- ▶ Grabado (Etching).

La construcción de la microestructura consiste en una serie de repeticiones de la metodología anterior (figura 1.1).

1.2.1. Micromaquinado de volumen de silicio

La técnica de micromaquinado de volumen fue desarrollada en 1960 y permite el removimiento selectivo de cantidades significantes de silicio de un sustrato para

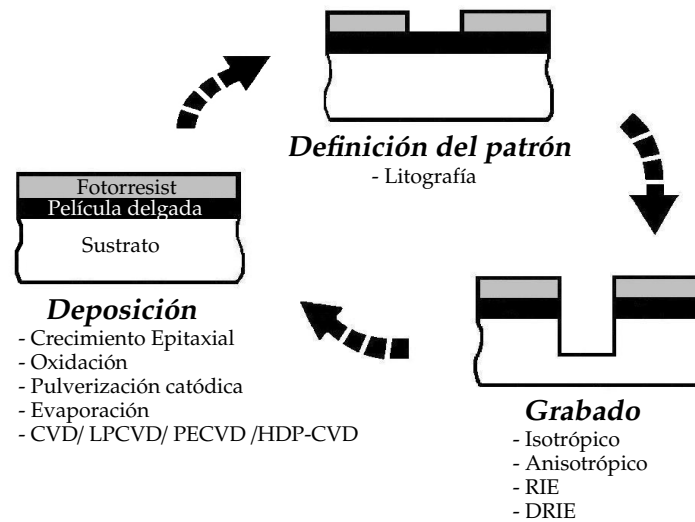


Figura 1.1: Ilustración del proceso de micromaquinado: se depositan las capas, se graba el patrón en el fotorresist por medio de litografía y éste es usado como máscara para atacar los materiales subyacentes mediante un solvente.

formar membranas, una variedad de trincheras, huecos u otras estructuras (figura 1.2). La técnica de micromaquinado de volumen puede ser dividida en grabado seco o grabado húmedo de acuerdo a la fase de los atacantes. Los atacantes líquidos, los cuales son casi por completo químicos acuosos, están relacionados con el grabado húmedo; mientras que los atacantes como vapor y plasma están relacionados con el grabado en seco.

El micromaquinado de volumen es la tecnología de silicio más madura, ésta emergió en el comienzo de los años 60's y ha sido utilizada desde entonces en la fabricación de diferentes microestructuras. Es utilizada en la manufacturación de la mayoría de los dispositivos comerciales referentes a sensores de presión, válvulas de silicio y acelerómetros de silicio. El término de micromaquinado de volumen se refiere al hecho de que este tipo de micromaquinado es utilizado para realizar estructuras micromecánicas dentro del volumen de una oblea de silicio de un solo cristal por medio del removimiento selectivo del material dentro del volumen. Las microestructuras construidas a partir del micromaquinado de volumen poseen grosores en el rango de 200 a 500 [μm] [2].

Micromaquinado de volumen de silicio con grabado húmedo

Para llevar a cabo el grabado se utilizan atacantes húmedos anisotrópicos como soluciones de hidróxido de potasio (KOH), pirocatecol de etilediamina (EDP), hidróxido de tetrametilamonio (TMAH) y agua de hidracina. Estos atacantes tienen diferentes tasas de grabado dependiendo la orientación del cristal de silicio. El grabado húmedo en la mayoría de los casos se realiza desde la parte

trasera de la oblea mientras que el grabado con plasma es aplicado desde la parte delantera.

Si el material es amorfo o policristalino, el grabado húmedo siempre es un grabado isotrópico, figura 1.2a. El silicio de cristal único puede ser atacado anisotrópicamente. Las características del grabado son determinadas por la velocidad de grabado la cual depende de la orientación del cristal. Escogiendo obleas con diferentes orientaciones del cristal se pueden lograr diferentes características para el volumen micromaquinado, figura 1.2b y figura 1.2c.

La mayoría de los atacantes para un grabado anisotrópico de silicio incluyen atacantes de hidróxido de alcalí (KOH, NaOH, etc.), soluciones basadas en amonio NH_4OH , TMAH[(CH_3) $_4\text{NOH}$], etc. y EDP (pirocatecol de etilediamina). Mediante la combinación de grabado anisotrópico con implantaciones de boro y técnicas electroquímicas se pueden obtener una gran variedad de microestructuras mediante micromaquinado de volumen.

Micromaquinado de volumen de silicio con grabado seco

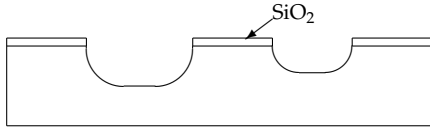
El grabado en seco ocurre a través de la interacción química o física entre los iones del gas y de los átomos del sustrato. El grabado en seco isotrópico sin plasma se puede realizar utilizando difluorido de xenon o una mezcla de gases interhalógenos y permiten una alta selectividad para el aluminio, dióxido de silicio, nitruro de silicio, fotoresist, etc. Los grabados más comunes de micromaquinado de volumen de silicio en seco son: grabado mediante plasma y grabado mediante la reacción de iones (RIE), en donde la energía externa en forma de potencia de RF produce reacciones químicas en cámaras de baja presión. Una gran variedad de gases de clorofluorocarbonato, hexafluorido de sulfuro, compuestos de bromina y oxígeno son comúnmente utilizados como reactantes. Los procesos de grabado en seco anisotrópico son ampliamente utilizados en los MEMS debido a la flexibilidad de geometría y a la disminución de contaminación a diferencia del grabado húmedo. Utilizando este tipo de grabado se pueden obtener estructuras con características de orientación arbitraria dentro del silicio, figura 1.2d.

La técnica de adhesión de obleas (sección 1.2.3) es necesaria para microestructuras construidas mediante micromaquinado de volumen, la cual es utilizada para el montaje de los dispositivos MEMS. Sin embargo, el micromaquinado de superficie, puede ser utilizado para construir los dispositivos MEMS de una forma monolítica.

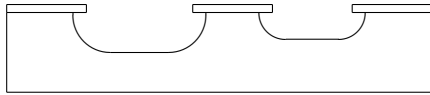
1.2.2. Micromaquinado de superficie

El micromaquinado de superficie no le da forma al volumen de silicio, si no que construye estructuras sobre la superficie del silicio mediante la deposición de capas de sacrificio y capas estructurales. Después de que las estructuras han

Grabado húmedo isotrópico: sin agitación

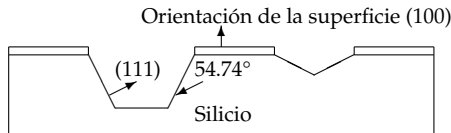


Grabado húmedo isotrópico: con agitación

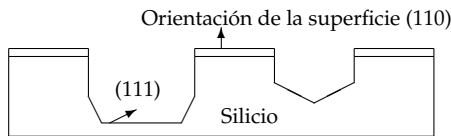


a)

Grabado húmedo anisotrópico: superficie (100)

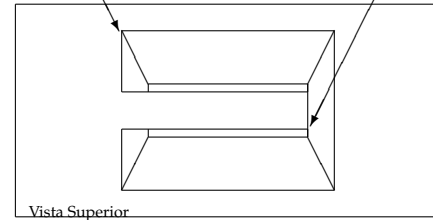


Grabado húmedo anisotrópico: superficie (110)

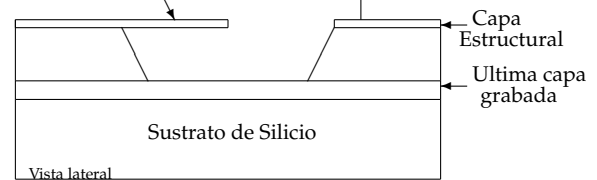


b)

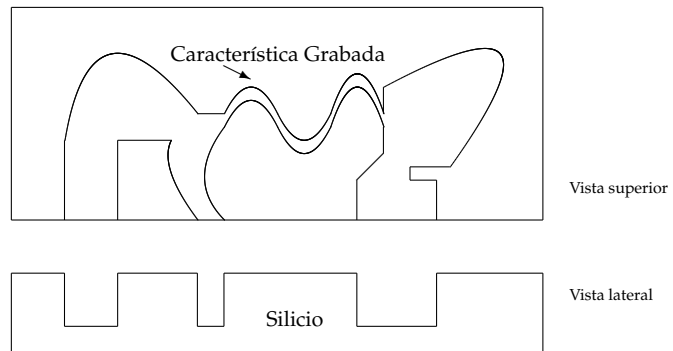
Esquina concava Esquina convexa



(Viga o cantiliver) Orientación de la superficie (100)



c)



d)

Figura 1.2: Micromaquinado de volumen: a) Grabado húmedo isotrópico. b) Grabado húmedo anisotrópico. c) Viga o cantiliver a partir de un grabado anisotrópico. d) Grabado en seco anisotrópico.

sidó formadas las capas de sacrificio son removidas para liberar las estructuras mecánicas, figura 1.3. Las dimensiones de estas estructuras micromecánicas de superficie pueden ser de varios órdenes de magnitud menores a las estructuras micromecánicas de volumen. La principal ventaja de las estructuras de micromaquinado de superficie es su fácil integración con los componentes de circuitos

integrados (CI), debido a que la oblea es la misma que para los elementos de CI.

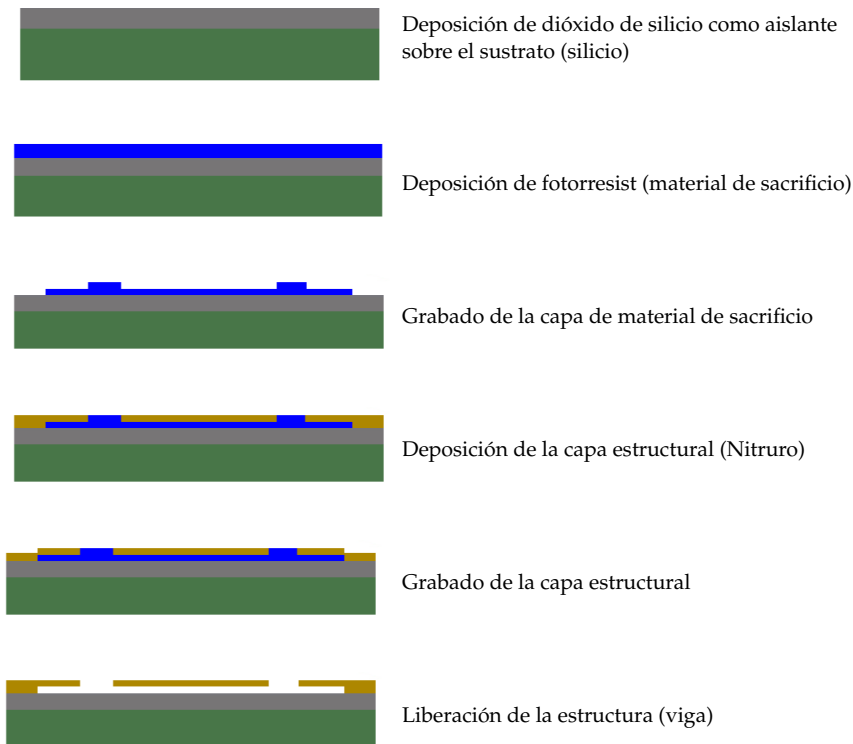


Figura 1.3: Proceso de micromaquinado de superficie para una viga o cantiliver

El micromaquinado de superficie requiere de un conjunto de materiales estructurales, materiales de sacrificio y atacantes químicos. Los materiales estructurales deben de poseer las propiedades físicas y químicas adecuadas para la aplicación deseada. Además, estos deben tener propiedades mecánicas satisfactorias como: bajo esfuerzo, fatiga mínima y una buena resistencia. Los materiales de sacrificio deben de poseer buenas propiedades mecánicas para evitar fallas durante la fabricación del dispositivo. Estas propiedades incluyen buena adhesión y bajo esfuerzo residual en orden para eliminar fallas del dispositivo por medio de delaminación y/o quebraduras. Los atacantes utilizados para remover los materiales de sacrificio deben de tener selectividad de atacado y deben poder atacar los materiales de sacrificio sin afectar las estructuras. Además los atacantes deben de tener buenas características de viscosidad y tensión de superficie. Entre algunos de los materiales de circuitos integrados que son compatibles con las técnicas de micromaquinado de superficie se encuentran: (1) Dióxido de polisilicio/silicio; para depositar polisilicio como material de sacrificio se utiliza Deposición Química en fase Vapor a Baja Presión (LPCVD, sección 1.4.5) y se utiliza óxido como material de sacrificio el cual es depositado mediante LPCVD. El óxido es fácilmente disuelto en una solución de HF (ácido fluorhídrico) sin que el polisilicio sea afectado. Junto con este sistema de materiales, el nitruro de silicio es utiliza-

do para proporcionar aislamiento eléctrico. (2) Polimide/aluminio; en este caso el polimide es un material estructural y el aluminio es una capa de sacrificio. (3) Nitruro de silicio/ polisilicio; el nitruro de silicio es utilizado como material estructural y el polisilicio es un material de sacrificio. Para este sistema de materiales, los atacantes anisotrópicos de silicio tales como KOH y EDP son utilizados para disolver el polisilicio. (4) Tungsteno/dióxido de silicio; el tungsteno es depositado por CVD y es utilizado como material estructural con el óxido como material de sacrificio. La solución HF es utilizada para remover el óxido de sacrificio.

El micromaquinado de superficie puede también ser desarrollado utilizando métodos de atacado en seco. Se puede utilizar atacado de plasma basado en mezcla de gases con SF₆/O₂ y CF₄/H₂ y ofrece grandes ventajas de selectividad para mascarar de fotorresist, dióxido de silicio y aluminio. Sin embargo cuando se utiliza atacado de plasma, se pueden observar regiones de la máscara no atacadas; lo cual se debe a la mayor cantidad del atacante de átomo de fluorina isotrópico comparado con el atacado vertical inducido por el bombardeador de iones. Por lo contrario, un atacado de iones reactivo de polisilicio utilizando una combinación de gases de clorina/fluorina no produce virtualmente regiones sin atacar y además produce un atacado casi vertical cuando se utiliza fotorresist como material para máscaras. Aunque se pueden formar patrones de silicio rectangulares fuera de las películas de silicio utilizando plasmas de clorina/fluorina.

Las microestructuras de silicio fabricadas mediante micromaquinado de superficie son por lo general estructuras planas (o de dos dimensiones). Otras técnicas que involucran el uso de películas delgadas de materiales estructurales liberados por el removimiento de una capa de sacrificio alojada por debajo, han permitido que el micromaquinado de superficie se extienda a tres dimensiones. Mediante la conexión de platos de polisilicio a el sustrato con bisagras, estructuras micromecánicas en 3D pueden ser ensambladas después del liberamiento. Otra aproximación a las estructuras en 3D utiliza deposiciones conformales de polisilicio y de películas de sacrificio de óxido para rellenar trincheras profundas previamente grabadas en el sustrato de silicio [2].

1.2.3. Adhesión de obleas para MEMS

El micromaquinado de silicio tiene limitaciones respecto a la formación de complejas microestructuras en 3D en un formato monolítico; sin embargo se han propuesto estructuras multichip para MEMS complejos, donde la adhesión de oblea-a-oblea es indispensable para su formación.

La adhesión de obleas para MEMS puede ser clasificada en tres tipos: adhesión anódica, adhesión asistida de capa-intermedia y adhesión directa [2].

Adhesión anódica

La adhesión anódica es también llamada adhesión termal de campo-asistido, adhesión electrostática, etc. La adhesión se lleva a cabo usualmente entre un vidrio de sodio y silicio. Para la adhesión anódica, un cátodo y un ánodo son colocados entre el vidrio (o silicio con un recubrimiento delgado de vidrio) y la oblea de silicio, respectivamente; el rango de voltajes aplicados es de 200 [V] a 1000 [V]. Al mismo tiempo, el ánodo es colocado en un calentador proporcionando la temperatura de adhesión que se encuentra alrededor de 180 a 500 °C. Durante la adhesión, los iones de oxígeno del vidrio se trasladan hacia el silicio, resultando en la formación de una capa de dióxido de silicio entre la oblea de silicio y la oblea de vidrio; lo cual resulta en una unión química hermética bastante fuerte.

Adhesión asistida de capa-intermedia

Este tipo de adhesión para MEMS requiere de una capa intermedia para la adhesión entre obleas, la cual puede ser un metal, un polímero, soldadura, vidrios, etc. Una de las más tempranas adhesiones, la adhesión eutéctica utilizaba oro como capa intermedia para la adhesión de Si-Si para sensores de presión. La adhesión eutéctica Au-Si toma lugar a una temperatura de 363 °C. Pero el esfuerzo generado durante la adhesión fue encontrado significativo e introducía desplazamiento al sensor.

Los polímeros como capas intermedias para la adhesión predominan a muy bajas temperaturas, brindan gran fuerza, no tienen la presencia de iones de metal y presentan bajo esfuerzo debido a su propiedad elástica; tales como: fotorresists UV como polimide, AZ-4000, SU-8, polimetil-metacrilato (PMMA) y otros polímeros UV. La desventaja es que el dispositivo adherido con polímeros no mantiene un sellado hermético debido a la alta permitividad de los polímeros.

Los vidrios con baja temperatura de fusión también sirven como capas intermedias para la adhesión, en donde una capa de vidrio es depositada sobre una oblea de silicio. La planicidad de la capa de vidrio es crítica para obtener una adhesión uniforme, fuerte y con un bajo esfuerzo. La impresión por pantalla de vidrio fue utilizada para la adhesión de sensores de presión.

Adhesión directa

La adhesión directa también es conocida como adhesión de fusión de silicio, la cual es utilizada para la adhesión de silicio-silicio. La adhesión directa está basada en reacciones químicas entre grupos de OH presentes en la superficie del silicio o en los óxidos crecidos que cubren las obleas. La adhesión directa por lo general sigue tres pasos: preparación de la superficie, contacto y alineamiento termal.

La preparación de la superficie involucra la limpieza de las superficies de ambas obleas para formar una superficie hidratada. La superficie de la oblea

debe de ser un espejo liso, la rugosidad no debe de ser mayor a 10 \AA , y la curvatura para una oblea de 4 pulgadas debe de ser menor a 5 micras para lograr la planicidad necesaria. Seguido a esta preparación, las obleas son alineadas y puestas en contacto en el ambiente de un cuarto limpio, y ahí las obleas son presionadas suavemente en el punto central del área de contacto. La atracción de las dos superficies hidratadas lleva a un contacto íntimo sobre la totalidad de la superficie de las obleas. El paso final en la adhesión directa es alinear la temperatura del cuarto a $1200 \text{ }^\circ\text{C}$. Este proceso de alineación incrementa la fuerza de adhesión por más de un orden de magnitud a temperaturas altas (800 a $1200 \text{ }^\circ\text{C}$). Pero la alineación de alta temperatura no está permitida para obleas metalizadas. La adhesión directa asegura una adhesión de gran fuerza. Y las dimensiones de los dispositivos pueden ser llevados a una escala muy baja si se consideran no sólo las aproximaciones de adhesión directa, sino también las aproximaciones de adhesión anódica [2].

1.2.4. Procesos LIGA

La mayoría de los MEMS de microestructuras complejas son gruesas y de tres dimensiones. Por tal motivo, se han desarrollado muchas tecnologías para lograr grandes relaciones de aspecto (altura-ancho) y dispositivos en 3D, los procesos LIGA es una de ellas.

LIGA o Litografía, Galvanofórmica, Moldeadora; fue desarrollada por el Centro de investigaciones de Karlsruhe en el comienzo de los 80's en Alemania, utilizando rayos X para la exposición de máscaras, galvanofórmica para formar las partes metálicas y el moldeo para producir las micropartes con plástico, metal, cerámica o sus combinaciones. Con los procesos LIGA, la altura de las microestructuras puede ser de cientos de micras a la escala milimétrica, mientras que la resolución lateral se puede mantener en la escala de las submicras debido a los avances de la litografía de rayos X. Varios materiales pueden ser incorporados dentro de los procesos LIGA, permitiendo tener propiedades eléctricas, magnéticas, piezoeléctricas, ópticas y de aislamiento en sensores y actuadores con una alta relación de aspecto; lo cual no es posible con los procesos basados en silicio. Además, mediante la combinación de técnicas con capas de sacrificio y procesos LIGA, se pueden construir MEMS bastante complejos. Sin embargo, los procesos LIGA tienen un alto costo de producción debido a que no es fácil el acceso a las fuentes de rayos X; lo cual limita su aplicación. Otra desventaja de los procesos LIGA recae en el hecho de que las estructuras fabricadas usando estos procesos son solo una aproximación a la tercera dimensión [2].

1.3. Materiales utilizados para la fabricación de MEMS

Una gran gama de materiales ha sido incorporada para la fabricación de MEMS. Además del silicio, materiales como metales, aleaciones, cerámicas y

polímeros, son las cuatro familias principales de materiales utilizadas en la tecnología MEMS.

1.3.1. Silicio

El silicio es uno de los pocos materiales que puede ser económicamente manufacturado en sustratos de cristal sencillos. Su naturaleza cristalina posee ventajas eléctricas y mecánicas significativas. Eléctricamente, se puede lograr una modulación precisa de su conductividad a través de un dopado con impurezas. Y mecánicamente, el silicio es un material elástico y fuerte. El silicio es un material adecuado en el cual se pueden integrar funciones electrónicas, mecánicas, térmicas, ópticas y aún de fluidos. Su bajo costo por oblea hace de este un material atractivo para la fabricación de componentes y sistemas micromecánicos.

La visualización apropiada de los planos cristalográficos es la llave para entender la dependencia de las propiedades del material con la orientación del cristal y los efectos de los ataques químicos en los diferentes planos del material.

El silicio tiene una estructura reticular en forma de diamante la cual puede ejemplificarse como un cubo. Los tres ejes de mayor importancia del cubo son llamados *ejes principales* (x, y, z). Las direcciones específicas y los planos dentro del cristal son designados con referencia a los ejes principales usando "Índices de Miller" (figura 1.4). La cual es una notación especial que incluye tres enteros encerrados entre corchetes, signos de intercalación, paréntesis y llaves. Las direcciones se especifican mediante corchetes o signos de intercalación, mientras que los planos son definidos mediante paréntesis o llaves. Por ejemplo, $[1\ 0\ 0]$ representa un vector en la dirección x con referencia a los tres ejes principales del cubo, y $\langle 1\ 0\ 0 \rangle$ denota las seis direcciones equivalentes a $[1\ 0\ 0]$ (las direcciones $+x, -x, +y, -y, +z$ y $-z$). Análogamente, $(1\ 1\ 1)$ representa un plano perpendicular al vector $[1\ 1\ 1]$, mientras $\{1\ 1\ 1\}$ representa los ocho planos cristalográficos de $(1\ 1\ 1)$.

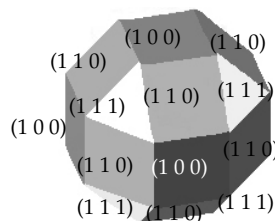


Figura 1.4: Planos cristalográficos del silicio y su notación de Miller.

El algebra de vectores muestra que los ángulos entre los planos $\{1\ 0\ 0\}$ y $\{1\ 1\ 0\}$

y entre los planos $\{1\ 0\ 0\}$ y $\{1\ 1\ 1\}$ son de 45° y 54.74° respectivamente. De manera análoga, los planos $\{1\ 1\ 1\}$ y $\{1\ 1\ 0\}$ se intersecan el uno al otro con ángulos de 35.26° , 90° o 144.54° . Los ángulos entre los planos $\{1\ 0\ 0\}$ y $\{1\ 1\ 1\}$ son importantes en el proceso de micromaquinado por que soluciones acuosas alcalinas, tal como el hidróxido de potasio (KOH), ataca los planos $\{1\ 0\ 0\}$ y no los $\{1\ 1\ 1\}$ del silicio [3].

Los fabricantes de materiales cortan obleas de silicio delgadas y circulares de trozos más grandes a lo largo de planos específicos. El plano de corte (cara superior de la oblea) se conoce como la **orientación del corte**, y se identifica mediante lados planos primarios y secundarios en la misma oblea (figura 1.5). Por ejemplo, la cara superior de una oblea con **orientación** $\{1\ 0\ 0\}$ es un plano $(1\ 0\ 0)$, el cual puede ser cualquiera de los seis planos equivalentes $\{1\ 0\ 0\}$. Las obleas comerciales disponibles tienen una orientación predominante $\{1\ 0\ 0\}$, que es la orientación del plano de corte preferido en la tecnología CMOS. Adicionalmente a la orientación del corte, otras dos especificaciones importantes son el tipo de impurezas dopantes (n o p) y la resistividad eléctrica (sus unidades son $\Omega \cdot \text{cm}$).

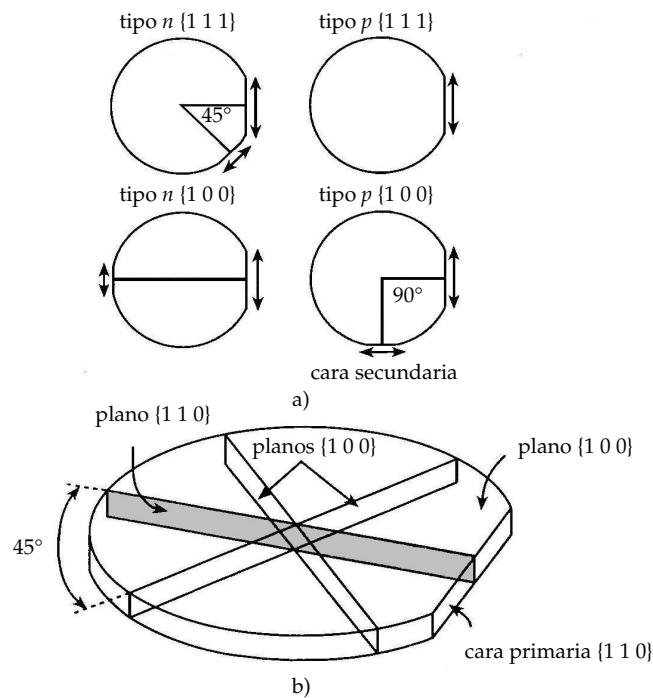


Figura 1.5: a) Ilustración que muestra las caras primarias y secundarias de las obleas $\{1\ 0\ 0\}$ y $\{1\ 1\ 1\}$, para un dopado tipo n y p . b) Ilustración de los diferentes planos en una oblea con orientación $\{1\ 0\ 0\}$.

El silicio es un elemento que existe en tres formas: Cristalina, policristalina y amorfa.

El silicio cristalino es un material fuerte y frágil, deformable elásticamente hasta que alcanza su punto de ruptura. Su módulo de Young depende de la orien-

tación del cristal y en promedio es de 160 [GPa], cercano al del acero inoxidable. Como una consecuencia de la naturaleza cristalina, las propiedades mecánicas son uniformes en cada parte de la oblea y las obleas están libres de tensiones intrínsecas. La mayoría de las propiedades mecánicas del silicio cristalino son independientes del dopado de impurezas, pero la tensión tiende a aumentar cuando las concentraciones de dopado alcanzan niveles de ($\sim 10^{20} \text{cm}^{-3}$) [3].

Las propiedades mecánicas del polisilicio y el silicio amorfo varían con las condiciones de deposición; pero la mayoría son similares a las del silicio cristalino. Ambos sufren de altos niveles de tensión intrínseca (millones de MPa). Las vigas hechas de polisilicio o silicio amorfo que no se someten a un proceso cuidadoso de recocido (stress-annealing) pueden deformarse debido a los efectos de la tensión intrínseca.

El polisilicio es un material igualmente importante y atractivo para construir MEMS. Este ha sido utilizado exitosamente para fabricar estructuras micromecánicas y para integrar interconexiones eléctricas, termoacopladores, diodos de uniones $p-n$, y otros dispositivos eléctricos con estructuras micromecánicas.

1.3.2. Aislantes

Dióxido de silicio

El dióxido de silicio es un aislante muy bueno debido a su estabilidad, a diferencia de otros como el dióxido de germanio el cual es soluble en agua. Varias formas del dióxido de silicio (SiO_2 , SiO_x , silicato de vidrio) son ampliamente usadas en el proceso de micromaquinado debido a sus excelentes propiedades térmicas y eléctricas como aislantes. También son usados como capas de sacrificio en el proceso de micromaquinado de superficie debido a que pueden ser atacados con una gran selectividad utilizando ácido fluorhídrico (HF). Una desventaja de los óxidos de silicio es que es difícil controlar sus tensiones intrínsecas.

Nitruro de Silicio

El nitruro de silicio (Si_xN_y) es ampliamente usado en forma de capas delgadas aislantes y como barrera contra la difusión de iones móviles, en particular, iones de sodio y potasio encontrados en ambientes biológicos. Su módulo de Young es mayor al del silicio y sus tensiones intrínsecas se pueden controlar variando las condiciones de deposición del material. También es un buen material para hacer máscaras que pueden ser utilizadas con soluciones de ataque alcalinas [3].

1.3.3. Metales y aleaciones de metales para MEMS

Películas delgadas de metales han sido utilizadas en los chips de CI desde hace mucho tiempo; se requieren estructuras de películas gruesas de metal para

algunos dispositivos MEMS. El microelectroplateado y la fotoformación son utilizadas para construir estructuras de películas gruesas de metal. El níquel, cobre y el oro han sido electroplateados para formar dichas estructuras. La mayoría de los metales de película gruesa son utilizados como materiales estructurales de los dispositivos finales, o como moldes para la inserción de polímeros en el micromoldeo de cerámica.

Las capas delgadas de metal se depositan normalmente ya sea por pulverización catódica (sección 1.4.3), evaporación (sección 1.4.4) o deposición química en fase vapor (sección 1.4.5). También se pueden depositar capas de oro, níquel y Permalloy™ (Ni_xFe_y) por electroplateado. Se pueden fabricar microelectrodos utilizando oro, platino e iridio. Las capas de cromo y titanio (10-100 [nm]) se utilizan para adherir metales que tienen tendencia a despegarse, como pueden ser tungsteno, níquel, platino o paladio depositados mediante evaporación o pulverización catódica.

Varias aleaciones de metal y procesos relacionados han sido desarrollados para la industria de los MEMS. Películas delgadas de CoNiMn fueron utilizadas como materiales magnéticos permanentes para actuación magnética. Películas gruesas de Permalloy de NiFe fueron electroplateadas sobre un sustrato de silicio para dispositivos de microsistemas electromecánicos, tales como micromotores, microactuadores, microsensores y convertidores de potencia integrados; los cuales, permitieron la producción de un nuevo chip que generaba micropotencia con circuitos integrados. La aleación de películas de TiNi fueron depositadas mediante pulverización sobre el sustrato para el sensado y actuación de SMA. Películas delgadas de TbFe y SmFe fueron usados para la actuación magnetoestrictiva [2].

1.3.4. Polímeros para MEMS

Los polímeros han sido utilizados ampliamente tanto como materiales estructurales como materiales funcionales en microdispositivos. Como materiales estructurales, su elasticidad, sus propiedades ópticas y su biocompatibilidad son usados en muchos dispositivos; los cuales utilizan películas delgadas y gruesas de estos polímeros. Algunos de los polímeros y los procesos relacionados para la formación de la estructura con dichos polímeros son listados en la tabla 1.2. Cabe señalar que una gran gama de polímeros han sido desarrollados para MEMS en los últimos años (tabla 1.3).

1.3.5. Otros materiales para la fabricación de MEMS

Las cerámicas son otras de las principales especies de materiales utilizadas en los MEMS. De hecho, películas delgadas de SiO_2 y Si_3N_4 se han utilizado para dispositivos semiconductores y dispositivos MEMS de silicio. La película gruesa

TABLA 1.2: Polímeros y procesos de fabricación para MEMS [2].

Nombre del Polímero	Estructura	Proceso	Propiedad utilizada
Polimide	película delgada	recubrimiento	elasticidad
Caucho de silicio	película gruesa	moldeaje	elasticidad
Parilene C	película delgada	recubrimiento	barrera de vapor
PMMA	película gruesa	LIGA	elásticidad, óptica
Policarbonato	película gruesa	repujado caliente	elásticidad, transparencia óptica
PDMS	película gruesa	moldeaje	elásticidad, compatibilidad biomédica
Resina epoxy	película gruesa	moldeaje	encapsulamiento, resistencia a grandes PH
Polisulfone	película gruesa	moldeaje	excelente resistencia mecánica y eléctrica a temperaturas de 150 a 300 °F

TABLA 1.3: Polímeros funcionales para MEMS [2].

Nombre	Propiedad Funcional	Aplicación
PVDF	Piezolectricidad	Sensor, Actuador
Poli(pirole)	Conductividad	Sensor, Actuador
Fluorosilicon	Electróstrictividad	Actuador
Silicon	Electróstrictividad	Actuador
Poliuretano	Electróstrictividad	Actuador

de cerámica y las estructuras en 3D de cerámica también son necesarias para aplicaciones especiales. Por ejemplo, microsensores de presión de cerámica han sido desarrollados para la medición de presión en ambientes con alta temperatura. Otras cerámicas funcionales tales como ZnO, PZT, etc. se han incorporado dentro de la tecnología MEMS. Los procesos de fabricación desarrollados para MEMS de cerámica incluyen: impresión de pantalla, micromoldeación, laminación, Sol-gel y micro estereolitografía [2].

1.4. Técnicas de deposición de materiales para la fabricación de MEMS

Los métodos de crecimiento epitaxial, pulverización catódica (sputtering), evaporación, deposición química en fase vapor, y de giro son técnicas comunes usadas para depositar capas uniformes de silicio, metales, aislantes o polímeros.

1.4.1. Crecimiento epitaxial

El crecimiento epitaxial es un método de deposición que hace crecer una capa de silicio cristalino sobre una oblea de silicio, pero con un tipo diferente de dopante y concentración. La capa epitaxial tiene un grosor típico de 1 a 20 [μm]. Esta presenta la misma orientación del cristal que el sustrato base, excepto cuando crece sobre un material amorfo (por ejemplo el polisilicio se logra a partir de un crecimiento de dióxido de silicio sobre un sustrato de material amorfo). El crecimiento epitaxial es ampliamente usado en la fabricación de circuitos CMOS, y ha demostrado ser eficiente en la formación de obleas de uniones p - n por grabado electroquímico controlado.

El crecimiento ocurre en un reactor de deposición química en fase vapor por disociación de una fuente de gas de silicio a una temperatura mayor a 800°C . Las fuentes de silicio comunes son el silano (SiH_4), diclorosilano de silicio (SiH_2Cl_2) o tetracloruro de silicio (SiCl_4). Las tasas nominales de crecimiento varían entre 0.2 y 1.5 [$\mu\text{m}/\text{min}$] dependiendo de la fuente de gas y la temperatura de crecimiento. Si se desea dopar el material, las impurezas dopantes son incorporadas simultáneamente durante el crecimiento por disociación de una fuente de gas dopante en el mismo reactor. Para un dopado tipo n se utilizan dos gases extremadamente tóxicos: arsina (AsH_3) y fosfina (PH_3). Para un dopado tipo p se utiliza el diborano (B_2H_6).

Se puede hacer crecer silicio cristalino sobre otros tipos de sustratos cristalinos tales como zafiro (Al_2O_3), este proceso es llamado crecimiento heteroepitaxial para indicar la diferencia en los materiales. Dichas obleas de silicio-sobre-zafiro (SOS) se encuentran disponibles en el mercado, y tienen gran eficacia en aplicaciones donde se requiere un sustrato aislante o transparente [3].

1.4.2. Oxidación térmica

La oxidación térmica es el método por el cual se genera una película delgada de dióxido de silicio sobre una oblea de silicio. La oxidación del silicio se lleva a cabo dentro de oxígeno seco o de vapor de agua a temperaturas elevadas (850-1150°C).

La oxidación térmica del silicio genera esfuerzo de compresión en la película de dióxido de silicio. Hay dos razones por las que se presenta este esfuerzo: las moléculas del dióxido de silicio poseen más volumen que los átomos de silicio y hay una diferencia entre los coeficientes de expansión térmica del silicio y del dióxido de silicio. El esfuerzo de compresión depende del grosor total de la capa de dióxido de silicio, y puede alcanzar cientos de MPa. En consecuencia, las películas de dióxido de silicio crecidas térmicamente con un espesor mayor a una micra pueden provocar deformaciones en el sustrato en las que serán depositadas. Por ejemplo, las membranas y vigas construidas por el material anterior tienden a presentar problemas de deformación (figura 1.6) [3].

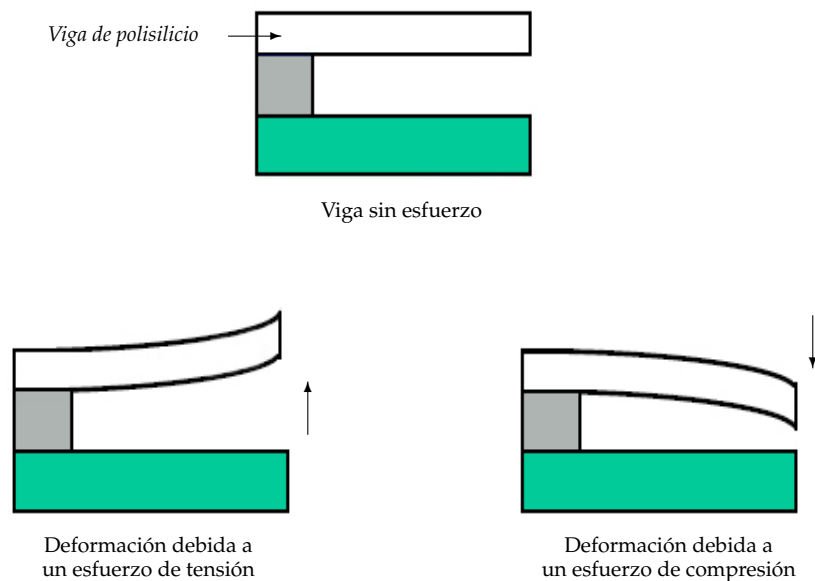


Figura 1.6: Tipos de esfuerzos que presentan las capas estructurales al ser depositadas.

1.4.3. Pulverización catódica (Sputtering)

En este tipo de deposición, el material que se quiere depositar es bombardeado físicamente por un flujo de iones (e.j., argón, helio) en una cámara al vacío. Las partículas del material son expulsadas y depositadas sobre la superficie del sustrato. La excitación del flujo de iones se puede realizar mediante una fuente de poder de DC, de RF ó magnética. Para la deposición de materiales aislantes como el vidrio, se prefieren fuentes de DC o RF.

El método de pulverización catódica es útil en la comunidad de los MEMS para depositar películas delgadas de metales a bajas temperaturas ($< 150^{\circ}\text{C}$) tales como aluminio, titanio, cromo, platino y paladio, así como de silicio amorfo y dieléctricos como el vidrio y cerámicos piezoeléctricos (e.j., PZT, ZnO). Las películas depositadas mediante este método son uniformes pero la terminación en sus extremos son de mala calidad debido a la aleatoriedad con que se depositan las partículas del material sobre el sustrato. Los niveles de esfuerzo que presentan dichas películas varían normalmente con las condiciones de presión de la cámara en la cual se lleva a cabo la deposición, pasando de un régimen de esfuerzo de compresión a bajas presiones (0.1-1 [Pa]) a uno de esfuerzo de tensión a altas presiones (1-10 [Pa]). La transición entre el régimen de compresión y el de tensión es por lo regular de unas decenas de Pa, por lo que es difícil de controlarla en una deposición [3].

1.4.4. Evaporación

La evaporación implica el calentamiento del material a una temperatura lo suficientemente alta para generar vapor el cual se condensa sobre un sustrato. Casi cualquier material puede ser evaporado (e.j., Al, Si, Ti, Mo, vidrio, Al_2O_3 . . . etc), incluyendo muchos metales con un punto de fusión alto (W, Au, Cr, Pd, Pt), si se logra una presión de vapor un poco mayor a la del medio ambiente (0.1-10 [Pa]), permitiendo que el contenedor (fabricado usualmente de tungsteno) en el cual se encuentra el material no sea evaporado.

El calentamiento del material se logra ya sea de manera resistiva, pasando una corriente eléctrica a través de un filamento hecho del material deseado, ó mediante un haz de electrones sobre el material que se quiere depositar. En el primer caso, los electrones emitidos por el filamento caliente son acelerados a un potencial de 10 [KV] antes de que choquen y fundan el material. La evaporación resistiva es sencilla, pero puede propagar impurezas u otros contaminantes presentes en el filamento. El tamaño del filamento limita el grosor de la película depositada. Por lo contrario, la evaporación mediante un haz de electrones permite obtener una mejor calidad en la película y mayores tasas de deposición (50-500 [nm/min]), pero el sistema de deposición es más complejo, requiere de enfriamiento del material con agua, y de una capa protectora de rayos X generados cuando los electrones chocan contra el material. Además, la radiación que atraviesa la superficie del sustrato de silicio durante el proceso de deposición puede dañar el cristal y degradar las características de los circuitos electrónicos.

La evaporación es un proceso de deposición direccional por lo cual la mayoría de las partículas del material son depositadas en un ángulo específico sobre el sustrato, lo cual genera una cubierta no uniforme en las esquinas. Esto es un efecto indeseable si se desea que haya continuidad en la película delgada. Para reducir este efecto se puede girar el sustrato durante la deposición; sin embargo, en algunos casos, este efecto puede ser usado deliberadamente para seleccionar

las regiones en las que se desea o en las que es indeseable depositar material.

Las películas delgadas depositadas mediante evaporación presentan altos esfuerzos de tensión, los cuales se incrementan con los altos puntos de fusión del material. La evaporación de películas de tungsteno o níquel, por ejemplo, tienen esfuerzos de 500 [MPa], lo suficiente para causar deformaciones o peor aún rupturas en la película. De forma similar al sputtering, elevando la temperatura de deposición del sustrato se puede disminuir el esfuerzo de tensión en la película [3].

1.4.5. Deposición química en fase vapor

El método de deposición química en fase vapor *a presión atmosférica* (CVD) se basa en la generación de una reacción química en un cuarto al vacío, con la cual se puede lograr la deposición de los constituyentes de la reacción sobre la superficie de un sustrato caliente para formar un sólido. De manera opuesta al sputtering, CVD es un proceso que trabaja a altas temperaturas (mayores a 300°C). Con este método de deposición se pueden obtener películas delgadas de dieléctricos y metales de alta calidad. Películas de polisilicio, óxido de silicio, nitruros de silicio, tungsteno, titanio, y tantalio así como sus nitruros, y más recientemente, cobre y dieléctricos con permitividad baja son películas comunes que son depositadas mediante el método de CVD.

Los métodos basados en la deposición química en fase vapor son: *de baja presión* (LPCVD), o *de plasma mejorado*¹ (PECVD), del cual se desprende el método de *plasma de alta densidad* (HDP-CVD). Los métodos de CVD y LPCVD operan con un sustrato a temperaturas de 500°C a 800°C. En PECVD y HDP-CVD, la temperatura del sustrato es cercana a los 300°C, con estos métodos también es factible la deposición de nitruros de silicio. Las características de las películas finales (especialmente las de dióxido de silicio y nitruros de silicio) dependen en gran medida de los parámetros de deposición: la temperatura del sustrato, la presencia de gases, los dopantes, la presión y la potencia y frecuencia de RF de excitación del plasma [3].

1.4.6. Métodos de giro

El método de giro es un proceso simple para colocar capas de dieléctricos y materiales orgánicos. El proceso se realiza con una mesa giratoria de velocidad variable con ventanas de seguridad. Un inyector provee el material en forma líquida en el centro de la oblea, el cual se esparce de manera uniforme al hacer girar el sustrato a grandes velocidades (500 a 5000 [rpm]).

¹Se le llama plasma a la mezcla de electrones, iones, y neutrones, la cual es una fase diferente a la sólida, líquida o gaseosa. La utilización de la fase de plasma incrementa la densidad de los iones y neutrones que pueden participar en una reacción química; por lo tanto se acelera la velocidad de la reacción, ya sea una deposición o un grabado.

Los materiales orgánicos comunes que se pueden depositar con éste método son el material fotorresistivo y los polímeros con grosores típicos de 0.5-20 [μm], aunque existen algunos materiales con propósitos especiales, como el epoxy SU-8, el cual puede llegar a tener un grosor de 100 [μm] [3].

1.4.7. Litografía

La litografía es un proceso fotográfico que imprime patrones sobre capas de polímeros fotosensitivos (fotorresist) que son usadas subsecuentemente como máscaras protectoras cuando se lleva a cabo el ataque. La litografía consta de los siguientes pasos:

- ▶ Aplicación de fotorresist el cual es una emulsión fotosensitiva.
- ▶ Exposición óptica para imprimir la imagen de la máscara en el fotorresist.
- ▶ Inmersión dentro de una solución acuosa reveladora para disolver el fotorresist expuesto y hacer visible la imagen deseada (según el fotorresist, positivo o negativo).

La máscara consiste en un patrón formado por una capa opaca de cromo sobre un sustrato de vidrio transparente. El diseño del patrón se hace con una herramienta de diseño asistido por computadora (CAD) y posteriormente se transfiere a una capa delgada de cromo. Un proceso de microfabricación completo involucra repetir varias veces la secuencia de pasos anterior.

El fotorresist *positivo* es una resina orgánica que contiene un *sensibilizador*, el cual impide que el fotorresist se disuelva al sumergirlo dentro de la solución reveladora. Para imprimir la imagen de la máscara en el fotorresist, este último se expone a una luz en el rango de 200 a 450 [nm] (ultravioleta a azul), la cual rompe el *sensibilizador* provocando que las regiones expuestas se disuelvan cuando se sumerge dentro de la solución reveladora. El proceso opuesto ocurre con el fotorresist *negativo*, las áreas expuestas a la luz son las que permanecen.

Existen tres diferentes modos de realizar la exposición óptica del fotorresist: por *contacto*, *proximidad* y *proyección*. En la litografía por *contacto* la máscara toca la oblea, lo que provoca que se disminuya el periodo de vida de ésta y que deje residuos indeseables en la oblea y en la misma máscara. Mediante el modo de *proximidad* la máscara se coloca de 25-50 [μm] de la superficie del fotorresist. Finalmente, en la litografía por *proyección*, la imagen de la máscara se proyecta sobre la oblea por medio de lentes ópticos [3].

1.4.8. Grabado

El objetivo es eliminar material selectivamente usando los patrones grabados en el fotorresist como plantilla enmascarante. Este patrón puede grabarse directamente en un sustrato de silicio o en una película delgada la cual puede ser usada como máscara para subsecuentes grabados. Para llevar a cabo un ataque apropiado debe existir una alta selectividad entre el material enmascarante y el material que se quiere remover.

En el grabado **isotrópico** el ataque se lleva a cabo de manera uniforme en todas direcciones, por lo cual se tienen cavidades redondeadas. Por el contrario, en un grabado **anisotrópico**, el ataque se lleva a cabo preferentemente en ciertas direcciones obteniendo cavidades delineadas por superficies planas bien definidas, las cuales no son necesariamente perpendiculares a la oblea.

El medio en el cual se lleva a cabo el grabado puede ser *húmedo* o *seco*. El grabado *húmedo* tiene la ventaja de tener un bajo costo de fabricación por lote (se pueden grabar de 20 a 25 obleas simultáneamente) y puede ser isotrópico o anisotrópico. El grabado en *seco* se lleva a cabo mediante el uso de gases reactantes en un ambiente de plasma a baja presión. El equipo necesario para realizarlo es especializado, ya que requiere de una instalación con tubos ultra limpios para transportar y mantener la alta pureza de los gases reactantes hacia una cámara al vacío [3].

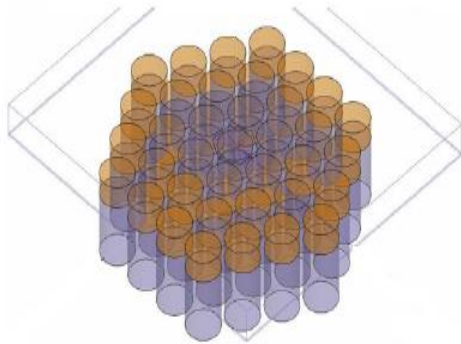
1.5. Conclusiones

Se obtuvo un panorama general de la tecnología de los Microsistemas Electromecánicos, revisando sus principales características y el por qué hacen a esta tecnología tan prometedora en el desarrollo tecnológico actual en el campo de las telecomunicaciones. Se concluye que entre las principales ventajas que ofrece esta tecnología es su fácil adaptación (en la mayoría de los casos) con los sistemas de tecnología planar existentes; debido a que comparten el mismo principio de fabricación; además de integrar las funciones de sensado, actuación, control, cálculo y comunicación en una misma oblea. Se concluye que los dispositivos del tipo MEMS ofrecen un bajo costo respecto a su fabricación; debido a que, son fabricados en grandes cantidades utilizando la infraestructura de los circuitos integrados (incluyendo tanto los materiales como las técnicas de deposición de circuitos integrados); aunque para ciertas aplicaciones, se necesita del desarrollo de nuevos materiales y de la combinación de varias técnicas de deposición (nuevas y ya existentes). También se concluye que, las tres estructuras básicas en las que se basan la mayoría de los dispositivos MEMS son: vigas o cantilivers, membranas y estructuras resonantes; cuya fabricación es llevada a cabo mediante las técni-

cas de micromaquinado. Y su actuación puede ser eléctrica, magnética, térmica o piezoeléctrica.

Bibliografía

- [1] PELESKO, J. A.; BERNSTEIN, D.A.: *“Modeling MEMS and NEMS,”* Chapman & Hall/CRC, 2003.
- [2] VARADAN, VIJAY K.; VINOY K.J.; JOSE K.A.: *“RF MEMS and Their Applications,”* Pennsylvania State University (USA), Wiley & Sons, 2003.
- [3] MALUF, NADIM I.: *“An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering,”* London, Artech House, 2000.
- [4] OBERHAMMER, J.: *“Novel RF MEMS Switch and Packaging Concepts,”* Microsystem technology department of signals, sensors and systems royal institute of technology, Stockholm, 2004.



Capítulo 2

Interruptores y Desplazadores de Fase MEMS para RF

El desarrollo de los MEMS es inherentemente interdisciplinario; por lo tanto, se necesita de un adecuado conocimiento de este conjunto de herramientas así como de la aplicación final.

A mediados de los 90's se publicaron una gran variedad de artículos sobre dispositivos MEMS y sobre todo de MEMS para RF; sin embargo, al final de los 90's los artículos presentaban más y más retos acerca del funcionamiento de estos dispositivos, lo cual era indicación de que esta tecnología comenzaba a madurar.

Los MEMS para RF son dispositivos construidos por medio de micromaquinado, los cuales interactúan con señales eléctricas que pertenecen al rango de radiofrecuencias (ver Apéndice B).

Los dispositivos MEMS para RF de mayor interés son los interruptores, los capacitores variables e inductores, los cuales presentan un mejor comportamiento que sus homólogos de estado sólido. Otros dispositivos bastante importantes son: cavidades resonantes para aplicaciones de selección de frecuencia, antenas y líneas de transmisión. Algunos sistemas y subsistemas MEMS para RF son: desplazadores de fase de banda ancha, los cuales utilizan interruptores o capacitores variables MEMS para RF, antenas reconfigurables, osciladores controlados por voltaje (VCO's), acopladores de impedancia, etc.

Todos estos dispositivos se prefieren por sus excelentes características: bajas pérdidas de inserción y alta linealidad para el caso de interruptores; alta selectividad de frecuencia y tamaño muy pequeño para filtros; un valor alto de Q (factor de calidad) y alta frecuencia de autoresonancia (SRF) para inductores; gran rango de sintonización, bajas resistencias en serie y alta linealidad para ca-

pacitores variables. Sin embargo su fabricación es compleja, presentan problemas de confiabilidad, dificultades en algunas ocasiones para integrarlos con circuitos de tecnología planar debido a sus requerimientos de empaquetamiento y a los problemas específicos del dispositivo, tales como alta impedancia para los resonadores y un bajo manejo de potencia en el caso de los interruptores.

¿Por qué usar MEMS para RF? En la práctica, una solución a un problema en especial que implique utilizar MEMS es atractiva; sólo sí, posibilita realizar funciones nuevas y/o reduce los costos significativamente. Para aplicaciones que pueden beneficiarse con la existencia de los MEMS (e.j., acelerómetros, interruptores, inyectores), la respuesta a la pregunta citada recae en la habilidad de satisfacer las especificaciones requeridas. De toda la variedad de MEMS, debido al crecimiento de los dispositivos portátiles de comunicación personal actuales y a la necesidad de expansión de las características de estos, los MEMS para RF tendrán una mayor comercialización. Entre las aplicaciones de MEMS para RF destacan: los equipos de prueba y medición automatizados, seguridad automovilística, sistemas de comunicación y aplicaciones militares y espaciales.

La reducción del costo de la fabricación de antenas de arreglos de fase es un punto de gran interés. El obstáculo principal para lograrlo es el costo de los elementos que constituyen los desplazadores de fase (diodos p-i-n, FET's y materiales ferroeléctricos). Todos estos elementos son caros y constituyen una porción significativa del costo del arreglo. Adicionalmente, los diodos p-i-n y los FET's introducen pérdidas significantes a frecuencias altas. Por lo que estas pérdidas necesitan elementos adicionales para la amplificación de la señal, lo cual resulta en un diseño del sistema aún más complejo. Sin embargo, nuevos desarrollos en tecnologías MEMS y en tecnologías ferroeléctricas prometen desplazadores de fase con muy buen comportamiento de pérdidas a frecuencias cada vez mayores.

2.1. Interruptores MEMS para RF

Los interruptores MEMS son dispositivos que utilizan movimiento mecánico para lograr un corto circuito (generalmente conocido como estado de encendido 'on') o un circuito abierto (generalmente conocido como estado de apagado 'off') en la línea de transmisión para RF. Los interruptores MEMS para RF son los interruptores micromecánicos específicos que son diseñados para operar en frecuencias de RF a ondas milimétricas (0.1 a 100 GHz). Las fuerzas requeridas para lograr el movimiento mecánico pueden ser obtenidas utilizando diseños electrostáticos, magnetostáticos, piezoeléctricos o térmicos. A la fecha, sólo los interruptores con actuación electrostática han sido diseñados para operar en frecuencias de 0.1 a 100 GHz con alta confiabilidad (con vida de 100 millones a 10 billones de ciclos) y a partir de técnicas de manufacturación de micromaquinado [1].

2.1.1. Comparación de los Interruptores MEMS para RF con su contraparte de estado sólido

Los interruptores de estado sólido presentan un decremento en su comportamiento cuando trabajan con señales para RF de frecuencias superiores a 1 GHz, presentando distorsión de la señal, pérdidas de inserción grandes, aislamiento bajo y un manejo de potencia limitado. Sin embargo los interruptores MEMS para RF presentan un comportamiento excelente con características uniformes en un mayor ancho de banda, aún a frecuencias mayores a 100 GHz. Esta es la ventaja de tener elementos mecánicos puros abriendo y cerrando o cortocircuitando una línea de transmisión. En la tabla 2.1 se compara el comportamiento de los interruptores basados en diodos PIN y FET's con interruptores MEMS para RF.

TABLA 2.1: Comparación entre interruptores MEMS, diodos PIN e interruptores a FET's para RF [19].

Parámetro	Unidad	Interruptor con diodos PIN	Interruptor con FET's	Interruptor MEMS
Voltaje de actuación	V	± 3-5	3-5	20-80
Corriente de actuación	mA	3-20	0	0
Potencia requerida	mW	5-100	0.05-0.1	0.05-0.1
Velocidad de conmutación	μ s	0.01-0.1	0.001-0.1	1-300
Capacitancia en estado cerrado C_d	fF	18-80	70-140	1-6
Resistencia en serie	Ω	2-4	4-6	0.5-2
Frecuencia de corte	THz	1-4	0.5-2	20-80
Aislamiento (1-10 GHz)	dB	> 35	15-25	> 40
Aislamiento (> 10 GHz)	dB	20-35	< 20	25-40
Pérdidas de inserción (1-10 GHz)	dB	0.3-0.7	0.4-2	0.05-0.2
Pérdidas de inserción (> 10 GHz)	dB	0.7-2	> 2	0.1-0.2
Manejo de potencia (1 GHz)	W_{CW}	< 10	< 5	< 0.5
Linealidad de la señal (IP3)	dBm	27-45	27-53	66-80
Tamaño	-	pequeño	pequeño	muy pequeño
Costo para el tipo SPDT por volumen	pesos	≈ 15	≈ 8	≈ 120 -300
Tiempo de vida	ciclos	> 10^9	> 10^9	> 10^8

Abreviaturas: SPDT Un Polo Dos Trayectorias

Las ventajas de los interruptores MEMS sobre los interruptores a base de diodos p-i-n o transistores de efecto de campo FET's son (ver tabla 2.2):

► **CONSUMO DE POTENCIA CASI CERO**

La actuación electrostática requiere entre 10 - 80 [V] pero con un consumo de corriente casi cero, exhibiendo una disipación de potencia muy baja (10-1000 [nJ] por ciclo de conmutación).

▶ AISLAMIENTO MUY ALTO

Los interruptores MEMS para RF en serie son fabricados con brechas de aire grandes (gaps) y por lo tanto, tienen capacitancias muy bajas en el estado de apagado ($2 - 4$ [fF]) lo cual resulta en un aislamiento excelente a frecuencias de 0.1 a 40 [GHz] .

▶ PÉRDIDAS DE INSERCIÓN MUY BAJAS

Los interruptores MEMS para RF en serie y paralelo poseen pérdidas de inserción de -0.1 dB hasta una frecuencia de 40 [GHz] .

▶ PRODUCTOS DE INTERMODULACIÓN LINEALES

Los interruptores MEMS son dispositivos muy lineales, por lo tanto, resultan productos de intermodulación muy bajos. Su comportamiento es alrededor de 30 dB mejor que los interruptores basados en p-i-n o FET's.

▶ COSTO MUY BAJO

Los interruptores MEMS son fabricados utilizando técnicas de micromaquinado de superficie y pueden ser construidos sobre sustratos de cuarzo, pirex, cerámica, silicio de alta resistividad o de GaAs.

Sin embargo, los interruptores MEMS para RF también presentan problemas, tales como (ver tabla 2.2):

◇ VELOCIDAD DE CONMUTACIÓN BAJA

La velocidad de conmutación de la mayoría de los interruptores MEMS es alrededor de $2 - 40$ [μ s] . Ciertos sistemas de comunicación y radar requieren interruptores mucho más rápidos.

◇ MANEJO DE POTENCIA LIMITADO

Muchos de los interruptores MEMS no pueden manejar más de $20 - 50$ [mW] de potencia. Los interruptores MEMS que manejan potencias de $0.2 - 10$ [W] con alta confiabilidad simplemente no existen hoy en día.

◇ MANEJO DE ALTO VOLTAJE

Los interruptores MEMS electrostáticos requieren de un voltaje de actuación de $10 - 80$ [V] para una operación confiable. Para lograr este voltaje cuando se utilizan en sistemas de comunicaciones portátiles se necesita de un chip convertidor de voltaje extra (amplificador de voltaje).

◇ CONFIABILIDAD

La confiabilidad de MEMS maduros es de 0.1 a 10 billones de ciclos. Sin embargo, muchos sistemas requieren interruptores con 20 a 200 billones de ciclos de vida. También, la confiabilidad térmica (años) no ha sido establecida.

◇ EMPAQUETADO

Los interruptores MEMS necesitan ser empaquetados en atmósferas inertes (nitrógeno, argón, etc.) y a humedades muy bajas, resultando en sellos herméticos o casi herméticos. Los costos de empaquetado son actualmente altos, y la técnica de empaquetado propia tal vez afecte la confiabilidad del interruptor MEMS.

◇ COSTO

Mientras los interruptores MEMS tienen el potencial de un costo de manufacturación muy bajo, se deben de sumar el costo de empaquetado y el costo del chip amplificador de voltaje. Por lo tanto, es difícil de competir contra el precio de \$3 y \$6 de los interruptores SPDT de 3 [V] a base de diodos p-i-n y FET's, que además ya son probados y empaquetados.

TABLA 2.2: Ventajas y desventajas de interruptores MEMS para RF [19].

Ventajas	Desventajas
Aislamiento alto para DC y RF Muy bajas pérdidas de inserción Alta linealidad de la señal Consumo de potencia casi nulo (para interruptores electrostáticos) Ancho de banda muy grande Miniaturización Circuitos de control sencillos Es posible producirlos en un volumen alto Gran resistencia ante parámetros externos: temperatura, radiación, impactos mecánicos	Altos voltajes de actuación Baja velocidad de conmutación Manejo de potencia limitado Tiempo de vida incierto Problemas de integración con circuitos para RF planares Necesidad de un empaquetamiento especial Confiabilidad incierta Precio incierto

2.1.2. Parámetros de los interruptores MEMS para RF

Los parámetros más importantes de los interruptores MEMS para RF son los siguientes [4]-[5]:

➤ PÉRDIDAS DE INSERCIÓN

Las pérdidas de inserción se usan para medir la eficiencia de la transmisión de la señal en el interruptor. Las pérdidas de inserción en un interruptor se especifican solamente cuando el interruptor se encuentra en estado encendido, en términos del coeficiente de transmisión S_{21} en dB. Las pérdidas resistivas y el efecto piel a altas frecuencias conforman estas pérdidas de inserción.

✧ AISLAMIENTO

El aislamiento también se mide con el parámetro S_{21} cuando el interruptor se encuentra en estado apagado. Un valor grande de este parámetro es indicación de que no existe acoplamiento entre la entrada y la salida del interruptor, este valor disminuye debido a la proximidad de las partes móviles que llevan a cabo el proceso de conmutación y la línea de transmisión, ya que se inducen corrientes eléctricas entre estas partes.

✧ VOLTAJE DE ACTUACIÓN

El voltaje de actuación es una señal de control para que el interruptor realice la conmutación. El estado del arte de los interruptores se preocupa por disminuir el valor de este parámetro y adecuarlo a sistemas que requieran bajos voltajes para su funcionamiento.

✧ TIEMPO DE TRANSICIÓN

Es el tiempo que tarda el interruptor en ser conmutado. Se define como el tiempo necesario para que la señal de salida de RF pase de un 10 % a un 90 % de su valor final para conmutar de un estado apagado a un estado encendido y de un 90 % a un 10 % para la transición de un estado encendido a un estado apagado.

✧ VELOCIDAD DE CONMUTACIÓN

Es el tiempo requerido para que el interruptor responda cuando la señal de control cambia. La velocidad de conmutación incluye el retraso en la propagación de la señal de control y el tiempo de transición; la velocidad de conmutación es medida del 50 % del valor de la señal de control al 90 % (para conmutar de un estado apagado a un estado encendido) o al 10 % (para conmutar de un estado encendido a un estado apagado) del valor de la señal de RF.

✧ FRECUENCIA NATURAL DE RESONANCIA

Es la frecuencia a la cual un sistema mecánico entra en una alta condición vibratoria generada cuando coinciden la frecuencia natural del sistema y la frecuencia de la fuerza aplicada. Esta alta condición vibratoria conocida como resonancia puede llegar a niveles que pueden provocar daños. Esta frecuencia limita la máxima velocidad en la cual el interruptor puede conmutar, pero no afecta la frecuencia de las señales que pasan a través del interruptor. En los interruptores MEMS esta frecuencia puede ser modelada en términos de su constante de rigidez y su masa. Esta frecuencia limita la velocidad de conmutación del interruptor, pero ésta no influye en la frecuencia de las señales de RF que el interruptor puede conmutar.

➤ TIEMPO DE VIDA

Este parámetro nos indica el tiempo de vida de las partes móviles del interruptor antes de que sufran rupturas debidas a la fatiga y a los efectos ambientales a que se somete el dispositivo.

2.1.3. Clasificación de los interruptores MEMS

Los interruptores MEMS se clasifican de diferentes maneras: por su principio de actuación, configuración eléctrica, tecnología de fabricación o por la aplicación deseada (tabla 2.3).

Cerca del 80 % de los interruptores se encuentran entre los dos tipos de configuraciones siguientes:

TABLA 2.3: Clasificación de los interruptores MEMS [19].

Clasificación	Tipos		Comentarios			
Configuración eléctrica	Serie		Contacto metal-metal (DC - 50 GHz) o capacitivo (10 - 50 GHz)			
	Paralelo		Contacto metal-metal (DC - 60 GHz) o capacitivo (10 - 120 GHz)			
Tipo de contacto	Metal-metal		Desde DC a unas decenas de GHz			
	Capacitivo		Desde frecuencias RF a frecuencias >100 GHz			
Configuración E/S	SPST		Un polo - una trayectoria			
	SPDT, etc.		Un polo - dos trayectorias			
Mecanismo de actuación	Electrostático		Rápido, consumo bajo de potencia, sencillo, altos voltajes de actuación			
	Voltage [V]	Corriente [mA]	Potencia Consumida [mW]	Tamaño	Velocidad de conmutación [μs]	Fuerza de contacto [μN]
	20-80	0	0	pequeño	1-200	50-1000
	Magnetostático		Fuerzas de actuación grandes, consumo alto de potencia, fabricación compleja, tamaño mediano			
	Voltage [V]	Corriente [mA]	Potencia Consumida [mW]	Tamaño	Velocidad de conmutación [μs]	Fuerza de contacto [μN]
	3-5	20-150	0-100	mediano	300-1000	50-200
	Electrotérmico		Lento, consumo alto de potencia, bajos voltajes de actuación, tamaño grande			
	Voltage [V]	Corriente [mA]	Potencia Consumida [mW]	Tamaño	Velocidad de conmutación [μs]	Fuerza de contacto [μN]
	3-5	5-100	0-200	grande	300-10000	500-4000
	Piezoeléctrico		Fabricación complicada			
Voltage [V]	Corriente [mA]	Potencia Consumida [mW]	Tamaño	Velocidad de conmutación [μs]	Fuerza de contacto [μN]	
3-20	0	0	mediano	50-500	50-200	
	Gota de mercurio		Aplicaciones muy limitadas			
	Combinación de mecanismos		Fabricación complicada, comportamiento bueno			
Movimiento	Lateral		Tamaño grande, fabricación de contactos difícil			
	Vertical		Tamaño pequeño, es el más común y adecuado para micromaquinado de superficie			
	Torsional		Voltaje bajo, concepto de empuje-jala, sencillo, distancia entre contactos grande			
	Giratorio		Complicado, no se usa			
Estructura de movimiento	Membrana		Electrodos de actuación grandes			
	Cantilever		Viga sujeta en un extremo, es el más utilizado			
Tecnología de fabricación	Vanguardia en circuitos para RF		Integración SOC (Sistema en un solo CI), compatible sólo con procesos CMOS/GaAs			
	Tecnología CMOS		Uso en cadena de procesos estándar CMOS, muy limitados, bajo costo			
	Técnicas de unión		Integración SOC, complicado, diseños muy flexibles			
	Sin limitaciones		Integración en un empaquetado sencillo			
	Procesos multiusuario (ej. MetalMUMPs, PolyMUMPs o SoliMUMPs)		Bajo costo de fabricación debido a que se pueden fabricar en grandes cantidades por lote (Sin embargo presentan limitaciones para el diseño de estructuras)			
Aplicación	Microrelays		Para aplicaciones que requieren corrientes >10 mA			
	Manejo de señales de DC a RF		Por ejemplo para equipo de prueba automatizado			
	Manejo de señales de RF		Señales de RF de baja potencia y baja corriente (< 1 mA)			
	Manejo de potencia en RF		Conmutación de señales de RF >10 dBm			

⊗ INTERRUPTORES EN SERIE METAL-METAL ELECTROSTÁTICOS.

Un cantiliver con un contacto de metal abre (normalmente una posición alta) o cierra (normalmente una posición baja) verticalmente la línea de transmisión. La señal es reflejada cuando el interruptor se encuentra en la posición abierta, mientras que en la posición cerrada la señal puede propagarse a través del contacto de metal. Este tipo de interruptor puede conmutar desde señales de DC hasta señales de RF, su fabricación es más complicada y son menos confiables que los interruptores capacitivos, debido a la fabricación de sus contactos de metal (figura 2.1.a).

⊗ INTERRUPTORES EN PARALELO CAPACITIVOS ELECTROSTÁTICOS.

Consiste de una membrana con movimiento vertical que se encuentra arriba de una sección aislada de la línea de transmisión. El interruptor se encuentra generalmente cerrado en una posición baja, en la cual la membrana corto circuita capacitivamente la línea de transmisión, permitiendo que la señal se propague a través de la membrana hacia alguna trayectoria de tierra y el aislamiento depende de la inductancia parásita de éstas trayectorias (para una línea de transmisión CPW). Este tipo de interruptor no es usado para trabajar con señales de baja frecuencia. Su fabricación es sencilla; sin embargo, es rápido con una velocidad de conmutación de solo unos pocos microsegundos y es pequeño en comparación a los interruptores con contactos de metal, los cuales necesitan de un actuador grande para lograr las fuerzas de contacto y de liberación necesarias (figura 2.1.b).

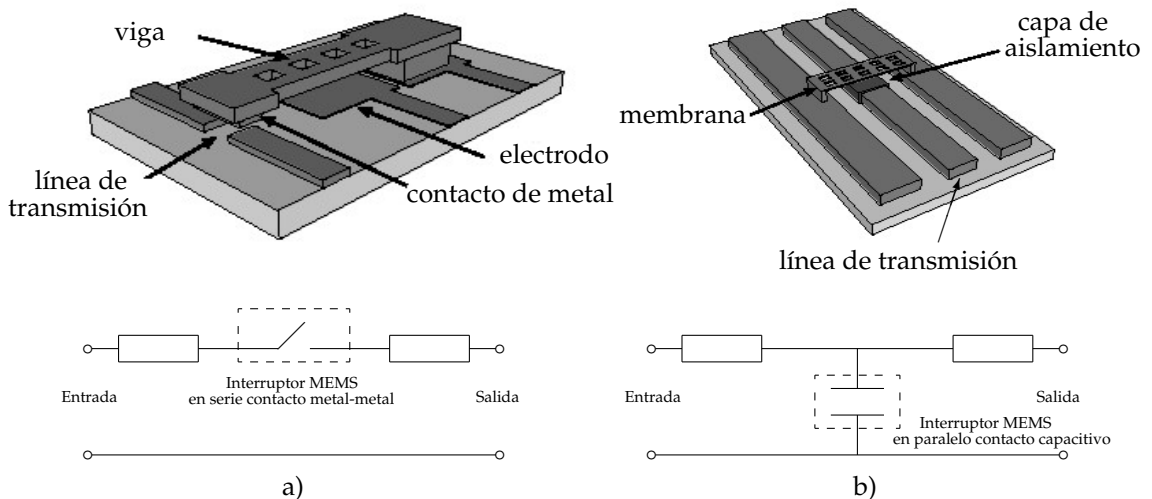


Figura 2.1: a) Configuración de un interruptor en serie con contacto metal-metal. b) Configuración de un interruptor capacitivo en paralelo.

2.1.4. Areas de aplicación de los interruptores MEMS para RF

Las áreas de aplicación para los interruptores MEMS para RF se encuentran en los desplazadores de fase y aperturas reconfigurables para sistemas de defensa y sistemas de telecomunicaciones, en redes de conmutación para comunicaciones satelitales, en sistemas de conmutación para bancos de filtros en aplicaciones inalámbricas y en interruptores de un-polo-N-trayectorias (SPNT) para aplicaciones inalámbricas (tanto para unidades base como para unidades portátiles). A continuación se realiza un desglose de estas aplicaciones (figura 2.2) [1] :

▶ SISTEMAS DE RADAR PARA APLICACIONES DE DEFENSA (5 - 94 [GHz])

Desplazadores de fase para radares satelitales (20 billones de ciclos), sistemas de misiles (0.1 - 1 billón de ciclos), radares con un rango alto (20 - 200 billones de ciclos).

▶ RADARES AUTOMOTRICES

Trabajan en frecuencias de 24, 60 y 77 [GHz] (1-4 billones de ciclos y 10 años aproximadamente de vida).

▶ SISTEMAS DE COMUNICACIÓN SATELITAL (12 - 35 [GHz])

Redes de conmutación con configuraciones de 4x4 y 8x8 y Matrices Butler reconfigurables para aplicaciones de antenas (0.1 millones de ciclos). Bancos de filtros conmutables (0.1 - 100 millones de ciclos, dependiendo de la aplicación). También, desplazadores de fase para sistemas de comunicaciones satelitales multi-haz (1 - 20 billones de ciclos).

▶ SISTEMAS DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS (0.8 - 6 [GHz])

Bancos de filtros conmutables para unidades portátiles (0.1 - 1 millón de ciclos), bancos de filtros conmutables para estaciones base (0.1 - 10 billones de ciclos), interruptores de propósito general SP2T a SP4T (0.1 - 10 billones de ciclos), interruptores para transmisión/recepción (2 - 4 billones de ciclos y tiempo de conmutación de 5 - 20 [μ s]) e interruptores SP2T para diversificación de señales en una antena (10 - 100 millones de ciclos).

▶ SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN (0.01 - 50 [GHz])

Estos sistemas requieren interruptores con un desempeño muy alto, atenuadores programables, redes SPNT, y desplazadores de fase con capacidad de al menos 20 - 40 billones de ciclos y 10 años de operación, especialmente en bancos de prueba industriales.

2.2. Estado del arte de los interruptores MEMS para RF

Una variedad de artículos acerca de las características y comportamiento de interruptores MEMS han sido publicados en la última década. En esta sección se muestra un panorama de algunos de estos interruptores, comentando sus principales características electromecánicas y electrodinámicas, su funcionamiento y desempeño, sus características particulares de diseño y sus procesos de fabricación que incluyen los materiales estructurales que utilizan estos interruptores.

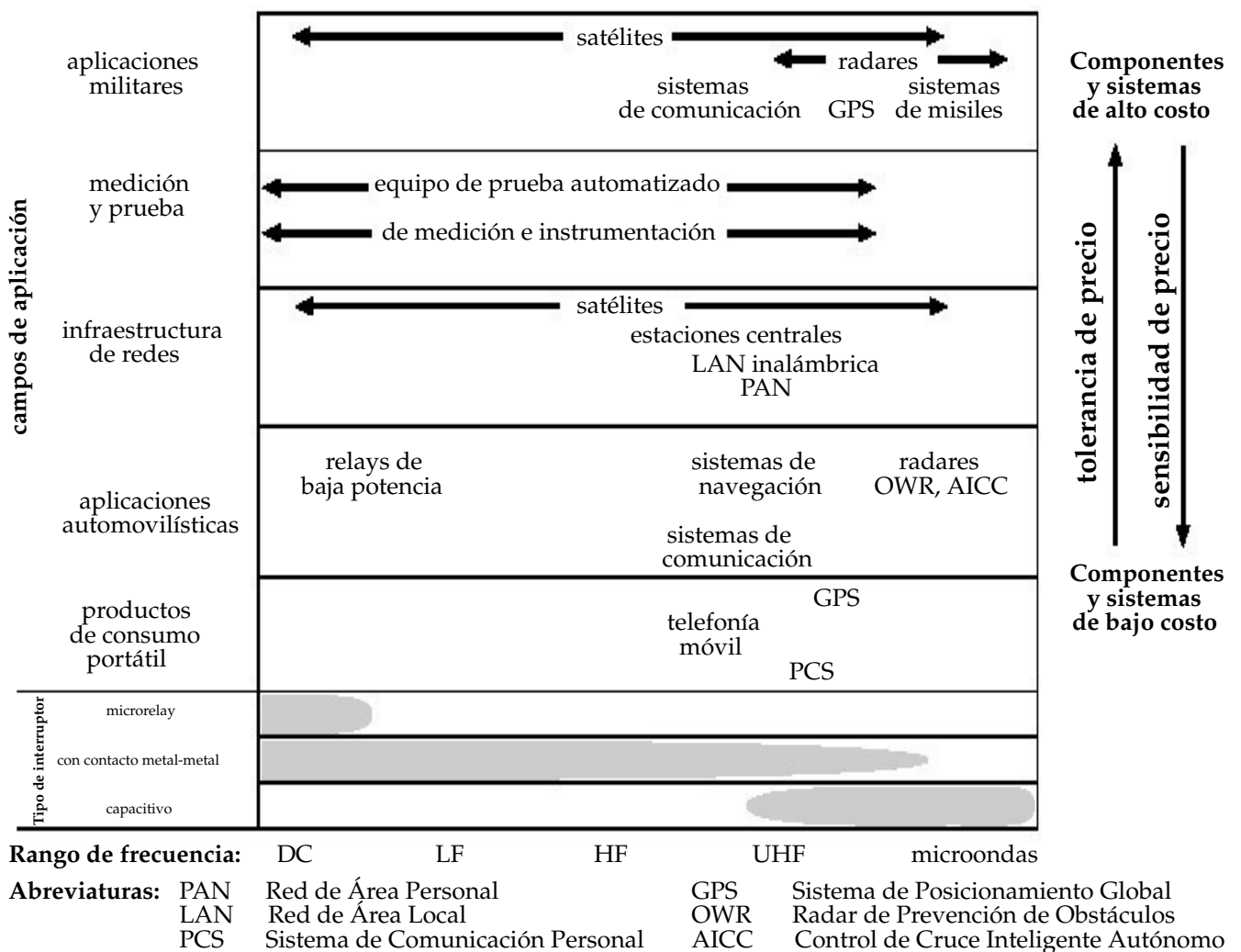


Figura 2.2: Principales aplicaciones de los interruptores MEMS

El primer interruptor MEMS para RF fue desarrollado por los laboratorios Hughes en 1991 [9], el cual consistía de un trozo giratorio de línea de transmisión que actuaba electrostáticamente con voltajes de 100-200 [V] presentando un buen comportamiento en frecuencia hasta 45 [GHz]. Sus pérdidas de inserción fueron

de 0.5 dB y su aislamiento fue de 35 dB. Actualmente existen interruptores MEMS para RF que presentan mejores características tanto en frecuencia como en voltajes de actuación.

2.2.1. Interruptores MEMS del tipo serie

Existen dos tipos de interruptores MEMS del tipo serie: Los interruptores del tipo serie de costado (broadside) y los en-línea (inline). La actuación del interruptor tipo serie de costado ocurre en un plano que es perpendicular a la línea de transmisión, mientras que la actuación del tipo serie en-línea ocurre en el mismo plano en donde se encuentra la línea-t. Las principales diferencias entre los dos diseños es que en el segundo la señal de RF pasará por completo por el interruptor. Como consecuencia de esto, los interruptores del tipo serie en-línea deben ser fabricados utilizando capas de metales gruesas (Au, Al, Pt, etc.). Por otro lado, sólo la porción de contacto de los interruptores de costado necesita ser fabricada utilizando una capa de metal gruesa, y la porción de actuación puede ser compuesta de una viga dieléctrica (o dieléctrica/metal) sujeta sólo de un extremo (o cantiliver) o de una viga sujeta de ambos extremos.

El modelo eléctrico de un interruptor MEMS del tipo serie es por lo general una capacitancia en serie en la posición abierta y una resistencia con valor pequeño en el estado cerrado. Por lo que, el aislamiento de un interruptor del tipo serie está dado por [1]:

$$|S_{21}|^2 = 4\omega^2 C_u^2 Z_0^2 \quad (2.1)$$

Donde C_u es la capacitancia en el estado abierto del interruptor y Z_0 es la impedancia de la línea de transmisión.

Las pérdidas de inserción de este tipo de interruptores están dadas por [1]:

$$|S_{21}|^2 = 1 - R_s/Z_0 \quad (2.2)$$

Donde R_s es la resistencia de contacto del interruptor. Se ha visto que para una capacitancia en el estado abierto de 2-4 [fF] y una resistencia de contacto de 1 [Ω], se tiene un aislamiento de -46 a -40 dB y pérdidas de -0.1 dB a una frecuencia de 40 [GHz]. La frecuencia de corte de estos interruptores es [6]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_u R_s} \quad (2.3)$$

Y ésta es indicación del desempeño de bajas pérdidas de estos interruptores. La frecuencia de corte de los interruptores MEMS del tipo serie es alrededor de 30-80 [THz], mientras que para los interruptores con diodos p-i-n de GaAs es de 1-2 [THz] y para los interruptores a FET es de 0.2-0.5 [THz].

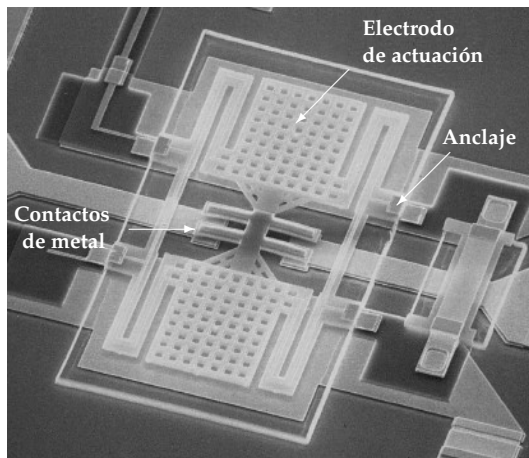
Interruptor MEMS del tipo serie desarrollado por la Compañía ROCKWELL SCIENTIFIC

Figura 2.3: Interruptor en serie desarrollado por la compañía ROCKWELL SCIENTIFIC.

El Centro de Ciencia Rockwell desarrolló un interruptor MEMS del tipo serie de costado, figura 2.3. Este interruptor tiene dos electrodos de jale (pull-down) a los lados de su área de contacto. La membrana del interruptor está suspendida $2.5 \mu\text{m}$ por arriba del sustrato y de los electrodos de jale. La membrana es doblada en su parte final y se utilizan cuatro anclajes para fijar la membrana al sustrato, lo cual resulta en una constante de rigidez de $12\text{-}15 \text{ N/m}$. Se realizan huecos de $6 \times 6 \mu\text{m}^2$ para disminuir el amortiguamiento del aire.

Este interruptor fue desarrollado de 1995-2001 [10, 11] y ha sido fabricado sobre sustratos de GaAs. Los electrodos del interruptor tienen dimensiones de $75 \times 75 \mu\text{m}^2$, y están fabricados por una capa delgada de oro de $0.25 \mu\text{m}$ sobre una capa de dióxido de silicio de $1\text{-}2 \mu\text{m}$ de espesor. El voltaje de jale (V_p) es de $50\text{-}60 \text{ V}$. El voltaje de actuación para este interruptor es típicamente $1.3 V_p$ y es de $70\text{-}85 \text{ V}$. Existen dos puntos de contacto sobre cada área de contacto con dimensiones de $3 \mu\text{m}^2$ y la capa de contacto sobre la línea de transmisión está fabricada de Au. Estos pequeños puntos de contacto se necesitan para disminuir la rugosidad metal-metal e incrementar la presión de contacto. La fuerza resultante de contacto es de $100\text{-}150 \mu\text{N}$ por contacto y la resistencia total del interruptor es menor que 1, para un 60 % de la oblea y menor que 2 para un 95 % de la oblea. Debido a el área de contacto tan pequeña y a la altura de la membrana, es posible obtener una capacitancia en el estado abierto, C_u , de $1.75\text{-}2 \text{ fF}$ hasta una frecuencia de 40 GHz .

Este interruptor ha sido incorporado en el diseño y fabricación de una red de conmutación en tiempo real sobre un sustrato de GaAs con un ancho de banda de DC - 40 GHz [12].

Interruptor MEMS del tipo serie desarrollado por Analog Devices

El interruptor MEMS del tipo serie en-línea desarrollado por la compañía Analog Devices es mostrado en la figura 2.4. El interruptor fue fabricado utilizando una viga (o cantiliver) de oro con un grosor de $7\text{-}8 \mu\text{m}$ y está suspendida $1 \mu\text{m}$ sobre el sustrato. El interruptor es muy compacto con dimensiones de $75 \mu\text{m}$ de largo y $30 \mu\text{m}$ de ancho. El electrodo de jale (pull-down) está definido cerca del final de la viga y tiene dimensiones de $20 \times 35 \mu\text{m}^2$. Hay dos áreas de contacto, cada una con dimensiones de $2 \times 2 \mu\text{m}^2$.

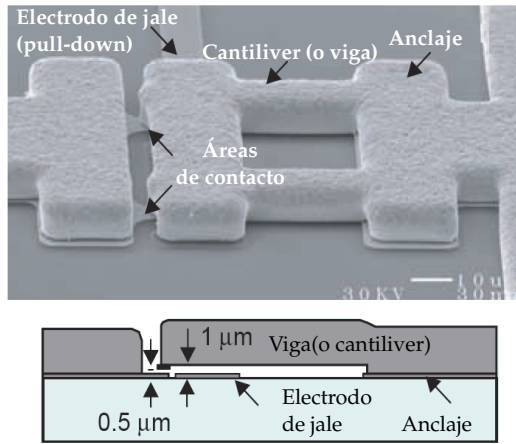


Figura 2.4: Interruptor MEMS del tipo serie en-línea desarrollado por Analog Devices [13].

La constante de rigidez es de 60-100 [N/m], lo cual resulta en un voltaje de jale de 60-80 [V] y una velocidad de conmutación de 2-3 [μ s]. El factor de calidad Q mecánico es cercano a 1, por lo tanto, el interruptor es colocado rápidamente en su posición de actuación. La fuerza de contacto es de 100-150 [μ N] y la resistencia del interruptor es de 0.5-1.0 [Ω]. La capacitancia en estado abierto es de 4-5 [fF] y el aislamiento medido es de -40 dB a una frecuencia de 40 [GHz] y -26 dB a una frecuencia de 20 [GHz]. Las pérdidas de inserción medidas son de -0.15 dB hasta una frecuencia de 20 [GHz].

2.2.2. Interruptores MEMS del tipo paralelo capacitivos

Los interruptores MEMS del tipo paralelo son modelados mediante dos secciones de línea-t y un modelo RLC de unión debido a la membrana con la capacitancia, teniendo un valor para el estado de abierto (C_u) y otro para el caso del estado cerrado (C_d) [6].

$$Z_s = R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (2.4)$$

con $C = C_u$ o C_d dependiendo la posición del interruptor. La frecuencia de resonancia LC en serie del interruptor es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

y la impedancia del interruptor del tipo paralelo puede ser aproximado por:

$$Z_s = \begin{cases} \frac{1}{j\omega C} & \text{para } f \ll f_0 \\ R_s & \text{para } f = f_0 \\ j\omega L & \text{para } f \gg f_0 \end{cases} \quad (2.6)$$

El modelo RLC se comporta como un capacitor por debajo de la frecuencia de resonancia en serie y como un inductor por arriba de esta frecuencia. En la resonancia, el modelo RLC se reduce a la resistencia en serie de la membrana MEMS.

La frecuencia de corte del interruptor está definida donde la relación de la impedancia en estado abierto y en estado cerrado se degradan a la unidad y es [6]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_u R_s} \quad (2.7)$$

El aislamiento para este tipo de interruptores está dado por [6]:

$$|S_{11}|^2 = \frac{\omega^2 C_u^2 Z_0^2}{4} \quad (2.8)$$

Donde C_u es la capacitancia en estado abierto del interruptor. Las pérdidas para este interruptor están dadas por [6]:

$$|S_{11}|^2 = \begin{cases} \frac{4}{\omega^2 C_d^2 Z_0^2} & \text{para } f \ll f_0 \\ \frac{4R_s^2}{Z_0^2} & \text{para } f = f_0 \\ \frac{4\omega^2 L^2}{Z_0^2} & \text{para } f \gg f_0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Interruptor del tipo paralelo capacitivo de RAYTHEON

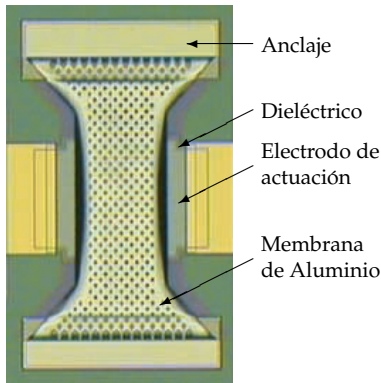


Figura 2.5: Interruptor capacitivo RAYTHEON [14, 15].

Texas Instruments (ahora Raytheon) desarrolló el primer interruptor MEMS práctico del tipo paralelo capacitivo de 1995-2000, figura 2.5 [14, 15]. El interruptor está basado en una viga de metal (Al o Au) sujeta en ambos extremos (membrana). Los anclajes están conectados al plano de tierra de la guía de onda coplanar (CPW) y la membrana, por lo tanto, está aterrizada. En una implementación de microcinta, los anclajes son conectados al plano de tierra mediante huecos o utilizando un stub radial de $\lambda/4$. En el diseño de Raytheon, se utiliza un electrodo de jale (pull-down) en el centro y además se utiliza una capa de silicio-nitruro de 1000-2000 Å para aislar la membrana de metal del electrodo de jale.

La membrana tiene un largo típicamente de 250-350 [μm], con un grosor de 0.5-1.2 [μm] y un ancho de 40-140 [μm] dependiendo de la capacitancia en estado cerrado (C_d) que se requiera. La constante de rigidez se puede hacer tan baja como 50 [N/m], con un rango práctico de 6-30 [N/m]. La altura de la membrana es de

1.5-4 [μm] y resulta en un voltaje de jale (pull-down) de 10-60 [V]. Un conjunto de huecos de 3-6 [μm] son grabados en la membrana para tener una Q mecánica de 1-2. Para el interruptor de Raytheon, su frecuencia de resonancia es de 100 [KHz] y su tiempo de conmutación es de alrededor de 3 [μs]. El interruptor Raytheon es muy maduro y puede ser fabricado en obleas de 6 in (15 cm) con una desviación estándar de de 1.5 [V] en el voltaje de jale.

El electrodo de actuación proporciona tanto la actuación electrostática como la capacitancia de RF entre la línea de transmisión y la membrana del interruptor (tierra). La membrana se encuentra suspendida por encima de la trayectoria de RF de la línea de transmisión, en la posición abierta, mientras no exista un potencial aplicado entre ésta y el electrodo que se encuentra debajo. La capacitancia en este estado (C_u) es de 20-50 [fF] y no afecta la señal de microondas que pasa por el conductor central de la línea de transmisión. En el estado cerrado la capacitancia (C_d) es de 1.2-3.6 [pF]. Las mediciones de los parámetros S del interruptor, reportados en [15], indican que tiene *pérdidas de inserción* de 0.15 dB a 10 [GHz] y 0.28 dB a 35 [GHz] y *aislamiento* promedio de 15 dB a 10 [GHz] y mejora a 35 dB a 35 [GHz]. Este interruptor ha sido utilizado en desplazadores de fase en las bandas X y K (ver Apéndice B). La relación de capacitancias (C_d/C_u) es de 40-100 para la mayoría de los diseños.

Interruptores MEMS del tipo paralelo capacitivo de la Universidad de Michigan

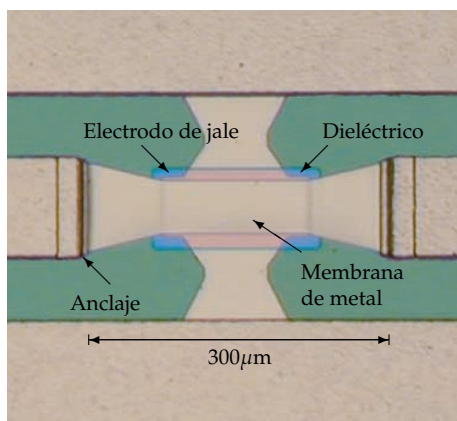


Figura 2.6: Interruptor capacitivo *en línea*. [4, 5]

La Universidad de Michigan desarrolló dos interruptores capacitivos diferentes. El primer interruptor es un interruptor del tipo paralelo capacitivo en-línea (los anclajes están sujetos al conductor central mientras que el electrodo está sujeto a tierra) y fue desarrollado por la Universidad de Michigan de 1999-2001, figura 2.6. Está implementado sobre el conductor central de una guía de onda coplanar estándar y está suspendido sobre otro conductor que conecta las dos tierras de la línea. Hay una capa dieléctrica de nitruro de silicio entre la membrana y la tierra de la línea (figura 2.6).

El interruptor se basa en una membrana de Ti/Au de resistencia baja (0.1 [Ω]), con un espesor que varía de 0.8-1.0 [μm], y está suspendida 1.5-2.2 [μm] por encima de la línea de transmisión, esta altura permite tener voltajes de actuación de 25-30 [V] manteniendo una constante de rigidez alta (25-35 [N/m]) y se puede lograr tener un muy buen aislamiento con este diseño; aunque su desventaja es que tiene una relación de capacitancias (C_d/C_u) de 30-40 [4, 5].

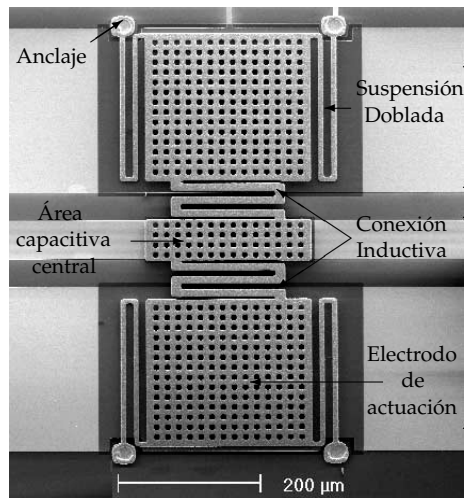
Interruptor de bajo voltaje de actuación de la Universidad de Michigan

Figura 2.7: Interruptor de bajo voltaje de actuación.

Este es el segundo interruptor capacitivo de la Universidad de Michigan y fue desarrollado de 1997-2000 [16]. Está basado en una membrana de baja constante de rigidez. La membrana de níquel está conectada a los anclajes utilizando suspensiones dobladas que presentan una constante de rigidez baja ($1-3$ [N/m]), las cuales son atraídas por los electrodos de jale que se encuentran por debajo de ellas. El plato central que está unido a estos electrodos es el que hace el corto circuito una vez que el interruptor se cierra. El voltaje de actuación depende del número de dobleces de la suspensión y del espesor de la membrana.

Con este diseño es posible obtener un voltaje de actuación de $6-12$ [V] con una altura de $4-5$ [μm] entre la membrana y el conductor central de la línea de transmisión (figura 2.7). Y se pueden lograr velocidades de conmutación de $30-40$ [μs]. Dado que las fuerzas de restauración son bajas para este diseño, estos interruptores son útiles cuando se coloca un electrodo de jale hacia arriba (pull-up) a $1-2$ [μm] por arriba de la membrana móvil. El electrodo de jale hacia arriba se utiliza para colocar el interruptor en la posición abierta cuando éste no está siendo utilizado y para que sea más rápida la conmutación entre los estados cerrado a abierto. Este interruptor ha mostrado excelentes características en altas frecuencias con pérdidas de inserción de 0.1 dB y aislamiento de -25 dB ambas a 30 [GHz].

2.2.3. Interruptores MEMS del tipo paralelo para aplicaciones de 0.1-20 GHz

El interruptor de Michigan (figura 2.7) es excelente para aplicaciones por arriba de los 20 [GHz], sin embargo éste no proporciona la capacitancia necesaria para aplicaciones de $0.1 - 20$ [GHz]. Utilizando el diseño de este interruptor (dos electrodos de jale a los lados del área central del interruptor), se puede construir un interruptor en paralelo del tipo contacto metal-metal mediante el removimiento de la capa dieléctrica de la parte central del interruptor. El interruptor del tipo paralelo con contacto metal-metal resulta en un interruptor con un aislamiento alto $0.1-20$ [GHz], el cual es muy útil para aplicaciones inalámbricas. El desempeño del interruptor metal-metal está limitado por su resistencia de contacto (alrededor de 1 [Ω]) y por la inductancia a tierra.

Interruptor en paralelo DC-40 GHz desarrollado por la Universidad de Illinois

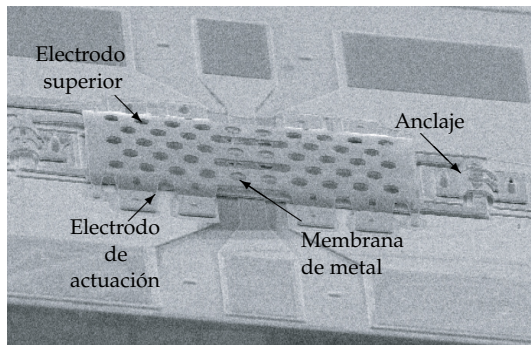


Figura 2.8: Interruptor en paralelo con contacto metal-metal.

La Universidad de Illinois desarrolló este interruptor en paralelo de bajo voltaje de actuación de 1999-2000 [17]. En este diseño el bajo voltaje de actuación se logra mediante el uso de vigas delgadas que soportan la membrana. El interruptor tiene dos electrodos de actuación en ambos lados del conductor central de la línea y otros dos electrodos superiores para mantener la membrana en la posición abierta cuando el interruptor no está actuando (figura 2.8).

Los electrodos y la membrana están fabricados de oro y se utiliza una capa de nitruro de silicio entre cada electrodo y la membrana pero no entre ésta y el conductor central de la línea, por lo que entre éstos existe un contacto metal-metal. Este interruptor se fabricó sobre un sustrato de GaAs, las mediciones obtenidas mostraron un aislamiento de -25 dB de DC-40 [GHz] y pérdidas de inserción de 0.1 dB a una frecuencia de hasta 40 [GHz]. Con voltajes de actuación de 9-16 [V] y con C_u alrededor de 40 [fF].

2.2.4. Otros Interruptores MEMS

Interruptor del tipo serie capacitivo en-línea desarrollado por los laboratorios LINCOLN

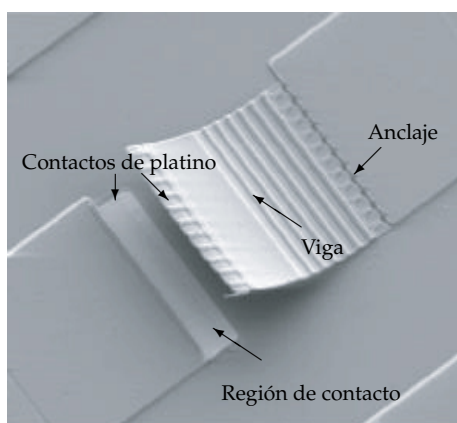


Figura 2.9: Interruptor en serie desarrollado por los laboratorios Lincoln [18].

Fue desarrollado por los Laboratorios Lincoln de 1999-2000 sobre sustratos de silicio. El interruptor está basado en una viga que está *ondulada* en la posición abierta con una separación de 10-15 [μm], por lo que su capacitancia en este estado (C_u) es de 4-8 [fF]. Este interruptor es muy compacto, tiene una longitud de menos de 50 [μm] de largo, y está fabricado por tres capas: 0.2 [μm] de SiO_2 , 0.5 [μm] de Al y una cubierta final de 0.2 [μm] de SiO_2 (figura 2.9). El voltaje de jale para este interruptor es de 50-60 [V].

Mientras que el voltaje de actuación es de 70-80 [V]. Y su velocidad de conmutación es menor a 1 [μs], debido a la pequeñas masa del interruptor. Su relación

de capacitancias es de 200-300 y ha sido probado hasta por más de 9 billones de ciclos. Existen dos versiones de éste interruptor, la primera tiene una área de contacto metal-metal de $8 \times 45 \text{ } [\mu\text{m}^2]$ (figura 2.10.a) y la segunda es una configuración capacitiva con una área de contacto de $50 \times 150 \text{ } [\mu\text{m}^2]$ con una capacitancia C_d de 1-1.5 [pF] (figura 2.10.b). Presenta un aislamiento de -22 dB a una frecuencia de 30 [GHz]

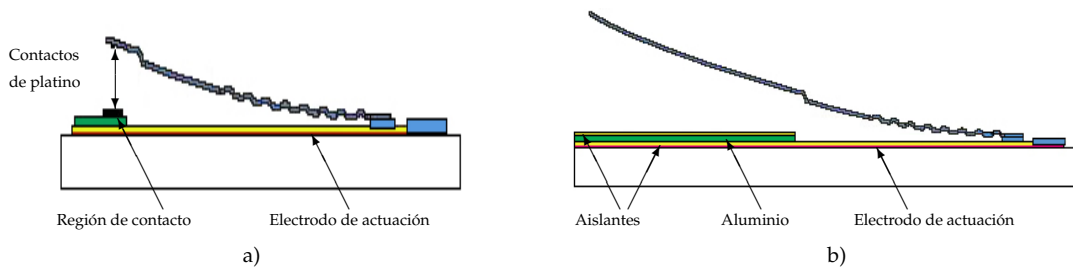


Figura 2.10: a) Vista transversal del interruptor con contacto metal-metal b) Vista transversal del interruptor tipo capacitivo.

Interruptor en forma de S de bajo voltaje de actuación

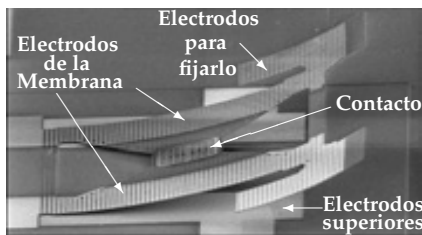


Figura 2.11: Parte superior del interruptor en forma de S.

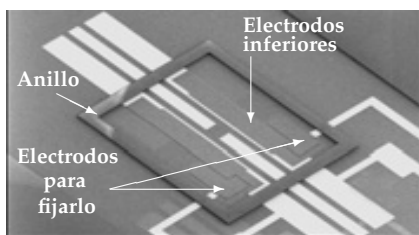


Figura 2.12: Parte inferior del interruptor en forma de S.

El interruptor en forma de S en serie y de bajo voltaje de actuación diseñado de 2003-2004 [19] se basa en la versión del interruptor que fue desarrollado por Shikida M. [20] en 1997.

El interruptor está formado por dos partes, la primera es una membrana delgada y flexible que presenta una curvatura, fabricada de dos capas: la primera es de nitruro de silicio, seguida de una capa delgada de oro (figura 2.11). La segunda parte es una guía de onda coplanar la cual presenta una discontinuidad en su conductor central y un anillo que define la distancia entre las dos partes al momento de ser ensambladas (figura 2.12).

Una vez ensambladas las dos partes del interruptor, la membrana queda sujeta por ambos extremos entre los electrodos inferior y superior, su extremo final está sujeto por medio de otro par de electrodos independientes (figura 2.13). Debido a que existen dos electrodos (inferior y superior) se pueden ejercer fuerzas de atracción muy grandes para abrir y cerrar el interruptor, logrando que el voltaje de actuación sea independiente de la separación entre la membrana y el electrodo

inferior; además se puede utilizar una membrana flexible que baje el voltaje de actuación. La figura 2.14 muestra la transición del interruptor del estado abierto al cerrado.

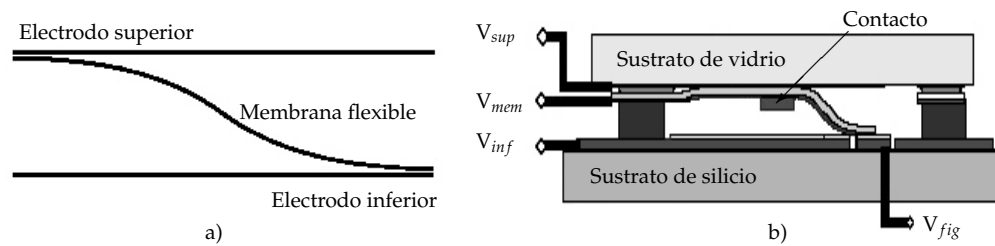


Figura 2.13: a) Concepto básico del interruptor en forma de S. b) Vista transversal del interruptor en forma de S.

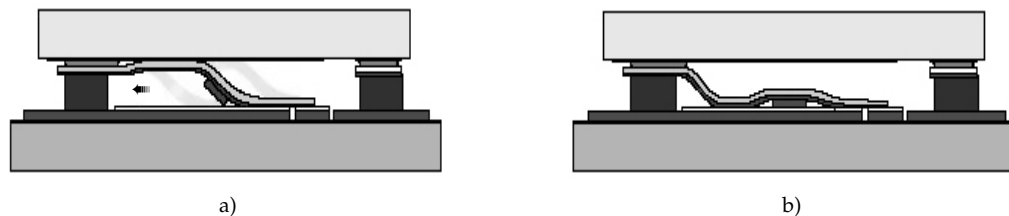


Figura 2.14: Interruptor en forma de S durante la transición del estado abierto al cerrado.

El voltaje de actuación de este interruptor es de 15.8 [V], presenta una capacitancia en el estado abierto $C_u = 4.2$ [fF]. Su aislamiento es de -30 dB a una frecuencia de 15 [GHz] y presenta pérdidas de -2.5 a una frecuencia de 10 [GHz].

2.2.5. Tiempo de vida de los interruptores MEMS para RF

Para interruptores con contacto del tipo resistivo, el mecanismo que limita el tiempo de vida de éstos es la degradación del propio contacto debido a la repetición de actuaciones. Para interruptores con contacto capacitivo, el mecanismo de limitación es la carga del dieléctrico. Una simple, pero insustancial teoría de la carga del dieléctrico involucra el concepto de cargas de efecto túnel que llegan a ser atrapadas dentro del dieléctrico. En un esfuerzo para maximizar la capacitancia en estado cerrado (C_u) de un interruptor MEMS del tipo capacitivo, el dieléctrico es hecho de una capa muy delgada, por lo general menor a 3000 Å. Y debido a que los interruptores MEMS comúnmente requieren de voltajes de actuación entre 30 a 50 [V], el campo total alrededor del dieléctrico en la posición cerrada puede ser del orden de 1 a 30 [MV/cm]. Bajo estas condiciones de campo alto, es posible para las cargas viajar dentro del dieléctrico (efecto túnel, Frenkel Poole [21]). Una vez que las cargas se encuentran dentro de una trayectoria que no es conductora, éstas son atrapadas dentro del dieléctrico. El tiempo de recombinación para estas

cargas puede ser muy largo, del orden de segundos a días. Aunque los mecanismos exactos para la transferencia y atrape de cargas son desconocidos, sus efectos son medibles. Debido a que la carga es atrapada dentro del dieléctrico, esto tiende a reflejar el campo eléctrico aplicado para el control de la actuación y liberación del interruptor. Debido a que la carga es excitada, el voltaje reflejado tiende a disminuir el voltaje de actuación hasta causar que el voltaje de control no sea el suficiente para que la membrana del interruptor actúe. Cuando el interruptor está abierto y el campo eléctrico se remueve, el potencial eléctrico de las cargas atrapadas tiende a continuar atrayendo a la membrana del interruptor. Debido a que el voltaje de sujeción del interruptor es mucho menor que el voltaje de actuación, las cargas atrapadas proporcionan el suficiente potencial para mantener a la membrana en estado cerrado. Esto resulta en un atascamiento del interruptor, lo cual es la falla principal en este tipo de interruptores.

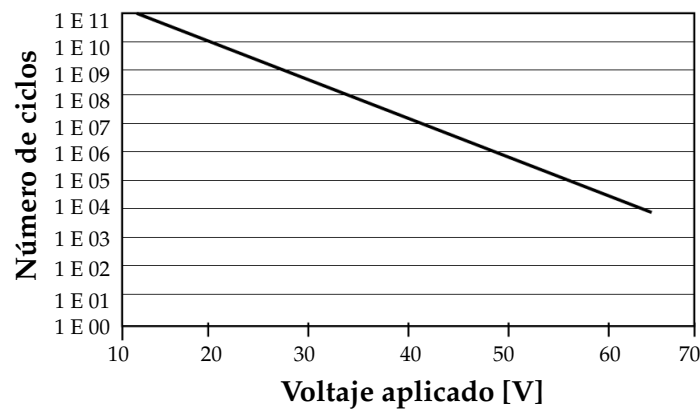


Figura 2.15: Tiempo de vida para los interruptores MEMS para RF

Para examinar el tiempo de vida de un interruptor MEMS para RF, el interruptor debe de ser actuado repetidamente hasta que falle. El método más simple para monitorear la actuación del interruptor es aplicar una señal de onda continua al interruptor y medir la envolvente de RF modulada que resulta de la actuación de éste. Este monitoreo en el tiempo de interruptores permite fácilmente obtener pero con gran precisión un análisis de las características de conmutación del interruptor, velocidad de conmutación y tiempo de vida. Para prevenir problemas debido a la humedad, es importante que toda la humedad sea removida del ambiente del dispositivo. Varias formas de onda han sido utilizadas para actuar a los interruptores MEMS para RF (incluyendo ondas sinusoidales y cuadradas). En general, estas formas de onda de 30 a 65 [V] proporcionan tiempos de vida limitados debido a las cargas del dieléctrico y resultan en tiempos de vida entre 10^4 y 10^8 ciclos de vida (ver figura 2.15), dependiendo del voltaje aplicado. Sin embargo, el tiempo de vida mejora en el orden de una década por cada 5 a 7 [V] que se disminuyan en el voltaje aplicado. Lo cual motivo a construir dispositivos con voltajes menores a 40 [V] para alcanzar tiempos de vida de más de un billón de ciclos (EU) [22].

2.3. Desplazadores de Fase MEMS para RF

Actualmente los sistemas de comunicaciones requieren la capacidad de controlar la fase y amplitud de las señales de microondas con un alto grado de precisión. La idea más fácil de producir un cambio de fase en una línea de transmisión es la de colocar reactancias en serie o en paralelo en la línea. A partir de esta idea han surgido numerosos circuitos para desarrollar desplazadores de fase.

Un desplazador de fase es un dispositivo lineal de dos puertos que es utilizado para cambiar la fase de una onda electromagnética como respuesta a una señal de control externa. Los desplazadores de fase ideales proporcionan cero pérdidas de inserción (0 dB) y una amplitud (o ganancia) constante para toda fase (ver figura 2.16). En algunos casos las pérdidas debidas al desplazador de fase pueden ser compensadas utilizando una etapa de amplificación. Los desplazadores de fase pueden ser controlados eléctricamente, magnéticamente o mecánicamente y pueden ser del tipo activo o pasivo.

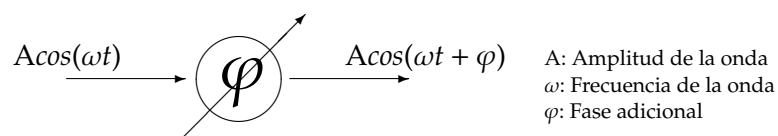


Figura 2.16: Desplazador de fase ideal.

A pesar de que las aplicaciones de los desplazadores de fase son numerosas, su aplicación más importante recae en los sistemas de antenas de arreglos de fase. En estas antenas la fase de un gran número de elementos radiadores es controlada mediante desplazadores de fase para hacer que la característica de radiación tenga un ángulo específico.

2.3.1. Tipos de desplazadores de Fase

Los desplazadores de fase para microondas y ondas milimétricas son componentes esenciales en antenas de arreglos de fase para aplicaciones de telecomunicaciones y son basados por lo general en materiales de ferrita, diodos p-i-n o interruptores del tipo FET. Los desplazadores de fase de ferrita ofrecen un excelente comportamiento y permiten un gran manejo de potencia de RF, pero su fabricación es muy cara, necesitan de sintonización manual y consumen una relativa gran cantidad de potencia de DC. Los desplazadores de fase de estado sólido ofrecen una muy buena solución planar en frecuencias de microondas y como consecuencia se han utilizado ampliamente en modernos sistemas de arreglos de fase. Los diseños de desplazadores de fase con diodos p-i-n utilizan más potencia

de DC (una cantidad moderada de 3-10 [mW] por diodo) que los basados en FET's, pero proporcionan menos pérdidas de operación, especialmente a frecuencias de ondas milimétricas (8 -12 GHz). La ventaja de los desplazadores de fase basados en FET's es que virtualmente no consumen potencia de DC y pueden ser integrados con amplificadores de bajo ruido o de potencia media dentro del mismo chip, por lo cual reducen los costos de montaje en los sistemas de arreglos de fase. Sin embargo, estos introducen muchas pérdidas alrededor de 4-6 dB a una frecuencia de 12 - 18 [GHz] y de 8-9 dB a una frecuencia de 35 [GHz] para diseños de 4 bits [3].

Los desplazadores de fase pueden ser análogos o digitales. Los desplazadores de fase análogos permiten una variación continua de la fase de 0 a 360° mediante la aplicación de una diferencia de potencial. Los desplazadores de fase análogos controlados eléctricamente pueden ser construidos con diodos varactores los cuales tienen la característica de cambiar su capacitancia mediante la aplicación de una diferencia de potencial. También se pueden utilizar dieléctricos no lineales o materiales ferroeléctricos.

Los desplazadores de fase pueden ser también del tipo digital, y por lo general son los que son utilizados con mayor frecuencia debido a que son más inmunes al ruido en sus líneas de control. Este tipo de desplazadores brindan un conjunto discreto de estados de fase y se construyen en su mayoría utilizando interruptores. Por ejemplo, un desplazador de fase de 3 bits está basado en redes con retrasos de 45/90/180° y permiten desplazamientos de fase de 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270 y 315°, dependiendo de la combinación de bits usada. La resolución de escaneo y los niveles de los lóbulos laterales de una antena de arreglos de fase se encuentra directamente relacionada con el número de bits empleados, la mayoría de los sistemas requieren diseños de 3 bits o 4 bits; aunque algunos sistemas de alto desempeño requieren desplazadores de fase de 5 bits o 6 bits.

Hay dos requisitos para los desplazadores de fase: (1) fase constante vs frecuencia y (2) fase lineal vs frecuencia. Los diseños de fase constante son utilizados para procesamiento de señales en aplicaciones de radar, para sistemas de comunicación de banda ancha y sus componentes (mezcladores SSB, moduladores, amplificadores balanceados, etc.) y para sistemas de instrumentación de alta precisión; su mejor construcción utiliza redes de interruptores o técnicas de líneas con cargas. Los diseños de fase lineal se utilizan en arreglos de fase de retraso en tiempo real, principalmente en aquellos que cubren un gran ancho de banda y pueden ser fácilmente sintetizados utilizando líneas de retraso conmutables[6].

Desplazadores de fase basados en dispositivos de estado Sólido

Los desplazadores de fase de este tipo son aquellos que incorporan diodos p-i-n o interruptores de efecto de campo FET's para lograr el retraso de fase necesario. En la tabla 2.4, se presenta un resumen de los resultados para desplazadores de fase utilizando diodos p-i-n y FET's de GaAs (MESFET, HEMT).

Los desplazadores de fase de estado sólido son bastante avanzados, y se encuentran disponibles diseños de 5 y 6 bits para frecuencias de 5 - 20 [GHz] con un muy buen desempeño. Tanto los diodos p-i-n como los FETS's cubren una banda de de 1 a 100 [GHz] , aunque sus pérdidas para frecuencias de 30 - 100 [GHz] son bastante grandes (7 -10 dB). Su tiempo de conmutación es de 1 - 50 [ns] , dependiendo de la potencia de RF y del tamaño de los diodos p-i-n y FET's utilizados.

TABLA 2.4: Resumen de resultados de desplazadores de fase de estado sólido [6].

Frecuencia [GHz]	Tipo de Interruptor	Núm. de bits	Error de fase °	Pérdidas [dB]	Variación de Ampl [dB]	Tipo de Sustrato	Área [mm ²]	Tipo de Diseño	Tipo de fase
1.5-1.6 Banda L	FET	3	±10	1.7	±0.2	Cerámica	60x50	Reflexión	—
	FET	5	2.4 rms	8.2	±0.5	Epoxy vidrio	36x15	Filtros conmutables	—
5-6	FET	6	±5	8.7	—	GaAs	9.5x4	Línea cargada + Reflexión	cte.
6-18	p-i-n	6	3.5 rms	5.3	±0.3	GMIC	25x8.2	Línea cargada + Reflexión	cte.
8-12 7-12	p-i-n	4	—	4	±1	GaAs	3.7x2.3	Reflexión	lineal
	p-i-n	5	—	4.7	±0.7	GaAs	6.6x3.8	Filtros conmutables	cte.
6-18	FET	5	3	13	0.4 rms	GaAs	4.2x3.8	Reflexión + Filtros	cte.
11.7-12.7	FET	4	±2	6	±0.3	GaAs	1.3x1	conmutables Filtros	cte.
11.7-12.2 14-14.5 16-18	p-i-n	4	—	1.6	±0.2	Silica	50x20	Reflexión	cte.
	p-i-n	4	±6	1.4	±0.1	Silica	42.5x17	Reflexión	cte.
	Diodo va- ractor	aná- logo	—	4.2	±0.9	GaAs	2x6	Reflexión	cte.
17-21	FET	5	3 rms	5	±0.6	GaAs	1.7x0.75	Filtros conmutables	cte.
18-40	FET	3	10 rms	9	±1.0	GaAs	2.1x1.3	Filtros conmutables	cte.
28-36	pHEMT	4	±1.0	8	±1.0	GaAs	3.1x1.3	Reflexión/ Paso	cte.
30-36	p-i-n	3	±10	7	±1.0	GaAs	—	altas-bajo Filtros	cte.
33-36	FET	4	3.3 rms	15	0.9 rms	GaAs	2.5x2.2	conmutables Filtros	cte.
34-36	p-i-n	3	9.5 rms	3.8	±1.0	GaAs	3.5x2.5	Línea cargada + Reflexión	cte.
43-45	FET	3	<7	7.5	±0.5	GaAs	2.8x2.0	Línea con- mutada	lineal
42-46	FET	4	3.3	10.5	±1.0	GaAs	2.5x1.3	Línea con- mutada	lineal
61-64	p-i-n	3	5.2 rms	8.8	±1.8	GaAs	3.2x1.9	Reflexión	lineal
75-110	Diodo va- ractor	aná- logo	—	8.7	±2.5	GaAs	2x0.9	Reflexión	cte.
92-96	FET	4	2.1 rms	12.4	±0.8	GaAs	2.5x1	Línea cargada	cte.

Desplazadores de fase basados en materiales ferroeléctricos

Los materiales ferroeléctricos están caracterizados por un cambio en su permittividad a través de la aplicación de un voltaje de control de DC. Este cambio es usado para cambiar la longitud eléctrica de una línea de transmisión o la fase de una onda que está propagándose, produciendo un desplazamiento de fase. Un material utilizado en los desplazadores de fase es $Ba_xSR_{1-x}TiO_3$ (BSTO).

Se han realizado grandes avances en el desarrollo de compuestos ferroeléctricos para lograr muy bajas constantes dieléctricas y muy bajas tangentes de pérdidas a temperatura ambiente ($\epsilon_r \sim 100$ y $\delta \sim 0.008$ en la banda X). Los desplazadores de fase basados en esta tecnología presentan altas velocidades de sintonización, buena sintonización, capacidad de manejo de potencia muy alta, voltajes de polarización en el rango de 2-200 [V/ μ m] y actualmente son limitados a frecuencias menores a los 18 [GHz], debido a sus altas pérdidas dieléctricas.

Se fabrican desplazadores de fase ferroeléctricos de película delgada y ferroeléctricos de volumen. Varios desplazadores de fase han sido diseñados con líneas microcinta [24]. Una antena de arreglo de lentes ferroeléctrica fue desarrollada utilizando ferroeléctricos de volumen [25]. Este diseño ofrece la posibilidad de reducir drásticamente el número de elementos para el desplazamiento de fase. En orden, para mantener una fase dada, los materiales ferroeléctricos requieren en promedio una cantidad de 1 [mW] de potencia de DC, mientras que los ferroeléctricos de volumen requieren ~ 0.5 [W].

Actualmente la habilidad de producir materiales ferroeléctricos que exhiban propiedades uniformes limita su uso en muchas aplicaciones. Los procesos de manufacturación son inconsistentes y el tamaño de los materiales ferroeléctricos fabricados con propiedades uniformes está limitado a 6" x 6". Además como retos adicionales a esta tecnología se encuentran: la sensibilidad a la variación de temperatura y en algunos casos la sintonización limitada a temperatura ambiente [23].

Desplazadores de fase utilizando MEMS

Los desplazadores de fase del tipo MEMS son basados en interruptores del mismo tipo. Los interruptores del tipo MEMS permiten obtener desplazadores de fase con pérdidas muy bajas en cualquier frecuencia, principalmente de 8 a 100 [GHz]. Los desplazadores del tipo MEMS permiten una reducción considerable en el consumo de potencia de DC en grandes arreglos de fase. Además, como los interruptores MEMS tienen capacitancias muy bajas en el estado abierto, esto permite tener un buen comportamiento en un mayor ancho de banda en comparación con diseños similares utilizando dispositivos de estado sólido o ferroeléctricos; además de brindar un mejor aislamiento. Otra de las ventajas de utilizar MEMS en los desplazadores de fase es que no presentan distorsión de intermodulación y pueden ser integrados con la tecnología planar (los interruptores del tipo MEMS

pueden ser fabricados directamente con la antena sobre sustratos de cerámica, cuarzo, teflón o silicio; lo anterior nos lleva a obtener arreglos de fase de bajo costo), lo que reduciría el peso y minimizaría las capacitancias parásitas debido al empaquetamiento y las interconexiones. Sin embargo, las desventajas de los interruptores MEMS es que presentan bajas velocidades de conmutación comparados con los interruptores semiconductores (velocidades de conmutación de 2-50 [μ s] vs 30 [ns] , lo cual limita su aplicación) y altos voltajes de actuación (10-60 [V] vs < 5 [V]). La capacidad de manejo de potencia de los interruptores MEMS es de 10-50 [mW] y esto limita su aplicación a arreglos que requieren radiar baja potencia por elemento. Aunque, esto podría ser solucionado si se incorporan módulos extra de amplificación. El tiempo de vida de los interruptores MEMS (el cuál hoy en día es del orden de varios billones de ciclos) debe de ser mejorado a 100 billones de ciclos antes de que éstos puedan ser incorporados en plataformas satelitales. Sin embargo, de 1-10 billones de ciclos son suficientes para aplicaciones en terminales terrestres de sistemas de comunicaciones con alta tasa de transmisión, para radares automovilísticos y sistemas de misil [6].

2.3.2. Técnicas de diseño de Desplazadores de Fase

Desplazadores de Fase del Tipo Reflectivo

Un desplazador de fase de N bits de línea reflectiva puede ser implementado utilizando una sucesión de interruptores MEMS del tipo serie o paralelo sobre una línea-t (línea de transmisión), figura 2.17. El diseño de línea reflectiva resulta en un doble retraso de fase por unidad de longitud en comparación con un diseño estándar en donde sólo existe un simple retraso por unidad de longitud. La separación eléctrica entre los interruptores es por lo tanto igual a la mitad del retraso de fase del bit con la más baja resolución. Las pérdidas de un desplazador de fase de línea reflectiva resultan ser dependientes del retraso de bit usado.

Los desplazadores de fase del tipo reflectivo trabajan con terminaciones conmutables las cuales crean diferentes coeficientes de reflexión. El principal tipo de estos desplazadores utiliza líneas con longitudes conmutables por medio de interruptores p-i-n o reactancias variables para alterar la longitud eléctrica. En ambos casos la señal viaja a través de la línea dos veces la longitud eléctrica de ésta.

Un acoplador de 3 dB puede ser usado con este desplazador para obtener un diseño del "tipo-transmisión". El ancho de banda (coeficiente de reflexión y desplazamiento de fase vs frecuencia) para un desplazador de fase de N bits es considerablemente más pequeño que un acoplador estándar de 50 ohm y es dependiente del retraso de fase. La razón es que el acoplador está terminado reactivamente con una reactancia diferente para cada bit de fase. Un acoplador Lange es comúnmente usado debido a que éste ofrece relativamente un mejor desempeño,

de un mayor ancho de banda ($\pm 15\%$), y ocupa un menor espacio sobre el sustrato.

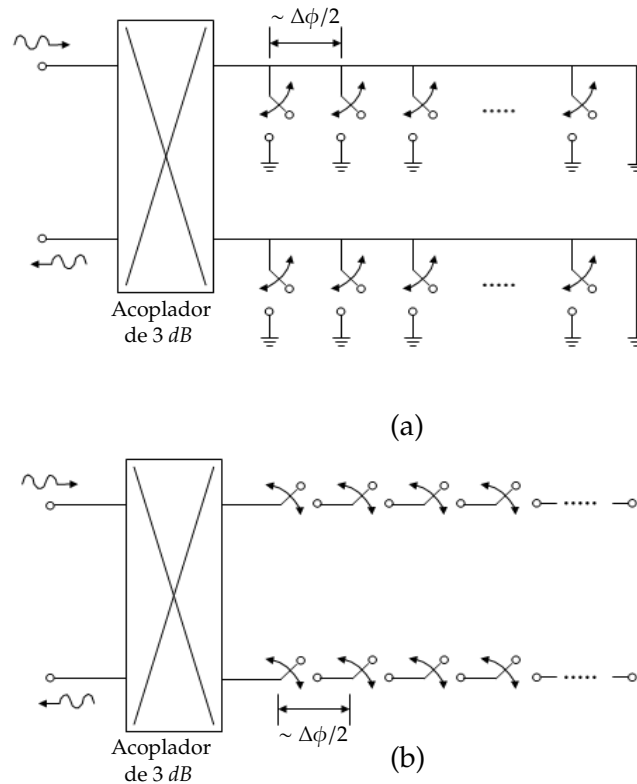


Figura 2.17: Un desplazador de fase de línea reflectiva de N bits utilizando: a) interruptores del tipo paralelo y b) interruptores del tipo serie

Un desplazador de fase de línea reflectiva puede ser diseñado con gran precisión hasta 40 [GHz] para diseños de 2 bits, y hasta frecuencias en la banda X (ver apéndice B) para diseños de 4 bits sobre sustratos de silicio o GaAs. Si se utilizan sustratos con baja constante dieléctrica se pueden diseñar desplazadores de fase de 4 bits hasta 30 [GHz]. Los diseños para 4 bits se pueden realizar con dos desplazadores de 2 bits colocados en serie, figura 2.18. Esto permite la optimización de cada desplazador con diferentes interruptores del tipo serie o paralelo [6].

Cuando se trabaja con interruptores del tipo paralelo, la capacitancia en estado abierto (C_u) resulta en un coeficiente de reflexión muy bajo ($S_{11} \leq -20\text{dB}$) lo cual no afecta la operación del desplazador de fase. La capacitancia en estado de encendido (C_d) debe de ser lo suficientemente grande para brindar un alto coeficiente de reflexión, y se necesita de un valor de 3-5 [pF] y 1-2 [pF] para trabajar a frecuencias de 10 [GHz] y 30 [GHz], respectivamente. Los interruptores del tipo paralelo necesitan ser conectados al plano de tierra utilizando cortos con un gran ancho de banda o mediante técnicas via-huecos.

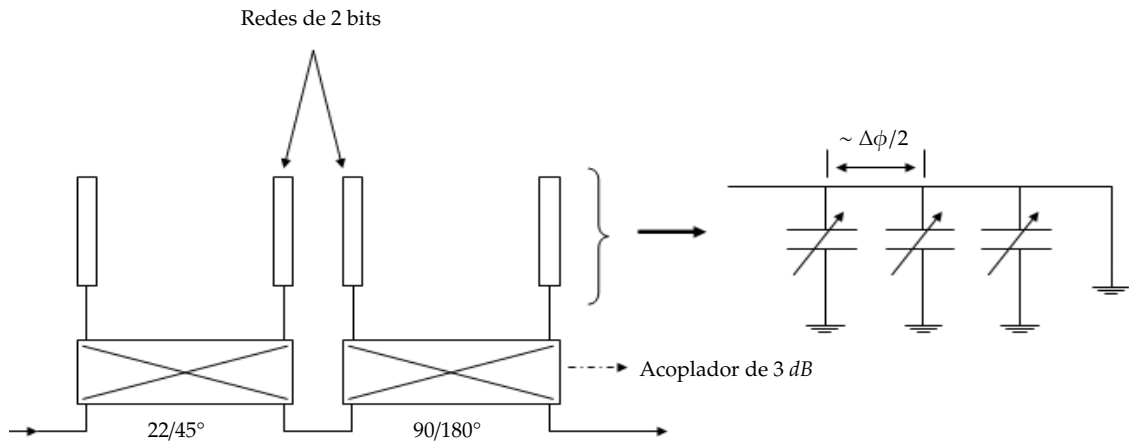


Figura 2.18: Un desplazador de fase de línea reflectiva de 4 bits utilizando dos desplazadores de fase de línea reflectiva de 2 bits

El desplazamiento de fase de los interruptores MEMS del tipo paralelo en la posición abierta debe de ser tomado en cuenta para la precisión del diseño de desplazadores de fase de N-bits. Principalmente para desplazadores de fase de 3 bits y 4 bits debido al incremento del retraso entre los interruptores MEMS (22.5° y 11.5° , respectivamente). La capacitancia en el estado abierto resulta en un retraso de fase dado por [6]:

$$\phi_{paralelo} = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega C_u Z_o}{2}\right) \approx -\frac{\omega C_u Z_o}{2} \quad \left(\frac{\omega C_u Z_o}{2} \ll 1\right) \quad (2.10)$$

Para una capacitancia típica en el estado abierto de $C_u=60$ [fF] a 10 [GHz] resulta en un retraso de fase de 5° . El ancho de este interruptor es alrededor de 140 [μm], el cual ofrece un retraso de fase adicional en la línea de transmisión de 5° sobre sustratos de silicio/GaAs. El retraso total debido al interruptor MEMS en la posición abierta es por lo tanto de 10° . Este interruptor puede ser utilizado en un desplazador de 2 bits con un retraso en la línea-t de 35° entre los interruptores MEMS y 10° en el interruptor MEMS.

La fase del coeficiente de reflexión en la posición cerrada depende de la capacitancia del interruptor C_d (y por lo tanto de su aislamiento). En general la fase del coeficiente de reflexión está dada por [6]:

$$\phi_{paralelo} = 180 + \tan^{-1}\left(\frac{2}{\omega C_d Z_o}\right) \approx \pi + \frac{2}{\omega C_d Z_o} \quad (\omega C_d Z_o \gg 2) \quad (2.11)$$

Para una capacitancia en el estado cerrado $C_d=4$ [pF], la fase del coeficiente de reflexión es de 189° a una frecuencia de 10 [GHz]. Este retraso de fase

está disponible en cada bit excepto en el último bit donde la línea es cortocircuitada a tierra mediante via-huecos. El corto circuito es por lo general inductivo con una inductancia de 50-100 [pH] y una fase del coeficiente de reflexión de $172-165^\circ @ 10$ [GHz]. Por lo tanto, una línea-t de $8-12^\circ$ debe de ser incluida en el último bit para compensar la diferencia de fase del coeficiente de reflexión entre el interruptor MEMS y el aterrizaje via-huecos.

Para una implementación del tipo serie, los diferentes retrasos debido a el interruptor en las posiciones abierto y cerrado deben de ser calculados. La fase de reflexión debido a C_u es [6]:

$$\phi_{serie} = \tan^{-1}(-2\omega C_u Z_0) \approx -2\omega C_u Z_0 \quad (2\omega C_u Z_0 \ll 1) \quad (2.12)$$

Para una $C_u=3$ [fF], la fase de reflexión es de -1° y -3° a una frecuencia de 10 [GHz] y 30 [GHz], respectivamente. El plano de referencia de este coeficiente de reflexión es en el final abierto de la línea-t.

El retraso en la posición cerrada del interruptor en serie es aproximadamente igual al retraso de la línea-t entre los finales abiertos del cantiliver MEMS. Para un interruptor con longitud de 100 [μm] (arriba de los planos de referencia), el retraso es de 3° a una frecuencia de 10 [GHz] sobre sustratos de silicio/GaAs. Este interruptor es excelente para diseños de 2 a 4 bits en frecuencias en la banda X (ver Apéndice B). El circuito abierto al final del desplazador de fase de línea reflectiva actúa como un capacitor y tiene una fase de reflexión de -5° a -15° , dependiendo de la frecuencia. Nuevamente, la diferencia de fase entre el interruptor MEMS y el circuito abierto debe de ser tomado en cuenta y el último bit debe de ser cortocircuitado por $3-7^\circ$.

La implementación en serie no requiere conexiones al plano de tierra. Sin embargo, interruptores típicos de contacto-DC tienen pérdidas de 0.1-0.2 dB, dependiendo de la resistencia del contacto, y por lo tanto la implementación con interruptores capacitivos resultan en menores pérdidas a frecuencias de la banda X.

Desplazadores de fase del tipo Línea-Conmutada

Una de las maneras más sencillas de implementar un desplazador de fase es utilizando la técnica de retraso-de-línea conmutable, figura 2.19. En este caso, cada bit de retraso es implementado separadamente, y un desplazador de fase de N-bits es construido utilizando una sucesión de varios bits con diferentes valores de retraso de fase. El retraso de fase es obtenido por la conmutación del número de bits requeridos. Por ejemplo, si se necesita un retraso de fase de 90° , entonces solo el bit # 2 es conmutado en el circuito. Sin embargo, si se necesita un retraso de fase de 225° , se necesitan conmutar los bits # 1 y # 3. El desplazamiento de fase se incrementa linealmente con la frecuencia como es típico con todas las técnicas

de retraso-de-línea con mínima dispersión en la línea-t.

Los desplazadores de fase de línea conmutable pueden ser fabricados utilizando interruptores SPDT (Single Pole - Double Throw) del tipo serie o del tipo paralelo. Los diseños con interruptores del tipo serie pueden ser implementados utilizando tres interruptores por bit debido al alto aislamiento que presentan los interruptores tipo MEMS, figura 2.19.b. Los diseños de interruptores en serie no presentan las resonancias S_{21} que son comunes en las implementaciones con diodos p-i-n y FET's debido a su gran aislamiento ($C_u = 2-4$ [fF]), y esto resulta en un gran ancho de banda (DC - 50 [GHz]) si los interruptores son colocados cerca de la unión-T. Por lo general se utiliza una pequeña línea con alta impedancia para compensar el pequeño stub reactivo debido a la sección no conmutada del bit de retraso. Por otro lado, los diseños con microcinta o con interruptores en paralelo de CPW (Coplanar Wave Guide) están limitados por el ancho de banda de la unión-T del SPDT a alrededor de un 20%. Los desplazadores de fase de línea conmutada ocupan una cantidad considerable de espacio, pero son fáciles de diseñar y de fabricar. En general y especialmente para diseños en la banda Ka, las longitudes de retraso, la unión-T, y las capacitancias de conmutación deben ser optimizadas utilizando modelos electromagnéticos para obtener desplazamientos de fase exactos por bit [6].

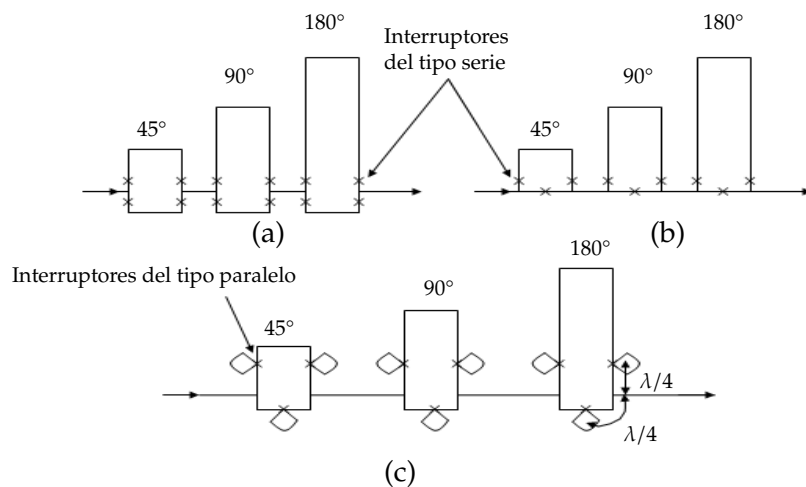


Figura 2.19: Desplazador de fase de línea conmutada implementaciones con (a,b) interruptores del tipo serie y (c) interruptores del tipo paralelo. Los stubs radiales en (c) son utilizados solamente en diseños de microcinta.

Desplazadores de fase del tipo Línea-Cargada

Los desplazadores de fase del tipo de línea-cargada se han estudiado ampliamente desde los años 60s y 70s, y su metodología de diseño fue publicada por Atwater, Bahl y Gupta, Davis, Opp y Hoffman [26]. La idea es colocar cargas sobre una línea de transmisión (línea-t) con dos impedancias diferentes y una sección de red de acoplamiento

intermedia. La red de acoplamiento asegura que el desplazador de fase es acoplado a Z_0 para ambas condiciones de carga. La diferencia de fase entre las dos cargas diferentes puede ser controlada con exactitud por el valor de las impedancias de las cargas. Para impedancias capacitivas que resultan en retrasos de fase, se utilizan stubs abiertos de líneas-t para frecuencias dentro de la banda X a la banda W. También, se pueden colocar capacitores (llamados elementos de unión "lumped elements") con baja inductancia (vía-huecos) para ser usados en frecuencias de 30 [GHz] en una implementación del tipo MMIC (Monolithic and Mm-wave Integrated Circuits). Para cargas inductivas que resultan en un avance de fase, se utilizan stubs de línea-t a tierra para frecuencias hasta la banda Ku .

Los desplazadores de fase de línea-cargada ofrecen una respuesta excelente para pequeños retrasos de fase (11.25° , 22.5° , y 45°). Un desplazamiento de fase de 90° no es práctico debido a que el diseño resulta en una respuesta de banda muy angosta. El ancho de banda por lo general está definido por el rango de frecuencia donde el desplazamiento de fase está dentro del $\pm 2^\circ$ del valor de diseño y el valor del coeficiente de reflexión es menor que -20dB. Los desplazadores de fase de línea-cargada pueden ser colocados en cascada para lograr cualquier desplazamiento de fase debido a su excelente acoplamiento. El ancho de banda depende del retraso de fase y del tipo de carga utilizada, y es del 6 - 16% utilizando stubs como carga y 10 - 30% utilizando elementos de unión del tipo capacitivo como cargas. El ancho de banda está limitado por la condición de $\pm 2^\circ$. Los desplazadores de fase del tipo línea-cargada se pueden utilizar en aplicaciones de línea-reflectiva y pueden lograr un doble desplazamiento de fase por bit.

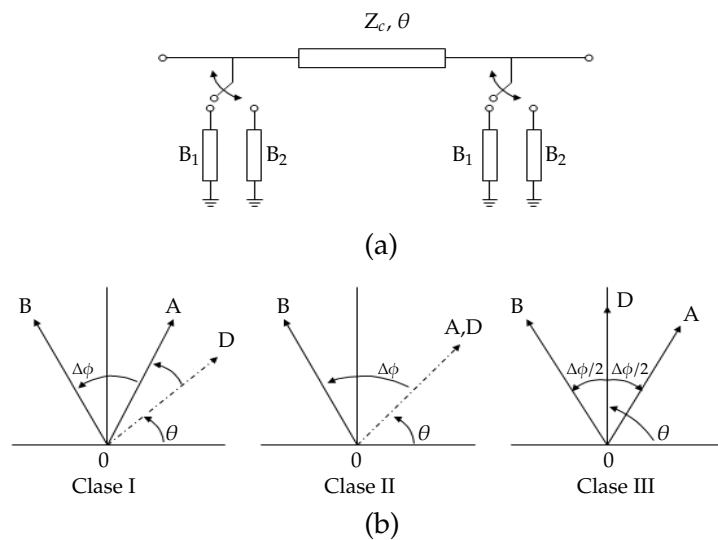


Figura 2.20: (a) Concepto de desplazador de línea cargada y (b) Localización de la fase de S_{21} para diferentes cargas.

Las ecuaciones básicas que describen la operación de los desplazadores de fase de línea cargada son derivadas asumiendo que se trata de un desplazador sin pérdidas y

que se encuentra acoplado a la frecuencia de diseño para ambas condiciones de carga. Lo cual resulta en:

$$\begin{aligned} B_1 &= Y_0 \left[\frac{\cos\theta}{\cos(\Delta\phi/2)} - \tan(\Delta\phi/2) \right] \\ B_2 &= Y_0 \left[\frac{\cos\theta}{\cos(\Delta\phi/2)} + \tan(\Delta\phi/2) \right] \\ Z_c &= Z_0 \frac{\cos(\Delta\phi/2)}{\sin\theta} \end{aligned} \quad (2.13)$$

En donde, Y_0 es la admitancia de entrada/salida de los puertos, B_1 y B_2 son las susceptancias conmutadas, Z_c y θ son la impedancia y el retraso eléctrico de la sección media de la línea-t y $\Delta\phi$ es el desplazamiento de fase requerido. Existen muchas soluciones para B_1 y B_2 con θ indeterminado. Por lo general, θ es dado dependiendo de la clase del desplazador utilizado.

La figura 2.20 muestra las diferentes clases de desplazadores de fase que pueden ser sintetizados utilizando esta técnica (Clase I, Clase II y Clase III). El vector OD muestra el retardo de fase en S_{21} debido a la longitud del desplazador de fase. La aplicación de las cargas B_1 y B_2 rotan el fasor a OA o a OB, respectivamente. La Clase I corresponde al caso general donde dos valores de B_i son utilizados, y los desplazamientos de fase correspondientes en OA y OB son diferentes de cero y no son iguales. La Clase II corresponde a la condición donde $B_1=0$, y el desplazamiento de fase se debe por completo a B_2 . En este caso, la longitud de la línea es necesariamente $\theta=90^\circ - \Delta\phi/2$. Este caso es llamado caso carga/descarga porque éste puede ser fácilmente alcanzado mediante una carga que sea aplicada y removida de la línea. La clase III corresponde a la condición donde $B_1=B_2$, la cual es la condición de complejo conjugado. En este caso, la longitud de la línea es necesariamente $\theta=90^\circ$ y la carga cambia la fase por $\pm\Delta\phi/2$ alrededor de este valor. El cargamiento de complejo conjugado resulta en pérdidas constantes cuando las diferentes cargas son conmutadas [6].

Desplazadores de fase del tipo Varactor y del tipo de Banco de capacitores conmutables

Los desplazadores de fase análogos con cargas del tipo varactor tienen un diseño estándar para frecuencias de microondas y ondas milimétricas. El diseño está basado en un acoplador de cuadratura de 3 dB y en un desplazador de fase del tipo reflectivo. La fase reflejada debido a la carga capacitiva es:

$$\Phi = \pi + 2 \tan^{-1} \left(\frac{|X_c|}{Z_0} \right) \quad (X_c \leq 0) \quad (2.14)$$

donde $X_c = -j/(w_0C)$, C es la capacitancia del diodo, y w_0 es la frecuencia de diseño. La relación de capacitancias es comúnmente 4-5:1 para un diodo varactor de GaAs con un voltaje de polarización de +0.5 V a -15 [V]. El valor de la capacitancia de polarización-cero (C_{max}) se selecciona de tal forma que $X_c \approx -j20$ [Ω] en la frecuencia de diseño. Para un cambio de capacitancia de 4:1, X_c varía entre $-j20$ [Ω] y $-j80$ [Ω] y resulta en un desplazamiento de fase de 72° . El ancho de banda es limitado por el acoplador de 3 dB a alrededor

del ± 15 debido a la carga reactiva en la salida de los puertos del acoplador.

El desplazamiento de fase puede ser incrementado si se coloca una inductancia en serie con el diodo varactor. La inductancia se selecciona para resonar al valor promedio de la capacitancia del varactor; con lo cual se obtiene una expansión angular más amplia del coeficiente de reflexión para la misma relación de capacitancias, figura 2.21. De la misma figura 2.21, si se agrega un inductor con $X_L = +j50$ [Ω] en serie con el varactor, la reactancia total cambiará de $X = +j30$ [Ω] a $X = -j30$ [Ω], logrando un cambio de fase de 124° . La inductancia es implementada utilizando una sección corta de línea-t de alta impedancia, y se necesita de una buena optimización por computadora para lograr una respuesta con un gran ancho de banda (incluyendo los efectos del acoplador).

Los desplazadores de fase con diodos varactores tienen un rendimiento en cuanto a desplazamiento de fase de $100\text{-}140^\circ$ para una relación de capacitancias de 4-5:1; pero si se colocan tres desplazadores de fase en serie, se logra un desplazamiento de fase de $360\text{-}400^\circ$. Las pérdidas asociadas en base al estado del arte de los diodos de GaAs son de 2.5 ± 1 dB en la banda X, 4.3 ± 1.2 dB a una frecuencia de 17 [GHz] y 8.7 ± 2.5 dB a una frecuencia de 94 [GHz]. Las pérdidas están dominadas por la resistencia en serie de los diodos varactores [6].

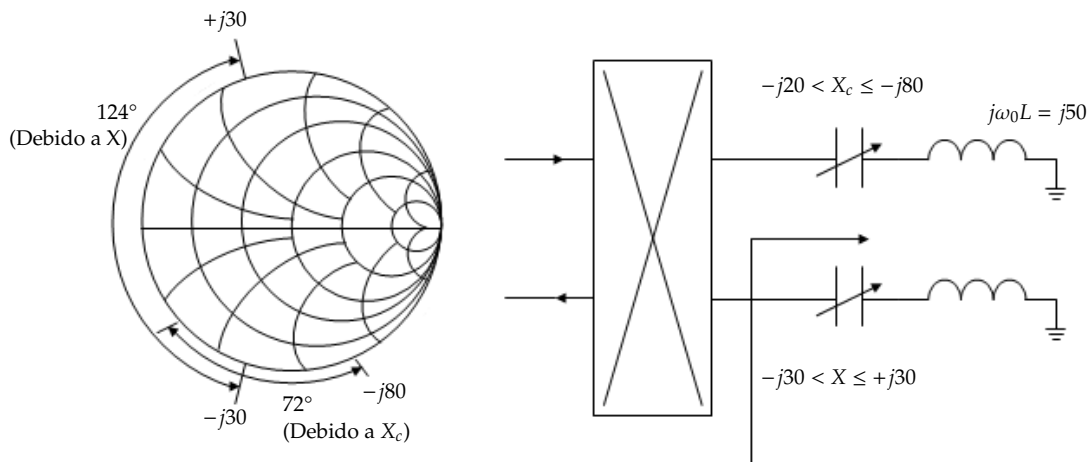


Figura 2.21: Localización del coeficiente de reflexión en un desplazador análogo con y sin sintonización inductiva. Todos los números están en Ω

Un varactor MEMS con una Q alta puede ser utilizado en lugar de un diodo de GaAs para obtener desplazadores de fase con muy bajas pérdidas de inserción. Los varactores MEMS de dos y tres capas actuados electrostáticamente tienen un rango de capacitancias de 1.3-1.5:1 y de 2.0-2.2:1 [27]. Se han fabricado varactores interdigitales con una relación de capacitancias de 3-5:1 y con ellos se puede alcanzar un desplazamiento de fase de 140° [28]]. Estos varactores son adecuados para aplicaciones entre 0.1 a 6 [GHz] debido a su

gran tamaño y baja frecuencia de resonancia. Los varactores MEMS de polisilicio actuados térmicamente con grandes relaciones de capacitancias también pueden ser utilizados pero tienen un tiempo de respuesta lento (100 - 1000 $[\mu\text{s}]$), lo cual no es adecuado para muchas aplicaciones. Otra posible solución es utilizar un banco de capacitores MEMS conmutables. Estos capacitores han sido demostrados hasta 6 [GHz] con una relación de capacitancias de 1.5-6:1, pero no operan bien a frecuencias superiores de la banda X debido a las longitudes de la línea-t utilizadas [6].

Desplazadores de fase basados en redes conmutables

Un desplazador de fase muy común es el diseño de red-conmutable. En este caso, la señal de entrada es desviada hacia la red 1 o a la red 2, cada una de las cuales tienen pérdidas de inserción cercanas a 0 dB y un retraso de fase de Φ_1 y Φ_2 respectivamente. La diferencia de fases $\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1$, puede ser diseñada para tener una respuesta en frecuencia que sea lineal con la frecuencia, constante con la frecuencia o para lo que la aplicación requiera. El desplazador de fase de línea-conmutable es un caso especial del diseño de red conmutable, con la variación lineal de fase con la frecuencia.

Un desplazador de fase de red conmutable muy común es la configuración de filtros paso-bajas/paso-altas, figura 2.22. El filtro paso bajas resulta en un retraso de fase mientras que el filtro paso altas resulta en un avance de fase. La impedancia de entrada/salida de ambos filtros se selecciona para tener Z_0 a la frecuencia de diseño. Nuevamente, los capacitores e inductores pueden ser implementados utilizando elementos de unión (lumped-elements), líneas-t o una combinación de ambos (elementos de unión como capacitores con pequeñas líneas-t de alta impedancia). El desplazador de fase paso-bajas/paso-altas resulta en un desplazador que ocupa un área menor del chip que un desplazador que usa la técnica de línea-conmutable, y éste ha ganado mucha popularidad en las frecuencias de 6-35 [GHz] debido a los avances de la tecnología MMIC. Además, es posible construir tal desplazador de fase en frecuencias de 0.5 - 2 [GHz] utilizando elementos de unión con alta Q (capacitores e inductores), logrando un desplazador de fase muy pequeño [6].

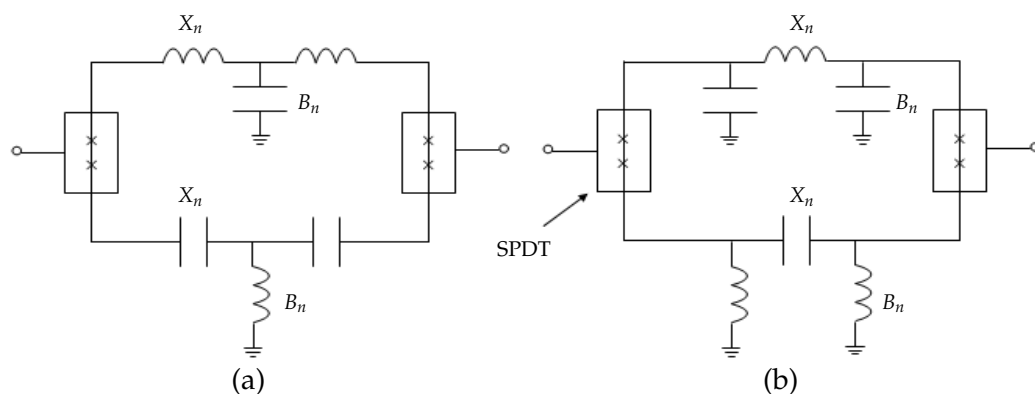


Figura 2.22: Desplazador de fase de filtros conmutables utilizando: (a) redes del tipo T (b) redes del tipo π

Para una implementación de una red-T LC, las ecuaciones de diseño son [6]:

$$\begin{aligned} X_n &= \tan\left(\frac{\Delta\phi}{4}\right) \\ B_n &= \operatorname{sen}\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Donde $X_n = \omega L/Z_0$, $B_n = \omega CZ_0$ para la red paso bajas y $X_n = 1/\omega CZ_0$, $B_n = Z_0/\omega L$ para la red paso altas. B_n también puede ser escrita en términos de X_n como:

$$B_n = \frac{2X_n}{X_n^2 + 1} \quad (2.16)$$

Esta también es la condición de acoplamiento ($S_{11} = S_{22} = 0$) para la red-T. Para una implementación de una red- π LC, las ecuaciones de diseño son similares a las ecuaciones 2.15 y 2.16 excepto que B_n es reemplazado por X_n y viceversa. Ambos diseños resultan en un diseño con un desplazamiento de fase máximo de 180° , y estos exhiben un desempeño de fase casi constante. La selección de la red-T o red- π depende de la tecnología utilizada.

Un diseño de una red paso-bajas/paso-altas con un bit de retraso de 180° (es fabricado utilizando una red de retraso de 90° y una red de avance de 90°) lo cual resulta en un ancho de banda de 18.5%. Se puede obtener un mejor comportamiento utilizando dos redes en cascada con retrasos de 45° (y que sean redes de avance) [6].

El desplazador de fase paso-bajas/paso-altas puede implementarse fácilmente utilizando interruptores en serie SPDT del tipo MEMS. Otras redes conmutables que pueden ser implementadas utilizando interruptores MEMS son los diseños compactos desarrollados por Campbell y Brown a base de FET's (figura 2.23.a [29]).

En este caso, el estado de referencia es alcanzado cuando Q_1 es activado y Q_2 se conmuta a apagado. La inductancia L_p es diseñada para resonar en paralelo con la capacitancia en estado apagado de Q_2 . Si la reactancia de los inductores es muy grande comparada con la resistencia en estado-encendido de Q_1 , el estado de referencia puede ser modelado como simples resistencias en serie dependiendo del tamaño de Q_1 . Esto nos lleva a un desplazamiento de fase cero y pérdidas de inserción constantes con la frecuencia. El estado de retraso de fase se logra cuando Q_1 esta en estado de apagado y Q_2 está activado, y éste es dado por la red π mostrada en la figura 2.23.b. Las ecuaciones de diseño son similares al caso paso-bajas/paso-altas anteriores excepto que sólo una red- π es conmutada (el caso paso altas). Las ecuaciones son ($\Delta\phi$ es positiva) [6]:

$$\begin{aligned} \frac{\omega L}{Z_0} &= \frac{1}{\tan(\Delta\phi/2)} (\equiv X) \\ \omega C_T Z_0 &= \frac{1}{\operatorname{sen}(\Delta\phi)} = \frac{X^2 + 1}{2X} \end{aligned} \quad (2.17)$$

La última ecuación es la condición de acoplamiento de la red- π y $C_T = C_s + C_{Q_1}^{off}$. Notar que el desplazamiento de fase se encuentra entre 0° y 90° y es la mitad del valor

alcanzado en la ecuación 2.15 debido a que sólo una red de retraso es utilizada. Nuevamente, la red de retraso de 90° resulta en un pequeño ancho de banda, y puede ser construida utilizando dos secciones en cascada de 45°. También, este diseño resulta en un desplazamiento de fase lineal con la frecuencia debido a que se utiliza un red de retraso LC.

La implementación con interruptores MEMS es mostrada en la figura 2.23.b con dos interruptores MEMS. En este caso, no existe la necesidad para L_p y $C \approx C_T$ debido a que la capacitancia en estado abierto de los interruptores MEMS es despreciable. También un circuito- π dual puede ser construido utilizando la misma técnica (figura 2.23.c). Las ecuaciones para este circuito son ($\Delta\phi$ es negativo):

$$\begin{aligned} X_n &= -\text{sen}(\Delta\phi) = \frac{2B_n}{B_n^2 + 1} \\ B_n &= -\tan(\Delta\phi/2) \end{aligned} \tag{2.18}$$

donde $X_n = \omega L/Z_0$ y $B_n = \omega CZ_0$ [6].

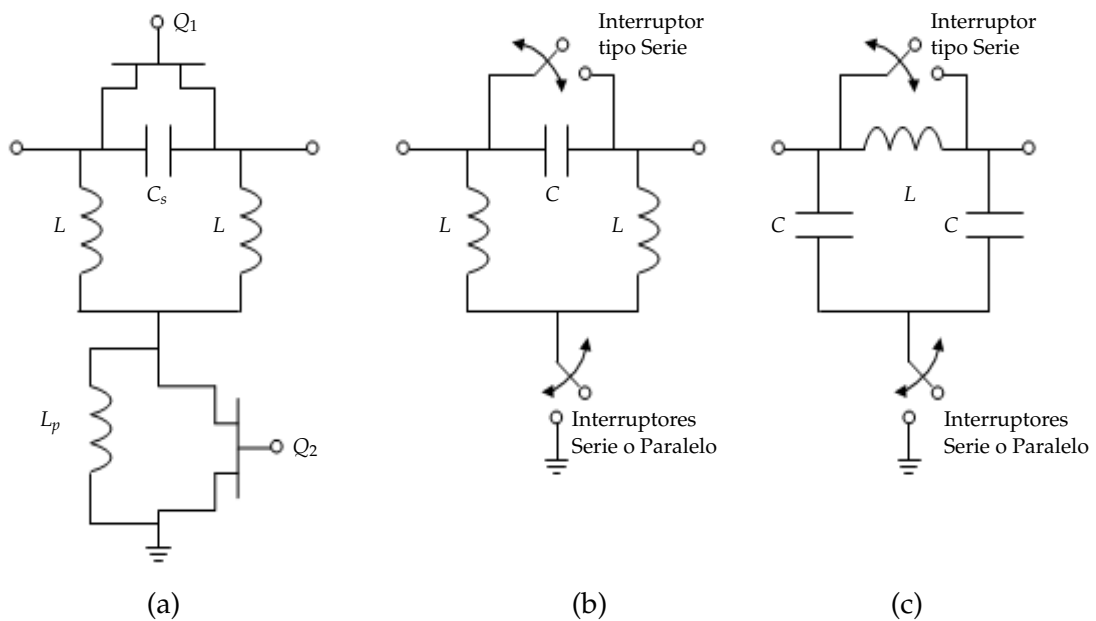


Figura 2.23: Implementación de bits de fase de 11°, 22.5°, 45° o 90° utilizando: (a) interruptores FET's (b) interruptores MEMS. Un circuito dual es mostrado en (c)

Desplazadores de fase basados en interruptores 1:N

Los interruptores en serie MEMS con contacto DC ofrecen una capacitancia muy pequeña en estado abierto y pueden ser utilizados en interruptores 1:N a frecuencias de 0.1-26 [GHz]. Un desplazador de 2 bits (o 3 bits) puede ser fabricado fácilmente utilizando interruptores 1:4 (o 1:8), figura 2.24. La diferencia esencial (otra además de las mejoras en cuanto al aislamiento propio del interruptor MEMS) comparados con los interruptores

con diodos p-i-n es la utilización de líneas resistivas de polarización (20-120 [k Ω]) en los circuitos para los interruptores MEMS. Esto permite la fabricación de interruptores SPNT muy compactos sin ningún acoplamiento entre las líneas-t y las líneas de polarización, aún si las líneas de polarización están entrecruzadas con las líneas-t de microondas. La ventaja de un desplazador de fase 1:N es que la señal pasa dos veces por un interruptor MEMS y no cuatro veces como en un diseño estándar de 2 bits, como en la figura 2.19. El retraso en cada uno de los brazos de los interruptores en las redes 1:N puede ser el mismo que en los diseños estándar discutidos anteriormente, ya sean redes de LC o de líneas-t. Sin embargo, utilizando redes LC es difícil conseguir un retraso de 270°. Una solución posible con redes LC de 3 bits es usar un interruptor 1:4 para los bits con retrasos más bajos (0, 45, 90 y 135°) y un diseño estándar SPDT con redes de retraso de +90/-90° para el bit de 180°.

El principal reto del interruptor 1:4 es el diseño para tener un buen acoplamiento en el puerto de entrada. Se puede observar que, para todo tiempo, hay tres interruptores MEMS en la posición de estado abierto, y esto resulta en tres pequeños stubs abiertos que son conectados a la unión de la entrada. Una pequeña sección de línea-t inductiva debe ser utilizada para acoplar el efecto capacitivo de los stubs abiertos. Aún así, se puede diseñar un interruptor 1:4 con $C_{it} = 2-4$ [fF] y con un excelente acoplamiento de entrada y un alto aislamiento hasta 26 [GHz]. Se puede también diseñar un interruptor 1:8 con un muy buen acoplamiento de 8 a 10 [GHz], y de este modo obtener un desplazador de fase de 3 bits con bajas pérdidas para las frecuencias en las bandas C, S o frecuencias menores a la banda X (ver Apéndice B).

La misma idea puede ser implementada utilizando interruptores capacitivos en serie. Sin embargo, en este caso, la capacitancia en estado abierto es de 20-35 [fF] y para un interruptor 1:4 esto resulta en resonancias en S_{21} arriba de 12 [GHz]. Las resonancias son debidas a la retroalimentación del puerto de salida al puerto de entrada a consecuencia del bajo aislamiento de los interruptores capacitivos. Aún así, con una alta relación de capacitancias y un buen diseño del circuito de RF, uno puede construir una celda de un desplazador de fase de 2 bits de 8 a 10 [GHz] (una celda de 90/180° o una celda de 45/90°) basado en interruptores capacitivos del tipo serie 1:4. El interruptor 1:4 SPNT puede también ser construido utilizando interruptores capacitivos del tipo paralelo. Los diseños requieren secciones de líneas de transmisión de $\lambda/4$ en la unión del interruptor SPNT y resulta en un acoplamiento aceptable en la entrada y un aislamiento mayor a un $\pm 10\%$ del ancho de banda [6].

Desplazadores de fase basados en alimentadores de antena

Un desplazador de fase de 0/180° con bajas pérdidas puede ser implementado utilizando un alimentador-balun conmutable y una antena dipolo, figura 2.25.a. Cuando la señal es conmutada desde el brazo izquierdo al brazo derecho del alimentador de la línea, la fase del voltaje de entrada en el dipolo cambia 180°. De nueva cuenta, se necesita de una red inductiva de acoplamiento para compensar el pequeño stub abierto que se forma de la sección no conmutable de la línea. Esta idea puede ser extendida a antenas ranuradas utilizando una línea microcinta como alimentador y a antenas microcinta utilizando un

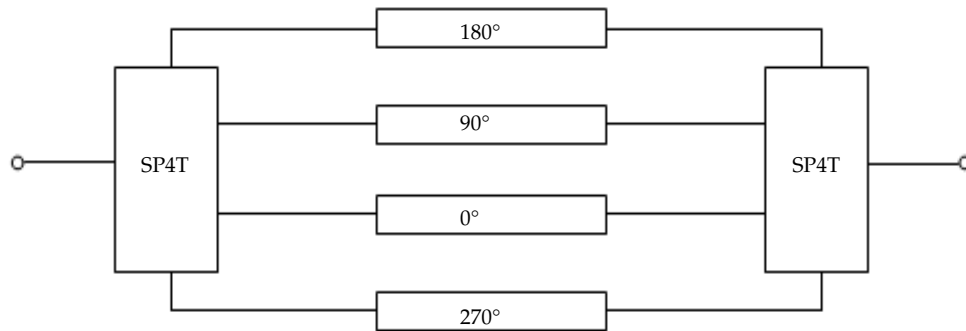


Figura 2.24: Desplazador de fase de MEMS de bits que utiliza interruptores SP4T

alimentador ranura/microcinta, figura 2.25.b. Este diseño resulta en un ancho de banda pequeño ($\pm 10\%$) y no es recomendable para antenas de banda ancha tales como antenas ranuradas o antenas de espiral [6].

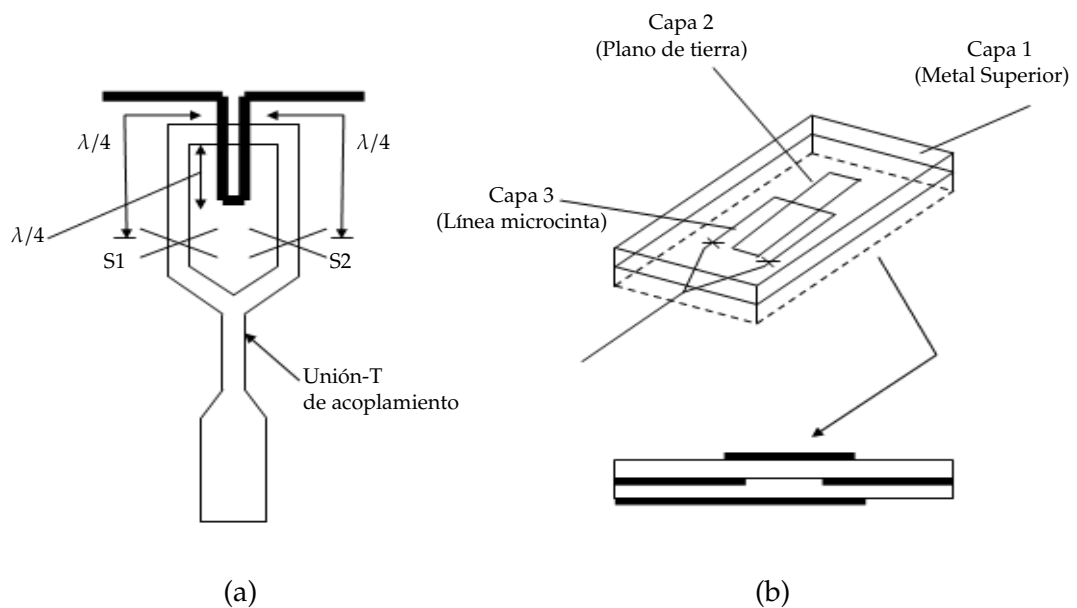


Figura 2.25: Desplazador de fase con bits 0/180° basado en un alimentador conmutable a la entrada: (a) con antena dipolo (b) implementación con alimentador de antena microcinta ranurada

Desplazadores de fase distribuidos

Las técnicas de distribución han sido utilizadas como una solución viable para obtener circuitos de gran ancho de banda. La idea está basada en cargar periódicamente una

línea-t con transistores, diodos Schottky, MEMS o componentes pasivos tales como capacitores o stubs; para obtener amplificadores, osciladores, mezcladores y multiplicadores de gran ancho de banda.

La línea de transmisión de MEMS distribuidos (LTMD) consiste de una línea de alta impedancia ($> 50 [\Omega]$); que por lo general es una línea coplanar CPW) que es capacitivamente cargada con puentes MEMS colocados periódicamente. La LTMD puede ser fácilmente utilizada como un desplazador de fase controlado por voltaje. Mediante la aplicación de un voltaje análogo se puede variar la altura de los puentes MEMS en la LTMD; es decir, la distribución de carga capacitiva sobre ésta y por lo tanto, sus características de propagación. Lo cual resulta en un control análogo de la velocidad de fase sobre la línea-t, dando lugar a un desplazador de fase en tiempo real. Sin embargo, esta implementación tiene dos grandes desventajas: Inestabilidad mecánica de los puentes MEMS bajo un voltaje de polarización de DC constante, lo cual resulta en una relación de capacitancias de 1:5. También, estos diseños sufren de los efectos del ruido Browniano y del ruido eléctrico sobre la línea de polarización el cual se traduce como ruido de fase a la salida del desplazador.

Una manera de lograr grandes relaciones de capacitancias en un diseño digital es colocar un capacitor discreto en serie con el puente MEMS, figura 2.26. Considerando a C_l (la capacitancia vista por la línea-t) como la combinación de la capacitancia del puente MEMS (C_b) y la capacitancia de unión (C_s), se tiene [6]:

$$C_l = C_s C_b / (C_b + C_s) \quad (2.19)$$

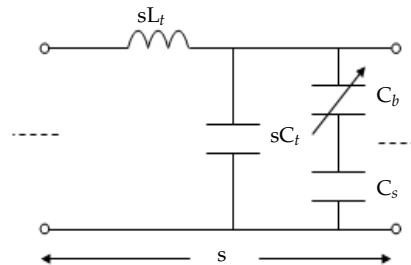


Figura 2.26: Modelo de unión para un período de un desplazador de fase LMTD digital utilizando una capacitancia fija C_s y puentes MEMS (C_b)

Cuando el puente MEMS se encuentra en la posición abierta, la capacitancia del puente (C_{bu}) es mucho más pequeña que C_s y la capacitancia efectiva vista por la línea es $C_l \approx C_{bu}$. Cuando un voltaje de polarización es aplicado sobre la línea y el puente MEMS está en la posición cerrada, la capacitancia en este estado (C_{bd}) se incrementa por un factor de 40-80 y llega a ser mucho mayor a C_s y por lo tanto resulta en una carga capacitiva de $C_{ld} = C_s$. De este modo la capacitancia distribuida puede ser discretamente controlada por la selección independiente de C_{bu} y C_s . Finalmente, si la capacitancia en el estado encendido, C_{bd} , es mucho mayor a C_s , el valor exacto de C_{bd} no es tan importante. Esto proporciona libertad en el proceso de fabricación dado que la relación de capacitancias en el puente MEMS puede variar de 20 a 80, dependiendo de la rugosidad del metal y la capa del dieléctrico que se encuentran debajo del puente MEMS. En muchos diseños,

$C_{bu} \approx C_s/4$ a C_s , y la relación de capacitancias puede ser variada de 5 a 2 [6].

Los capacitores discretos pueden ser implementados en una línea CPW utilizando capacitores metal-aislante-metal (MIM). Para una alta Q , los capacitores MIM pueden ser reemplazados con capacitores metal-aire-metal (MAM). Alternativamente pequeños stubs capacitivos pueden ser utilizados en diseños de microcinta. Los stubs capacitivos proporcionan una respuesta de banda ancha y bajas pérdidas de operación. Sí se utilizan capacitores MIM o MAM en una implementación de microcinta, se necesitan conectar los capacitores a tierra vía-huecos. La inductancia vía-huecos debe ser incluida en el diseño y ésta puede afectar seriamente el desempeño del desplazador de fase a frecuencias de ondas milimétricas.

Para obtener desplazadores de fase MEMS distribuidos del tipo discreto, se pueden colocar en cascada secciones con desplazamientos de fase determinados (180,90,45) para resultar en un desplazador de fase de N bits. El arreglo de polarización para un diseño de microcinta es sencillo: Los puentes MEMS son conectados a resistores de polarización de 10 a 100 [k Ω], y la línea microcinta es conectada a tierra de DC. Para un diseño CPW, el voltaje de polarización es conectado al conductor central utilizando resistores de 10 a 100 [k Ω] y se utilizan capacitores MIM para aislar los diferentes bits. En un diseño de 2 bits, un simple capacitor para bloqueo de DC es utilizado en el conductor central de la CPW, y el voltaje de polarización puede ser aplicado desde los puertos de entrada y salida del desplazador de fase.

El desplazamiento de fase por unidad de longitud es encontrado por el cambio en la constante de fase y está dado por [6]:

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \beta_1 - \beta_2 \\ &= \frac{\omega Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}{C} \left(\frac{1}{Z_{ld}} - \frac{1}{Z_{lu}} \right) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Donde ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva de la línea sin carga y Z_{ld} y Z_{lu} son los valores de impedancia de la línea cargada en el estado abierto y en el estado cerrado. El desplazamiento de fase está determinado por el cambio de impedancia de la LTMD, el cual también determina el coeficiente de reflexión del desplazador de fase. Típicamente, un coeficiente de reflexión de -15 dB es requerido debido a que la LTMD se encuentra en cascada en las secciones de 45°, 90° y 180° para resultar en un desplazador de fase de N bits. Lo cual asegura que el coeficiente de reflexión permanecerá por debajo de los -10 dB para cualquier estado del desplazador. La impedancia distribuida de la línea variará entre $Z_{lu}=60$ [Ω] y $Z_{ld}=42$ [Ω]. La ecuación 2.20 muestra que el desplazamiento de fase depende directamente de $\sqrt{\epsilon_{eff}}$; por lo tanto, una LTMD sobre un sustrato de silicio resultará en un mayor desplazamiento de fase por unidad de longitud que una LTMD sobre un sustrato de cuarzo. Sin embargo, las pérdidas por unidad de longitud con silicio serán mucho mayores que sobre cuarzo (un diseño con una constante dieléctrica baja proporciona un mejor desempeño).

2.3.3. MEMS para RF en arreglos reflectivos

Los desplazadores de fase MEMS para RF pueden ser integrados en arreglos reflectivos pasivos para las bandas de frecuencias X a K. Una arreglo reflectivo consiste de

un alimentador primario que ilumina a un reflector, generalmente plano, formado por un arreglo de elementos desfasadores (celdas periódicas), permitiendo reflejar un campo electromagnético con distribución de fase progresiva. Los elementos que componen el arreglo de la superficie reflectora se han implementado mediante una o más capas de parches conductores microcinta sobre un sustrato dieléctrico que se obtienen por fotograbado. El cambio de fase necesario en cada elemento del arreglo se consigue variando algún parámetro geométrico.

Los arreglos reflectivos son mucho más baratos que los arreglos de fase estándar y proporcionan un mayor espacio para los manejadores y receptores electrónicos. Debido a que estos arreglos son alimentados espacialmente, éstos no sufren de las altas pérdidas de la línea de transmisión (aprox. -1 dB/cm) así como del incremento del tamaño del arreglo, tabla 2.5. La figura 2.27, presenta el comportamiento de un arreglo reflectivo pasivo utilizando desplazadores de fase MEMS para RF. De este modo uno puede obtener sistemas con pérdidas de -2.4 a -3.2 dB para frecuencias en la banda X a la banda K. Aún si se utiliza un amplificador en cada elemento, el cual tal vez sea el caso para sistemas en la banda Ka o W (el arreglo reflectivo deja de ser pasivo y se convierte en activo). La ganancia requerida del amplificador es lo suficientemente baja que se puede construir utilizando un pequeño chip de GaAs que consume una pequeña cantidad de potencia de DC y puede ser insertado dentro de la malla del arreglo de fase sin mayor problema.

TABLA 2.5: Promedio de pérdidas en arreglos reflectivos [6].

Contribución de pérdidas [dB]	Banda X (10 GHz)	Banda K (24 GHz)	Banda Ka (35 GHz)
Antena	-0.2	-0.3	-0.4
Despl. Fase de 3 bits	-0.9	-1.4	-1.8
Alimentador Espacial	-1.0	-1.0	-1.0
Línea-t y empaquetado	-0.3	-0.5	-0.7
Total de pérdidas	-2.4	-3.2	-3.9

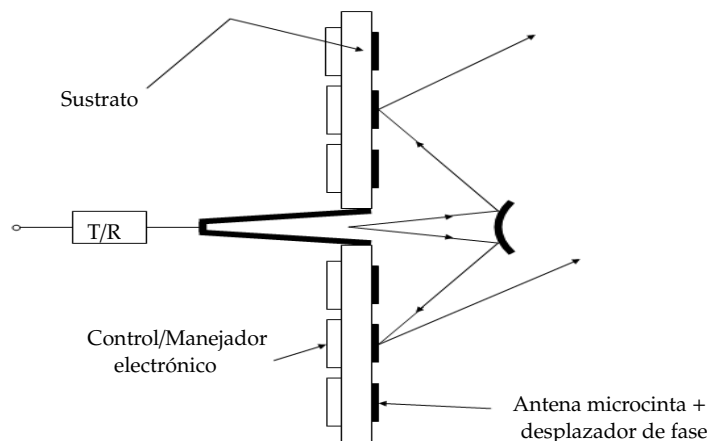


Figura 2.27: Arreglo de fase MEMS con alimentador Cassegrain. Éste es un diseño idéntico a los sistemas estándar de arreglos reflectivos, pero los desplazadores MEMS reemplazan a los desplazadores de fase con FET's o diodos p-i-n [6].

2.4. Estado del arte de los Desplazadores de Fase MEMS para RF

La mayoría de los desplazadores de fase del tipo MEMS desarrollados actualmente están basados en diseños ya establecidos sólo que el interruptor de estado sólido es reemplazado por un interruptor serie o paralelo del tipo MEMS. La razón es simple: existen un gran compendio de trabajos muy bien documentados sobre desplazadores de fase, elaborados entre 1960 y 1990 y que dirigen virtualmente cada aplicación de radar y de sistemas de comunicaciones. Por lo que, es sencillo construir desplazadores de fase del tipo MEMS con bajas pérdidas utilizando diseños estándar. Sin embargo el campo de los MEMS tiene el potencial de ofrecer mucho más que una solución de reemplazamiento para los interruptores de estado sólido, y éste será explotado en el futuro para obtener desplazadores de fase novedosos (tales como desplazadores de fase basados en SP4T).

Los desplazadores de fase MEMS que se presentan en este capítulo son diseños de la primera generación y presentan un excelente desempeño de pérdidas/bit. Sin embargo, excepto por el desplazador 1:N, aún no han sido optimizados para minimizar espacio, su tamaño físico es grande. La segunda generación de diseños se espera que sean diseños que tengan un tamaño mucho más pequeño, con mejores pérdidas que los desplazadores de fase hechos con diodos p-i-n y FET's. A pesar de esto, los desplazadores de fase del tipo MEMS no serán tan pequeños como los diseños MMIC debido al mayor tamaño relativo de los dispositivos MEMS comparados con los diodos p-i-n o FET's [6].

2.4.1. Desplazadores de fase del tipo reflectivo para la banda X de Raytheon

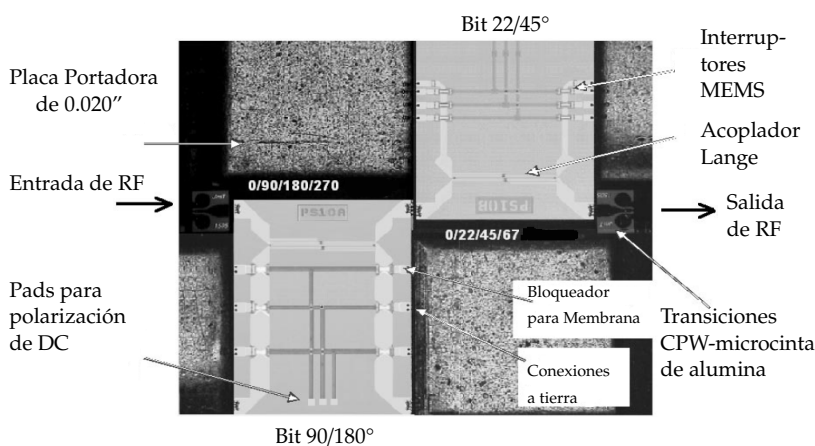


Figura 2.28: Layout del Desplazador de fase MEMS de 4 bits de RAYTHEON con acopladores Lange integrados en el sustrato de silicio [30]

Raytheon desarrolló desplazadores de fase MEMS para la banda X de 2 bits y 4 bits en microcinta del tipo línea reflectiva (monolíticos) sobre un sustrato de silicio con un espesor de 500 [μm] (figura 2.28 [30]). Los interruptores MEMS son integrados en la orilla del sustrato de silicio, y el corto a tierra es implementado utilizando cintas de alambre-de-conexión.

La línea de microcinta se mantiene en tierra de DC, y se utilizan resistores de 10 [k Ω] para la polarización de los puentes MEMS.

El ancho de la línea de microcinta varía desde 450 [μm] hasta 100 [μm] por debajo del interruptor. Esto introduce una pequeña inductancia en serie en la línea, la cual es despreciable para las frecuencias de la banda X. Las capacitancias de los interruptores MEMS en estado abierto y en estado cerrado son $C_u=35$ [fF] y $C_d=3$ [pF], lo cual es suficiente para sintetizar un buen corto circuito a tierra.

Se utiliza un acoplador Lange (3 dB de 90°) para separar la entrada y salida de los puertos del desplazador. El ancho de banda del desplazador de fase está limitado por el acoplador; al igual que las pérdidas y la linealidad de la fase. El diseño de 2 bits resulta en un promedio de pérdidas de -0.9 dB a una frecuencia de 8-10 [GHz]. Un diseño mejorado con un acoplador Lange integrado sobre un sustrato de alumina resulta en un promedio de pérdidas de -0.65 dB a una frecuencia de 8 [GHz].

Un desplazador de fase de 4 bits, que puede ser implementado utilizando diseños de 2 bits con un acoplador Lange sobre un sustrato de alumina, resulta en un promedio de pérdidas de -1.5 dB a una frecuencia de 8-10 [GHz], con un ancho de banda asociado de 7-11 [GHz] ($S_{11} < -10$ dB). El desempeño de fase en la frecuencia de 10 [GHz] se encuentra dentro de la mitad del bit menos significativo (error de fase $\approx \pm 11^\circ$). La figura de mérito de pérdidas es de 0.28 dB/bit en una frecuencia de 8 [GHz]. El tamaño del desplazador de fase de 4 bits para la banda X es bastante grande debido a la ausencia de huecos y a la necesidad de integrar los interruptores MEMS y líneas de retraso en la orilla del sustrato. Los desplazadores de fase de $90/180^\circ$ y $22/45^\circ$ tienen un área de 24 mm^2 cada uno (sin los acopladores Lange de 3 dB). El área total del desplazador de fase de 4 bits es alrededor de 100 mm^2 cuando los acopladores Lange y las conexiones de línea-t son tomadas en cuenta [30]).

2.4.2. Desplazadores de fase del tipo stub-reflectivo para la banda X de HRL

El diseño HRL [31] está basado en stubs reflectivos (línea de transmisión con terminación-abierta) que son conmutados utilizando un interruptor MEMS SP3T, figura 2.29. Los bits de retraso de 11.25° , 22.5° y 45° son implementados utilizando un acoplador Lange y tres stubs reflectivos con longitudes eléctricas de 6° , 11.25° y 22.5° respectivamente, en la frecuencia de diseño. El retraso de fase cero se logra cuando ninguno de los stubs está conectado a el acoplador Lange.

Los bits de retraso de 90° y 180° son construidos utilizando otro acoplador Lange. Sin embargo, el retraso de bit de 180° es de $\lambda/4$ de longitud y resulta en un corto circuito en la red del interruptor. Por esta razón, tres stubs reflectivos con un retraso de fase de 90° , 180° y 270° (con longitudes de 45° , 90° y 135° respectivamente) son utilizados para sintetizar el diseño de 2 bits de $90^\circ/180^\circ$.

El desplazador de fase HRL es fabricado sobre un sustrato con baja constante dieléctrica y los interruptores MEMS HRL del tipo serie son colocados uno por uno utilizando epoxy de plata y alambres para conexión. Los interruptores en serie tienen una $C_u=2-3$ [fF] y $R_s=1$ [Ω], y estos introducen una pérdida despreciable en el circuito. Este diseño es aceptable para su operación en la banda X, pero llega a ser muy difícil implementarlo para frecuencias en la banda K.

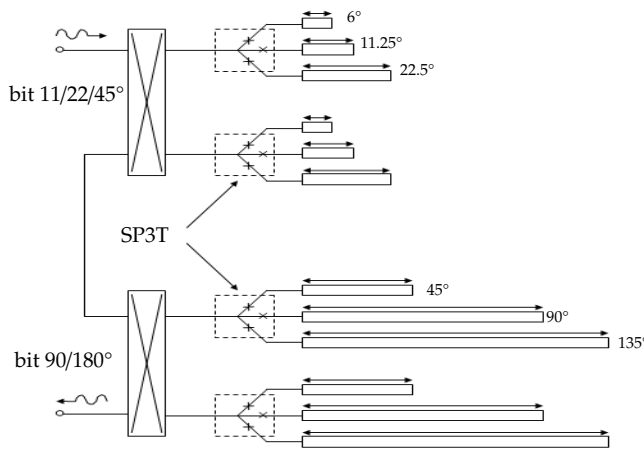


Figura 2.29: Desplazador de fase MEMS de 5 bits de HRL. Se muestra la longitud eléctrica de cada stub abierto. Los MEMS SP3T son colocados utilizando epoxy de plata sobre un sustrato de baja constante dieléctrica [31]

Las pérdidas en promedio para cualquiera de los 5 bits, son de 1-1.5 dB a una frecuencia de 7 - 10 [GHz] con $S_{11} < -10$ dB. La figura de mérito de pérdidas es de 0.2-0.3 dB/bit. La medición del desplazamiento de fase muestra algunas brechas (gaps) resultado del diseño de stubs reflectivos. Se logran 32 desplazamientos de fase con buena exactitud. El área del desplazador de fase HRL es grande, debido a su baja ϵ_r y a su construcción del tipo híbrido [31].

2.4.3. Desplazador de fase del tipo Línea-Conmutada de banda ancha (0.1 a 40 GHz) de Rockwell

El Centro de Ciencia Rockwell desarrollo un desplazador de fase de 4 bits del tipo línea-conmutada para frecuencias de DC a 40 [GHz] utilizando interruptores MEMS del tipo serie y líneas de retraso microcinta, figura 2.30[32]. El desplazador de fase es construido sobre un sustrato de GaAs con un grosor de 75 [μm]. Los interruptores del tipo serie tienen una $C_u = 2$ [fF] y una $R_s = 1-1.5$ [Ω] (ver sección 2.2.1), lo cual resulta en un aislamiento muy alto hasta 50 [GHz]. Como se menciono, un aspecto importante de un interruptor SPDT es la agregación de una pequeña línea de alta impedancia para compensar el stub capacitivo resultado de la sección no conmutada del bit de retraso. Un excelente acoplamiento y un retraso de grupo es obtenido desde 1 a 40 [GHz] utilizando esta aproximación. El promedio de las pérdidas de inserción esta limitado por las pérdidas de la línea microcinta y es de -2.2 dB en la banda X (donde el retraso de fase por bit es de 22.5°, 45°, 90° y 180°). Las pérdidas mejoran a -1.4 dB para diseños de 4 bits si el desplazador de fase es integrado sobre un sustrato de GaAs de 200 [μm]. Este es el desplazador de fase con el mayor ancho de banda hasta la fecha. El área del

desplazador de fase de 4 bits para la banda X es de 30 [mm²]. Un desplazador de fase de 2 bits basado en el mismo diseño tiene un área de 14.7 [mm²] y un promedio de pérdidas de inserción de -1.0 dB. Esto es una reducción sustancial en el área comparado con los desplazadores de fase de Raytheon y HRL para la banda X.

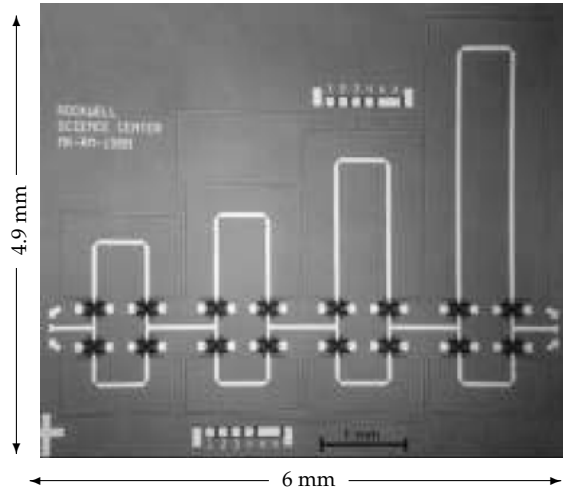


Figura 2.30: Desplazador de fase MEMS de 4 bits del tipo de línea-conmutada de ROCKWELL para frecuencias de DC a 40 GHz. Observar las secciones de sintonía inductivas en las uniones-T [32]

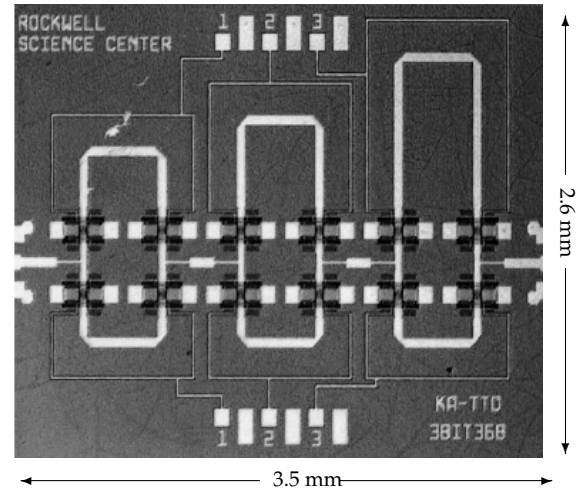


Figura 2.31: Desplazador de fase MEMS 3 bits del tipo de línea conmutada de ROCKWELL [33]

Rockwell también fabricó un desplazador de fase de 3 bits para la banda Ka sobre obleas de GaAs de 75 [μm] utilizando líneas de retraso conmutadas y resulta en un promedio de pérdidas de -2.2 dB, pérdidas de retorno mejor que -15 dB sobre los ocho estados, y una exactitud de fase dentro del 2.2 % de los valores de diseño a una frecuencia de 35 [GHz] , figura 2.31 [33]. El área del chip MEMS es de 9.1 [mm²]. Si el desplazador de fase es integrado sobre un sustrato de GaAs de 150 [μm] de grosor, el promedio de pérdidas de inserción para el diseño del desplazador de fase de 3 bits para la banda Ka deben estar por debajo de -1.7 dB.

2.4.4. Desplazadores de fase del tipo Línea-conmutada 1:N para frecuencias de DC a 18 GHz de UoM/Rockwell

La Universidad de Michigan y el Centro de Ciencia Rockwell desarrollaron desplazadores de fase de 2 bits y 4 bits basados en interruptores MEMS del tipo serie 1:4 sobre un sustrato de GaAs de 200 [μm] , figura 2.32. Los interruptores del tipo serie tienen una $C_u = 2$ [fF] y una $R_s = 1.5$ [Ω]. El puerto de entrada puede ser bien acoplado a una frecuencia de 20 [GHz] utilizando un corto de sección inductiva y cuatro elementos de líneas-t de retraso son utilizados para sintetizar los bits 0/90/180/270° a una frecuencia de 10 [GHz] . La ventaja de este desplazador es que la energía de RF pasa por dos interruptores y no por cuatro,

como en un diseño estándar de línea conmutada. El área del desplazador de fase 1:4 es de 12 [mm²] y está diseñado sobre un sustrato de GaAs utilizando el interruptor MEMS del tipo serie de Rockwell [34]. Para este desplazador se obtiene un promedio de pérdidas de -05 a -0.6 dB para frecuencias de 8-12 [GHz] , con pérdidas de reflexión mejores a -17 dB en los cuatro estados. La medición del desplazamiento de fase diferencial es de 0, 90.1, 177.8 y de 272° (con errores de fase de ± 2%) a una frecuencia de 10.25 [GHz] . El desplazamiento de fase es lineal hasta 18 [GHz] , haciendo de este diseño un desplazador de fase de retraso en tiempo real desde 10 a 18 [GHz] . En la frecuencia de 18 [GHz] , el promedio de pérdidas medido es de sólo -0.85 dB, con pérdidas de reflexión mejores a -11 dB.

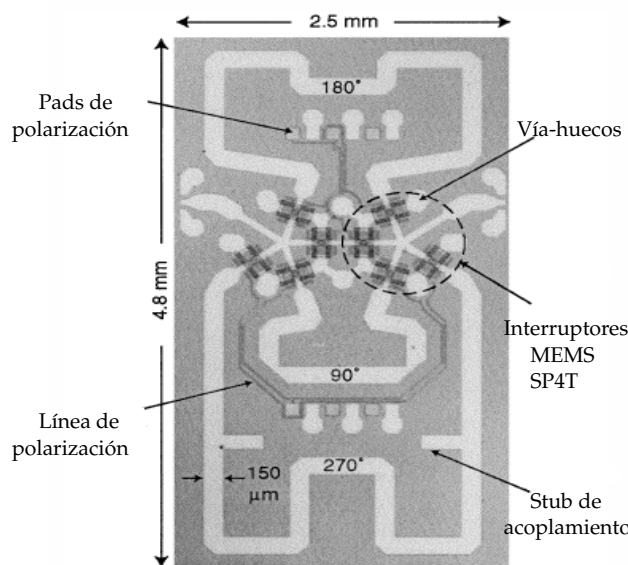


Figura 2.32: Desplazador de fase MEMS de 2 bits de UoM/ROCKWELL utilizando interruptores SP4T [34]

La figura 2.33, muestra una implementación de un desplazador de fase MEMS de 4 bits construido utilizando dos celdas en cascada de 2 bits [35]. El desplazador de fase de 4 bits resulta en un área de 21 [mm²], un valor promedio medido para las pérdidas de inserción de -1.1 dB a una frecuencia de 10 [GHz], y con pérdidas de retorno mejores a -14 dB para frecuencias de 8 a 12 [GHz]. Una muy buena exactitud de fase de +2.3°, -0.9° es alcanzada a una frecuencia de 10 [GHz] . Los desplazadores de fase 1:N de 2 bits y de 4 bits representan los desplazadores de fase MEMS con el menor área para la banda X desarrollados hasta la fecha, con muy bajas pérdidas de inserción (0.25-0.3 dB/bit en la banda X).

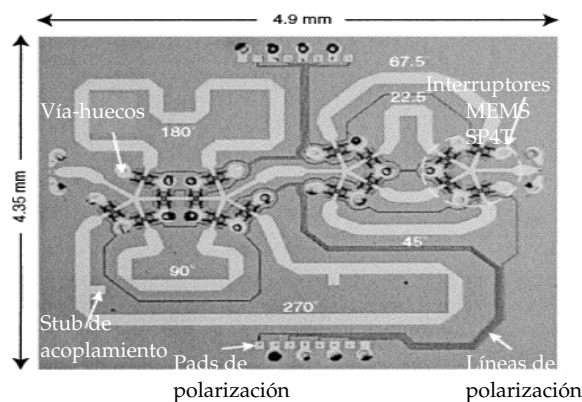


Figura 2.33: Desplazador de fase MEMS de 4 bits de UoM/ROCKWELL utilizando interruptores SP4T [35]

2.4.5. Desplazador de fase del tipo Línea-Conmutada para la banda Ka de Raytheon

Raytheon desarrolló desplazadores de fase de 3 bits y 4 bits del tipo línea-conmutada para la banda Ka (figura 2.34 [36]) utilizando interruptores MEMS de tipo paralelo sobre sustratos de silicio de $150\ \mu\text{m}$ de grosor. Una línea microstrip se mantiene en la tierra de DC y resistores de $10\ \text{k}\Omega$ son utilizados para polarizar los interruptores MEMS.

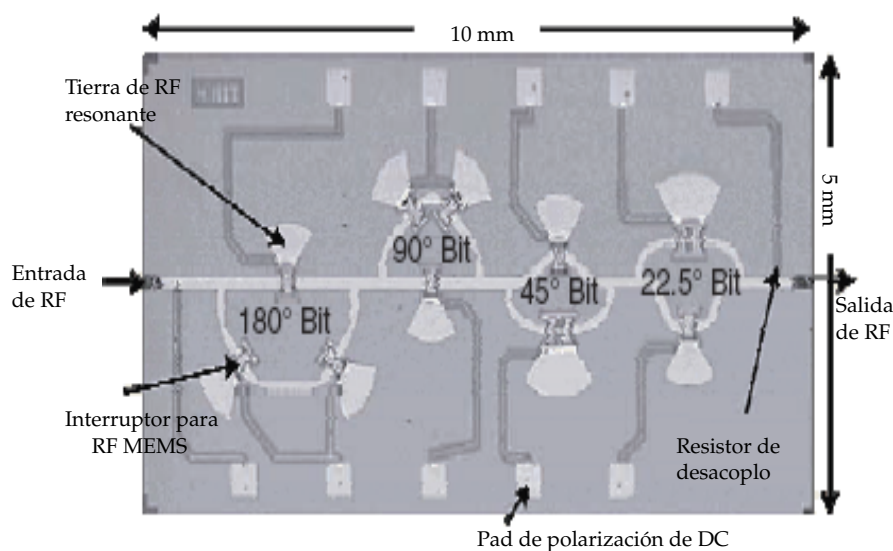


Figura 2.34: Desplazador de fase MEMS de 4 bits de RAYTHEON del tipo de línea-conmutada para la banda Ka [36]

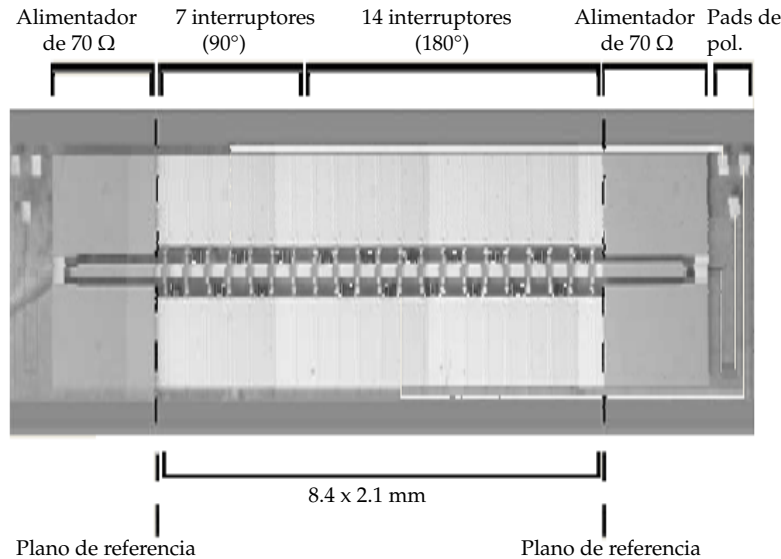
Los interruptores MEMS son conectados a stubs radiales de $\lambda/4$ y son colocados a $\lambda_g/4$ desde la unión T. Las capacitancias de los interruptores es de $C_u=35\ \text{fF}$ y $C_d = 3\ \text{pF}$. El interruptor SPDT tiene un ancho de banda alrededor del 15%. La operación del desplazador de fase es simple: Si un interruptor en paralelo es activado en la trayectoria de referencia.

Esto resulta en un circuito abierto en la unión-T forzando que la energía fluya en la red de retraso. Tres o cuatro de las redes de retraso son utilizadas en serie para diseños de 3 bits y 4 bits, respectivamente.

El promedio de pérdidas de inserción es de $-1.7\ \text{dB}$ y de $-2.2\ \text{dB}$ para los diseños de 3 bits y 4 bits respectivamente, con un ancho de banda asociado $S_{11} \leq 10\ \text{dB}$ para frecuencias de 32-36 [GHz]. El error de fase está dentro de 13° para todos los estados y la figura de mérito de pérdidas para ambos diseños es de $0.55\ \text{dB/bit}$. El área de los desplazadores de fase para la banda Ka es de $40\ \text{mm}^2$ y de $50\ \text{mm}^2$ para los diseños de 3 y 4 bits respectivamente, y puede ser reducido en un 15-20% con una línea-t y un circuito de polarización más compactos. Las pérdidas son dominadas por las pérdidas de la línea microcinta sobre silicio, y se pueden obtener pérdidas de $-1.5\ \text{dB}$ y de $-1.8\ \text{dB}$ para los diseños de 3 bits y 4 bits, si los desplazadores de fase son implementados sobre sustratos de cuarzo o en sustratos con bajas constantes dieléctricas.

2.4.6. Desplazador de fase LTMD de 2 bits para la banda Ka de la Universidad de Michigan

La Universidad de Michigan desarrolló un desplazador de fase distribuido de 2 bits para la banda Ka sobre un sustrato de cuarzo utilizando una línea coplanar (CPW) e interruptores MEMS para RF del tipo MAM capacitivo.



El desplazador de fase consiste de 21 secciones con un espaciamiento de $400\ \mu\text{m}$, resultando en una longitud total de $8.4\ \text{mm}$ (figura 2.35). Las primeras 14 secciones son activadas juntas y constituyen el bit de fase de 180° . Cuando los 14 interruptores MEMS están activados, ellos conectan una carga capacitiva de $66\ \text{fF}$ (por sección) a la línea-t.

Figura 2.35: Desplazador de fase LTMD de 2 bits de MICHIGAN para la banda Ka utilizando capacitores MAM [38]

Por tal motivo, la velocidad de la onda se alenta y resulta en un desplazamiento de fase de 180° a una frecuencia de $38\ \text{GHz}$. El bit de 90° es la mitad de la longitud y esta compuesto de las siete secciones restantes. El conductor central se coloca a tierra de DC y se utilizan líneas de polarización de $24\ \text{k}\Omega$ para polarizar los interruptores MEMS para RF.

El desempeño de los desplazadores de fase distribuidos es dependiente en gran medida del factor de calidad (Q) de los capacitores de carga y una $Q > 150$ es necesaria para desempeños con bajas pérdidas. Lo cual se logra, utilizando capacitores MAM para frecuencias en la banda Ka.

El desplazador de fase de 2 bits resulta en un promedio de pérdidas de inserción de $-1.5\ \text{dB}$, un máximo de pérdidas de reflexión de $-11\ \text{dB}$ y un error de fase de $\pm 1^\circ$ a una frecuencia de $37.7\ \text{GHz}$. El promedio de pérdidas de inserción puede ser reducido a $-1.1\ \text{dB}$ en futuros diseños mejorando las líneas de polarización [38].

2.4.7. Aplicaciones de los desplazadores de fase del tipo MEMS

El promedio de pérdidas para desplazadores de fase de 3 bits de acuerdo al estado del arte es de -0.9 dB a una frecuencia de 10-14 [GHz] , lo cual es un mejoramiento de 3-4 dB comparado con los diseños que utilizan interruptores FET, ver tabla 2.9. Esto se traduce en un mejoramiento de 6-8 dB en un sistema de radar o en sistemas bidireccionales de telecomunicaciones. El mejoramiento es bastante grande para sistemas en la banda Ka (35 [GHz]), la banda V (60 [GHz]) o la banda W (77 [GHz] , 94 [GHz]). Esto significa que se pueden eliminar una (o dos) etapas de amplificación en la cadena de transmisión/recepción; lo cual resulta, en una reducción de potencia de DC de 20-100 [mW] por elemento en frecuencias de la banda X a la banda V.

TABLA 2.6: Promedio de pérdidas por oblea de desplazadores de fase de 3 bits del tipo MEMS y del tipo FET's de GaAs [3].

Frecuencia [GHz]	Pérdidas utilizando MEMS para RF [dB]	Pérdidas utilizando FET's de GaAs [dB]
Banda X (10 [GHz])	-0.9 a -1.0	-3 a -4
Banda Ka (35 [GHz])	-1.7 a -2.0	-6 a -7
Banda V (60 [GHz])	-2.3 a -2.6	-8 a -9
Banda W (94 [GHz])	-2.6 a -3.0	-9 a -10

Los desplazadores de fase del tipo MEMS también pueden ser utilizados para reducir un 50-75 % de los módulos T/R en grandes arreglos de fase. El número exacto depende de la potencia transmitida y del rango requerido del sistema de radar y del requerimiento de ganancia-ruído (G/T). Para un desplazador de fase con bajas pérdidas, éste tal vez pueda alimentar a dos o cuatro elementos de un simple módulo T/R; lo cual reduce la complejidad del sistema. Los cálculos indican que esta idea no puede ser utilizada para subarreglos de 8 elementos debido a la substancial adición de pérdidas debido a la combinación de potencia de la red 8:1, aún a frecuencias en la banda X. En este caso, será preferible utilizar un arreglo reflectivo pasivo (ver sección 2.3.3).

Las principales aplicaciones de los desplazadores de fase MEMS para RF se encuentran en (se debe de tomar en cuenta la capacidad de potencia que los interruptores MEMS pueden manejar): los sistemas aéreos civiles, enlaces satelitales, en los sistemas de comunicaciones portátiles, radares automovilísticos y sistemas de alta transmisión de información.

2.5. Empaquetado de interruptores y desplazadores MEMS para RF

La parte más crítica para los interruptores y desplazadores MEMS para RF monolíticos es la técnica de empaquetado utilizada. Este es el paso más caro en cuanto a la línea de producción y determinará en gran medida el costo de éstos dispositivos. Los interruptores MEMS son muy sensibles a la humedad y deben de ser empaquetados en sellos herméticos o casi-herméticos en ambientes de nitrógeno.

La principal diferencia entre los desplazadores e interruptores MEMS para RF es que el desplazador es mucho más grande (10-30 [mm²] comparado con 0.5-2 [mm²] de los interruptores). Muchas de las aplicaciones de defensa requieren que el módulo completo de T/R para arreglos de fase sea herméticamente sellado. En este caso, el desplazador de fase MEMS es sólo un componente de un complejo empaquetado hermético de amplificadores, interruptores, etc.

La única manera de reducir el costo de los interruptores MEMS para RF en aplicaciones que requieren un gran número de unidades es desarrollar una solución de empaquetado en una escala-de-oblea. Existen varias técnicas utilizadas por la industria para empaquetar dispositivos MEMS (acelerómetros, giros, etc.): Sellos de epoxy, unión anódica vidrio-a-vidrio y unión oro-a-oro; sin embargo, aún no existe una técnica confiable para empaquetar interruptores y desplazadores MEMS para RF.

El proceso de empaquetado no debe de introducir hidrocarburos u otros componentes en la cavidad MEMS durante el proceso de sellado debido a que los gases y compuestos son un efecto perjudicial en la confiabilidad de los interruptores MEMS. También, la temperatura alrededor de los interruptores MEMS para RF debe de estar por debajo de los 150 °C debido a que el mecanismo de actuación es muy frágil. Las transiciones de RF dentro y fuera del empaque deben tener un buen diseño con bajas pérdidas, y es posible utilizar transiciones vía-huecos hasta 50 [GHz] sobre sustratos de 125 [μ m] . El costo de empaquetado de desplazadores MEMS para RF puede ser tan alto como US \$10 por unidad para aplicaciones de defensa, mientras que los circuitos de interruptores MEMS (SPDT, SP3T) no pueden exceder US \$1 por unidad. A la fecha no existe un desplazador de fase MEMS para RF que haya sido empaquetado herméticamente; la mayoría de las compañías utilizan empaquetados estándar de cerámica, a través de alimentadores de vidrio o con transiciones de RF vía-huecos y calentadores (láser) alrededor del sello hermético [3].

2.6. Resumen de interruptores y desplazadores MEMS para RF

En esta sección se presenta un resumen de los interruptores y desplazadores de fase MEMS para RF más sobresalientes en la última década.

TABLA 2.7: Resumen de interruptores MEMS para RF.

Tipo	Volt. de act. [V]	Largo [μm]	Ancho [μm]	Altura [μm]	C_u [fF]	C_d [pF]	R_s [Ω]	Pérdidas de inserción [dB]	Aislamiento [dB]
Serie-C. (Rockwell [10, 11])	50-60	250	150	2-2.5	1.75-2	—	0.8-2	0.1 (1-50 GHz)	-30 (40 GHz) -50 (4 GHz)
Sustrato: GaAs									
Serie-I. (Analog Devices [13])	60-80	75-100	30-50	5-10	4-5	—	0.5-1	0.15 (20 GHz)	-26 (20 GHz)
Paralelo Capacitivo (Raytheon [14, 15])	30-50	270-350	50-200	3-5	20-50	1.2-3.6	0.25-0.35	0.15 (10 GHz) 0.28 (35 GHz)	-15 (10 GHz) -35 (35 GHz)
Sustrato > 10000 [$\Omega\cdot\text{cm}$]									
Paralelo Cap.-I. (Michigan [4, 5])	12-25	250-350	40-140	1.5-2	—	0.5-3	0.08-0.15	0.05 (30 GHz)	-30 (30 GHz)
Sustrato: Silicio (3000 [$\Omega\cdot\text{cm}$])									
Paralelo Capacitivo. (Michigan [16])	6-20	500-700	200-250	4-5	—	1-3	0.2-0.3	0.1 (1-40 GHz)	-25 (30 GHz)
Sustrato: Silicio									
Paralelo Metal-metal. (Michigan [17])	9-16	300-400	100	4	40	—	1-1.5	0.1 (0.1-40 GHz)	-25 (0.1-40 GHz)
Sustrato: GaAs									
Serie Cap.-I. (Lincoln [18])	30-80	55-200	50	2-15	4-8	—	1-2	—	-40(4 GHz)
Sustrato: Silicio (3000 [$\Omega\cdot\text{cm}$])									
Serie en forma de S. (Shikida [20])	12	950	900	14.2	4.2	—	0.65	2.5 (10 GHz)	-30(15 GHz)
Sustrato: Silicio (1500 [$\Omega\cdot\text{cm}$])									

Abreviaturas: -C: Interruptor de costado -I: Interruptor en-línea

TABLA 2.8: Resumen de desplazadores de fase LMTD.

Frec. [GHz]	Bits	Diseño	Sustrato	Prom. de pérdidas [dB]	Pérdidas de Retorno [dB]	Exactitud [°]
13.6	2	CPW	Cuarzo	-1.2	-12.5	± 4
16.0	4	Microcinta	Silicio	-3.0*	-9.5	± 6
26.0	3	CPW	Vidrio	-1.7	-7.0	± 8.5
37.7	2	CPW	Vidrio	-1.5	-11.5	± 0.5
60.0	2	CPW	Vidrio	-2.2	-10.0	± 7.5
94	Análogo	CPW	Cuarzo	-2.5**	-11	N/A

* Fácil de mejorar a -2.0 dB.

** Especificado a un desplazamiento de fase de 180° debido al diseño análogo.

TABLA 2.9: Resumen de desplazadores de fase MEMS para RF.

Frec. [GHz]	Tipo Interruptor	Bits	Error de fase [°]	Prom. de pérdidas [dB]	Variación de ampl. [dB]	Sustrato [μm]	Área del chip [mm^2]	Diseño	Ref.
7-11	Capacitivo	4	± 11 (8-10 GHz)	-1.15 (8 GHz)	± 0.5	500 <i>SiAl₂O₃</i>	100	Línea reflectiva	Raytheon [30]
7-11	Capacitivo	2	± 11	-0.65 (8 GHz)	± 0.25	500 <i>SiAl₂O₃</i>	50	Línea reflectiva	Raytheon [30]
7-10	Serie SP3T	4-5	grande	-1.1 (7 GHz)	± 0.4	baja ϵ_r	muy grande	Línea reflectiva	HRL [31]
DC-40	Serie	4	$< \pm 4$	-2.2* (10 GHz)	± 0.2	75 <i>GaAs</i>	30	Línea conmutada	Rockwell [32]
DC-40	Serie	2	$< \pm 4$	-1.0* (10 GHz)	± 0.2	75 <i>GaAs</i>	14.7	Línea conmutada	Rockwell [33]
DC-18	Serie SP4T	2	± 2 (10.25 GHz)	-0.6 (10 GHz)	± 0.3	200 <i>GaAs</i>	10	Línea conmutada	UoM/Rockwell [34]
DC-12	Serie SP4T	4	+2,-1 (10 GHz)	-1.1 (10 GHz)	± 0.5	200 <i>GaAs</i>	20	Línea conmutada	UoM/Rockwell [35]
32-36	Capacitivo	3	13	-1.7	-0.3/+0.5	150 <i>Si</i>	40	Línea conmutada	Raytheon [36]
32-36	Capacitivo	4	13	-2.25	-0.5/+0.75	150 <i>Si</i>	50	Línea conmutada	Raytheon [36]
26-40	Serie	3	$< \pm 6$	-2.2** (35 GHz)	± 0.3	75 <i>GaAs</i>	16	Línea conmutada	Rockwell [37]

* Puede mejorar a -0.8 dB (2 bits) y -1.6 (4 bits) si es fabricado sobre un sustrato de 200 [μm] de GaAs.

** Puede mejorar a -1.7 dB (2 bits) si es fabricado sobre un sustrato de 150 [μm] de GaAs.

2.7. Conclusiones

En este capítulo se presentaron los parámetros y configuraciones más importantes de los interruptores MEMS para RF y se realizó una clasificación de éstos con base en su tipo de actuación, aplicación, etc.; concluyendo, que los interruptores del tipo serie con contacto metal-metal y paralelo capacitivos electrostáticos son los que presentan las mejores características electrodinámicas para frecuencias en la banda Ka (pérdidas de inserción muy pequeñas de hasta 0.05 dB a una frecuencia de 30 [GHz] y presentan aislamientos de -35 dB a una frecuencia de 35 [GHz]). También, se presentaron sus principales aplicaciones de estos dispositivos en los sistemas de telecomunicaciones, destacando su uso en sistemas de radar, en sistemas inalámbricos de T/R y en desplazadores de fase.

Se realizó una síntesis de las técnicas más comunes utilizadas en el diseño de desplazadores de fase MEMS para RF; de las cuales se concluye, que las técnicas de línea-reflectiva y de línea-conmutada son las más utilizadas debido a su sencillez y al gran compendio de trabajos que ya habían sido desarrollados en desplazadores de fase de estado sólido.

Se realizó una revisión del estado del arte tanto de los interruptores MEMS para RF como de los desplazadores de fase MEMS para RF que poseen las características más destacables. Con base en esta revisión se concluye que los interrup-

tores MEMS para RF más notables poseen dimensiones de 75×30 [μm^2] a 950×900 [μm^2], voltajes de actuación de 12-80 [V], capacitancias en el estado abierto (C_u) de 1.75-50 [fF], capacitancias en el estado cerrado (C_d) de 1-4 [pF] y velocidades de conmutación < 40 [μs].

Los interruptores MEMS para RF presentados están fabricados sobre sustratos de GaAs y de Silicio ($3000\text{-}5000$ [$\Omega\text{-cm}$]) y presentan resistencias en el estado de encendido R_s de 0.08-0.3 [Ω].

Se concluye que los desplazadores de fase MEMS para RF más destacables son de 2, 3 y 4 bits. Estos presentan pérdidas de inserción de -1.15 dB (8 [GHz] - 2 bits) a -2.25 (35 [GHz] - 4 bits). También se concluye, que los diseños estándar son los más utilizados cuando se trabaja con frecuencias menores a 35 [GHz], mientras que los diseños LMTD son más utilizados cuando se trabaja con frecuencias superiores. Los desplazadores LMTD ofrecen pérdidas de -1.5 dB (37.7 [GHz] - 2 bits) a -2.2 dB (60 [GHz] - 2 bits).

Todos los desplazadores de fase presentados manejan señales de RF que son alimentadas mediante líneas de transmisión, lo cual genera una cantidad de pérdidas considerable -1 dB/cm. Por lo cual se concluye, que los desplazadores de fase alimentados espacialmente es una posibilidad viable para ofrecer menores pérdidas, tal es el caso de los arreglos reflectivos.

Finalmente se concluye que se necesitan interruptores MEMS para RF con excelentes características electrodinámicas en las frecuencias de interés, si es que se desean conseguir desplazadores de fase MEMS para RF con mejores características electrodinámicas que su contraparte de estado sólido. Sin embargo sus técnicas de empaquetado son muy costosas y aún no se ha desarrollado un empaquetado hermético en su totalidad, sólo se han utilizado empaques estándar de cerámica. Con base en la información presentada en este capítulo, se pueden diseñar interruptores y desplazadores de fase MEMS para RF con un excelente desempeño a frecuencias muy altas (10-30 [GHz]).

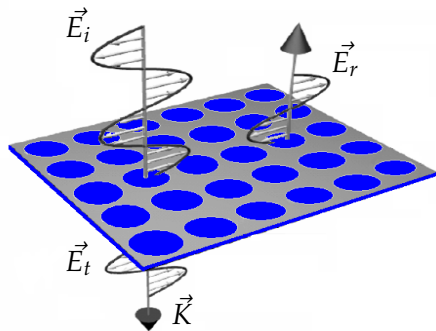
Bibliografía

- [1] REBEIZ, G.M.; MULDAVIN, J.B.: *"RF MEMS Switches and Switch Circuits," IEEE microwave magazine, Diciembre 2001.*
- [2] OBERHAMMER, J.: *"Novel RF MEMS Switch and Packaging Concepts," Microsystem technology department of signals, sensors and systems royal institute of technology, Stockholm, 2004.*
- [3] REBEIZ, G.M.; TAN, G.; HAYDEN, J.S.: *"RF MEMS Phase Shifters: Design and Applications," IEEE microwave magazine, Junio 2001.*
- [4] MULDAVIN, J.B.; REBEIZ, G.M.: *"Inline capacitive and DC-contact MEMS shunt switches," IEEE Microwave wireless Comp. Lett., Vol. 11, No. 8, pp.334-336, Agosto 2001.*
- [5] MULDAVIN, J.B.; REBEIZ, G.M.: *"High-isolation CPW MEMS shunt switches-part 1: Modeling," IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, Vol. 48, No. 6, Junio 2003.*
- [6] REBEIZ, G.M.: *"RF MEMS Theory, Design and Technology," John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.*
- [7] VARADAN, VIJAY K.; VINOY K.J.; JOSE K.A.: *"RF MEMS and Their Applications," Pennsylvania State University (USA), Wiley & Sons, 2003.*
- [8] MALUF, NADIM I.: *"An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering," London, Artech House, 2000.*
- [9] LARSON, L. E.; HACKETT, R. H. y LOHR, R. F.: *"Microactuators for GaAs based microwave integrated circuits," Proc. Transducers, pp.743-746, Junio 24-27, 1991.*
- [10] YAO, J. J. y CHANG, M. F.: *"A surface micromachined miniature switch for telecommunications applications with signal frequencies from DC up to 4 GHz," International Conference on Solide-State Sensors and Actuators Digest, Estocolmo, Suecia, Junio 1995, pp. 384-387.*

- [11] MIHAILOVICH, R. E.; KIM, M.; HACKER, J. B.; SOVERO, E. A.; STUDER, J.; HIGGINS, J. A. Y DENATALE, J. F.: "*MEMS relay for reconfigurable RF circuits*," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, Vol. 11, No. 2, pp. 53-55, Febrero 2001.
- [12] HACKER, J. B.; MIHAILOVICH, R. E.; KIM, M. Y DENATALE, J. F.: "*A Ka-Band 3-bit RF MEMS True-Time-Delay Network*," *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, Vol. 51, No. 1, Enero 2003.
- [13] MCGRUER, N. E.; ZAVRACKY, P.M; MORRISON, R.; MAJUMDER, S.; POTTER, D.; SCHIRMER, M.: "*RF and current handling performance of electro-statically actuated microswitches*," presentado en la Expo de Sensor, Cleveland, OH, 1999.
- [14] GOLDSMITH, C. L.; RANDALL, J.; ESHELMAN S.; LIN T.H.; DENNISTON, D.; CHEN, S. Y NORVELL, B.: "*Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies*," *IEEE Int. Microwave Symnp. Dig.*, pp. 114-1144, Junio 1996.
- [15] GOLDSMITH, C.L.; YAO, Z.; ESHELMAN, S. Y DENNISTON, D.: "*Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches*," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 8, pp. 269-271, Agosto 1998.
- [16] PACHECO, S.; NGUYEN, C.T. Y KATEHI, P.B.: "*Design of low actuation voltage RF MEMS switch*," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, Ma*, pp. 1217-1220, Junio 2000.
- [17] SHEN, S. C.; CARUTH, D. Y FENG, M.: "*Broadband low actuation voltage RF MEM switches*," in *Proceedings, IEEE GaAs IC Symposium, Seattle, WA*, pp. 161-164, Noviembre 2000.
- [18] DUFFY, S.; BOZLER, C.; RABE, S.; KNECHT, J.; TRAVIS, L.; WYATT, P.; KEAST, C. Y GOUKER, M.: "*MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry*," *Microwave and wireless Comp. Lett.*, Vol. 11, No. 3, pp. 106-108, Marzo 2001.
- [19] OBERHAMMER, J. Y STEMME, G.: "*Low-voltage high-isolation DC-to-RF MEMS switch based on an S-shaped film actuator*," *IEEE Transactions on electron devices*, Vol. 51, No. 1, Enero 2004.
- [20] SHIKIDA, M.; SATO, K. Y HARADA, T.: "*Fabrication of an S-shaped microactuator*," *IEEE J. Microelectromechanical systems*, Vol. 6, No. 18, Marzo 1997.
- [21] SZE, S.M.: "*Physics of Semiconductor Devices*," New York: John Wiley & Sons, 1981.
- [22] GOLDSMITH, C.; EHMKE, J. MALCZEWSKI, A.; PILLIANS, B.; ESHELMAN, S.; YAO, Z.; BRANK, J.: "*Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches*," Raytheon Company, Dallas, Texas, *IEEE MTT-S Digest*, 2001.

- [23] ISOM, R.; HAWKINGS, M., RICHINS, J., MCEWAN, S., ISKANDER, M., GROW, R. : *“Comparative Evaluation of MEMS and Ferroelectric Technologies in Phase Shifter Design,”* Department of Electrical Engineering, University of Utah, IEEE, 2000.
- [24] FLAVIIS, F.; ALEXOPOULOS, N., STAFSUDD, O. : *“Planar Microwave Integrated Phase-Shifter Design with High Purity Ferroelectric Material,”* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 6, Junio 1997.
- [25] RAO, J.B; PATEL, D.P., KRICHEVSKY, V. : *“Voltage-Controlled Ferroelectric Lens Phased Arrays,”* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 47, No. 3, Marzo 1999, pp. 458-468.
- [26] ATWATER, H.A. : *“Circuit design of the loaded-line phase shifter,”* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 33, No. 7, pp. 626-634, Julio 1985.
- [27] SCOTT, B.N.; REBEIZ, G.M.: *“Distributed MEMS True-Time Delay Phase Shifters and Wide-Band Switches,”* IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 46. pp. 1881-1890, November 1998.
- [28] YAO, J.J.; PARK, S.T.; ANDERSON, R.; DENATALE, J.: *“A low power/low voltage electrostatic actuator for RF MEMS applications, in Solid-State and Actuator Workshop,”* Hilton Head, Junio 1998, pp. 124-127.
- [29] CAMPBELL, C.F. Y BROWN, S.A. : *“A compact 5-bit phase-shifter MMIC for K-band satellite communication systems ,”* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 12, pp. 2652-2656, Diciembre 2000.
- [30] MALCZEWSKI, A.; ESHELMAN, S.; PILLANS, B.; EHMKE, J.; GOLDSMITH, C.L. : *“X-Band RF MEMS Phase Shifters for Phased Array Applications ,”* IEEE Microwave Guided Wave Lett., Vol. 9, No. 12, pp. 517-519, Diciembre 1999.
- [31] QUAN, C ET AL.: *“Wideband X-band phase shifters using metal-to-metal contact RF switches ,”* IEEE APS International Symposium, Salt Lake City, Julio 2000.
- [32] KIM, M.; HACKER, J.B.; MIHAILOVICH, R.E. Y DENATALE, J.F.: *“A DC-to-40 GHz four-bit RF MEMS true-time delay network ,”* IEEE Microwave Wireless Comp. Lett., Vol. 11, No.2, pp. 56-58, Febrero 2001.
- [33] HACKER, J.B.; MIHAILOVICH, R.E.; KIM, M. Y DENATALE, J.F.: *“A Ka-band three-bit RF MEMS true-time delay network ,”* To appear in IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Enero 2003.
- [34] TAN, G.L.; MIHAILOVICH, R.E.; HACKER, J.B.; DENATALE, J.F. Y REBEIZ, G.M.: *“A very-low-loss 2-bit X-band RF MEMS phase shifter ,”* IEEE International Microwave Symposium Digest, Seattle, WA, Junio 2002.

- [35] TAN, G.L.; MIHAILOVICH, R.E.; HACKER, J.B.; DENATALE, J.F. y REBEIZ, G.M.: *“Low-Loss 2- and 4-Bit TTD MEMS Phase Shifters Based on SP4T Switches ,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Enero 2003.*
- [36] PILLIANS, B.; ESHELMAN, S.; EHMKE, J. y GOLDSMITH, C.: *“Ka-band RF MEMS phase shifters ,” IEEE Microwave Guided Wave., Vol. 9, No.12, pp.520-522, Diciembre 1999.*
- [37] DENATALE, J.F.: *“Personal Communications ,” DARPA reports, Rockwell Scientific, Washington, DC, 2002.*
- [38] HAYDEN, S.; REBEIZ, G.M.: *“A low-loss Ka-band distributed MEMS 2-bit phase shifter using metal-air-metal capacitors ,” IEEE Int. Microwave Symposium., Seattle, WA, 2002.*



Capítulo 3

Superficies Selectivas de Frecuencia del tipo MEMS

Como se concluyó en el capítulo anterior la principal desventaja que presentan la mayoría de los desplazadores de fase MEMS es que éstos utilizan líneas de transmisión (por lo general líneas CPW y microcinta) para su alimentación; las cuales proporcionan alrededor de -1 dB/cm de pérdidas. Dado que se quiere conseguir un desplazador de fase de bajas pérdidas, el desplazador de fase con el que se va a trabajar será alimentado espacialmente.

De acuerdo al estado del arte de los desplazadores fase MEMS para RF las técnicas de diseño en las que se basan la mayoría de los diseños son: la técnica de línea reflectiva y la técnica de línea conmutada. Por tal motivo, el desplazador de fase con el que se trabajará va a utilizar la técnica de diseño del tipo de línea reflectiva.

El desplazador de fase será integrado a una Superficie Selectiva de Frecuencia, con la cuál se determinará la frecuencia de trabajo del desplazador de fase. Como se requiere de un desplazador de fase MEMS se utilizarán interruptores MEMS en conjunto con el principio de Fox (para antenas del tipo Spyraphase) para el control del desplazador de fase.

En este capítulo se presenta el análisis, el diseño y la simulación de Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF's) de aperturas anulares del tipo MEMS. Dichas superficies representan la base del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo, por tal motivo se deben de tener SSF's con un buen desempeño en la banda de frecuencias de interés.

3.1. Superficies Selectivas de Frecuencia

Una superficie selectiva de frecuencia (SSF) es una superficie metálica periódica de aperturas sobre un dieléctrico o es una superficie periódica de parches metálicos sobre un dieléctrico; por lo general bidimensional, que tiene la función de selectividad o de discriminación de frecuencia para ondas planas (filtro electrónico para alta frecuencia). En la figura 3.1 se presenta el principio de operación de una SSF con aperturas. En este tipo de SSF's, se puede observar como una onda plana incide sobre la estructura periódica; cuando la frecuencia de la onda incidente es igual a la frecuencia de resonancia de la estructura, la estructura es transparente para la onda incidente y por tal motivo, la mayor parte de la onda pasa a través de la estructura periódica mientras que otra parte es reflejada. En las figuras 3.2 y 3.3, se presenta el comportamiento del coeficiente de transmisión para las SSF's con aperturas y con parches metálicos.

Las SSF's se pueden clasificar como activas o pasivas, dependiendo del tipo de elementos que las integren, en el caso de la SSF de la figura 3.1 se trata de una SSF del tipo pasivo debido a que en su estructura no se encuentra ningún elemento de amplificación. Existe una gran variedad de elementos para las SSF's; entre los más conocidos se encuentran los dipolos, las cruces de Jerusalén, los anillos o aperturas anulares, entre otros (figura 3.4).

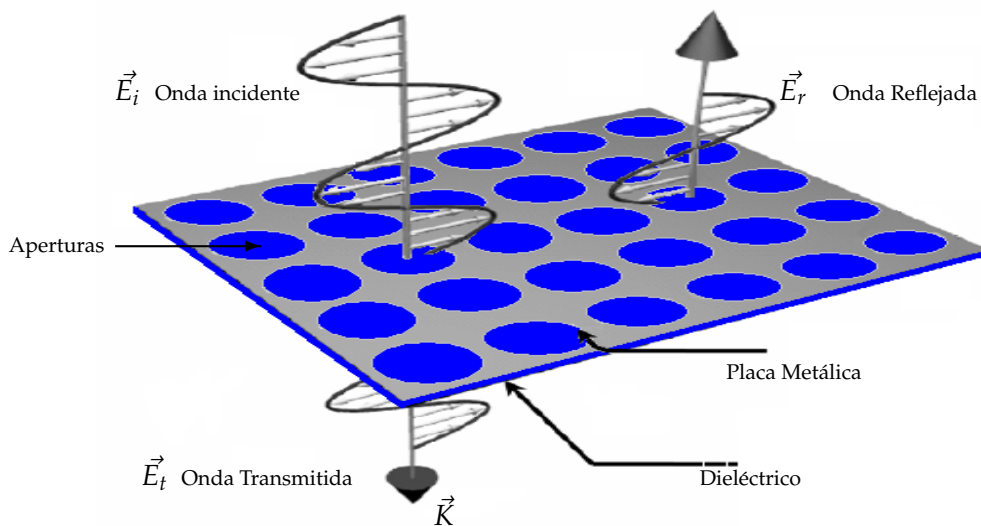


Figura 3.1: SSF planar con aperturas

Entre las características más notables de las SSF's destacan un ancho de banda angosto y son por lo general diseñadas para que tengan una respuesta a una frecuencia fija. Sin embargo; para ciertas aplicaciones, es deseable poder cambiar su

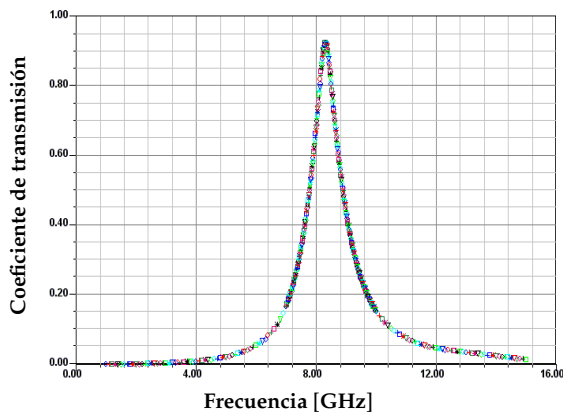


Figura 3.2: Coeficiente de transmisión de una SSF con aperturas.

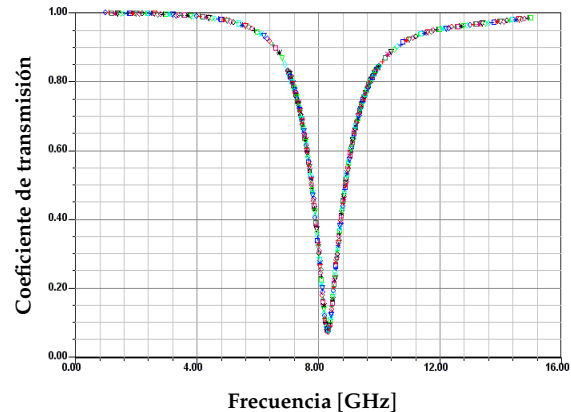


Figura 3.3: Coeficiente de transmisión de una SSF con parches metálicos.

comportamiento en frecuencia para determinados tiempos. Entre los parámetros que se pueden modificar en una SSF para obtener una respuesta en particular se encuentran [1]:

- ⊙ Los materiales de los elementos y de la SSF: Dieléctricos y Metales
- ⊙ La forma, tamaño y carga del elemento
- ⊙ El espaciado y orientación del elemento

Las SSF's han encontrado aplicaciones especialmente en sistemas de comunicaciones y de defensa. Entre las que destacan antenas reflectoras multibanda, radares, subreflectores dicróicos y para el control automático de las trayectorias de robots y automóviles.

3.1.1. Selección de la SSF

Los parámetros a considerar para la selección de la SSF, la cual va a ser la base del desplazador MEMS del tipo reflectivo, son los siguientes:

- Poder utilizar el principio de Fox de antenas del tipo Spyraphase
- Tener una frecuencia de resonancia lo más estable con el ángulo de incidencia
- Tener una frecuencia de resonancia en la Banda X (8 - 12 [GHz])

La SSF ha seleccionarse debe de soportar la polarización de la onda incidente con la que se desea trabajar. Debido a que se desea aplicar el principio de Fox para antenas del tipo Spyraphase es necesario trabajar con polarización circular, por tal motivo, las SSF's adecuadas son las SSF's de aperturas anulares o de anillos

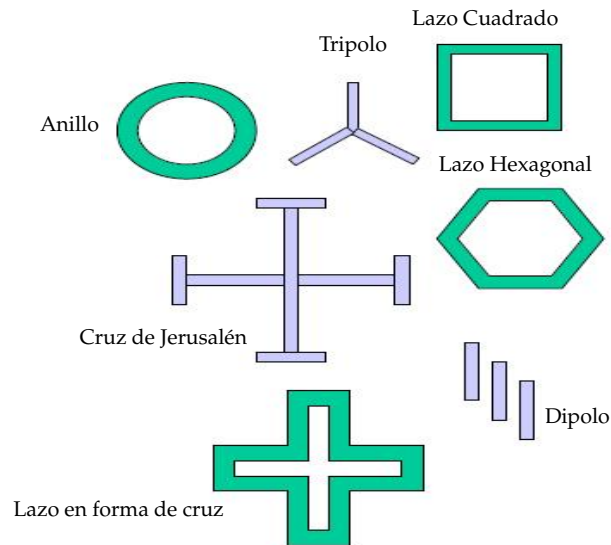


Figura 3.4: Algunos tipos de los elementos que integran las SSF's planares [1]

metálicos.

Las SSF's con dipolos son adecuadas para trabajar con polarizaciones lineales, sin embargo estas presentan grandes cambios en cuanto a su frecuencia de resonancia cuando se hace incidir una onda con ángulos de elevación grandes. Los lazos cuadrados y hexagonales proporcionan ángulos de incidencia semejantes a 45° ; sin embargo, las SSF's que ofrecen las mejores características respecto al ángulo de incidencia y se pueden considerar casi independientes de éste son las SSF's de aperturas anulares o de anillos metálicos [3].

Para poder trabajar a frecuencias > 10 [GHz] las SSF's deben de tener dimensiones en el orden de la escala milimétrica. Con base en lo anterior, se debe de poder realizar una SSF's de aperturas anulares o con anillos metálicos del orden de milímetros, lo cual es factible. Finalmente, se debe de tener presente la separación de cada una de las celdas en el arreglo; para una distribución rectangular con ángulos de incidencia de 0° la separación debe de ser menor a una longitud de onda (λ_g) y para ángulos de incidencia de 45° la separación debe de ser menor a media longitud de onda ($\lambda_g/2$) [4].

3.2. Análisis electrodinámico y Simulación de SSF's de aperturas anulares

Las SSF's de aperturas anulares son un arreglo periódico rectangular ordenado de simples celdas con aperturas anulares sobre un dieléctrico (figura 3.5). Las SSF's de aperturas anulares poseen una longitud de onda de resonancia aproximada de $\lambda_r = 2\pi r_m$; en donde r_m es el radio medio de la apertura anular, figura 3.5. Para

ondas con longitud de onda igual a λ_r la estructura es transparente [5].

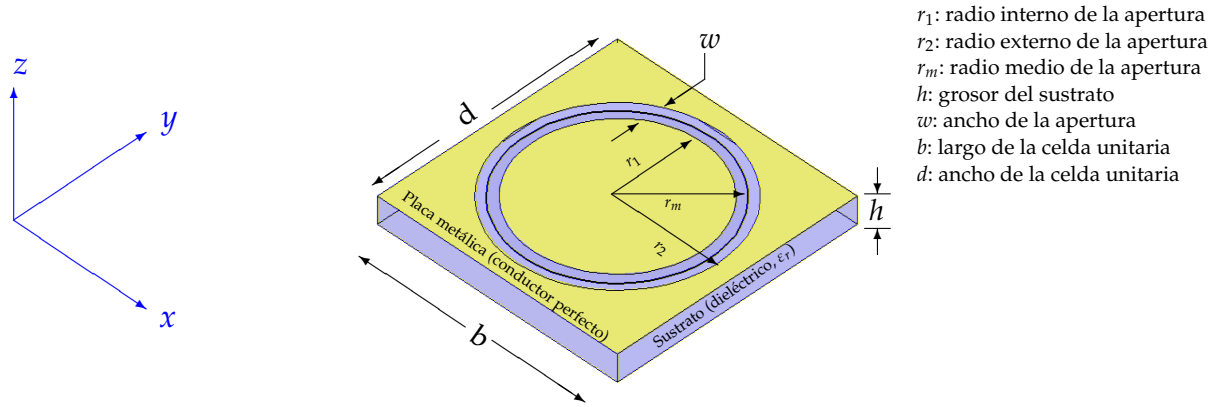


Figura 3.5: Geometría de la celda unitaria que conforma el arreglo periódico de las SSF's de aperturas anulares

Para el análisis electrodinámico de las SSF's de aperturas anulares se consideró una onda incidente de polarización horizontal (paralela al eje x) que incide normalmente sobre la superficie de esta SSF. Las corrientes producidas por ésta y la distribución del campo eléctrico son presentadas en la figura 3.6.a. El circuito eléctrico equivalente de la apertura anular es presentado en la figura 3.6.b.

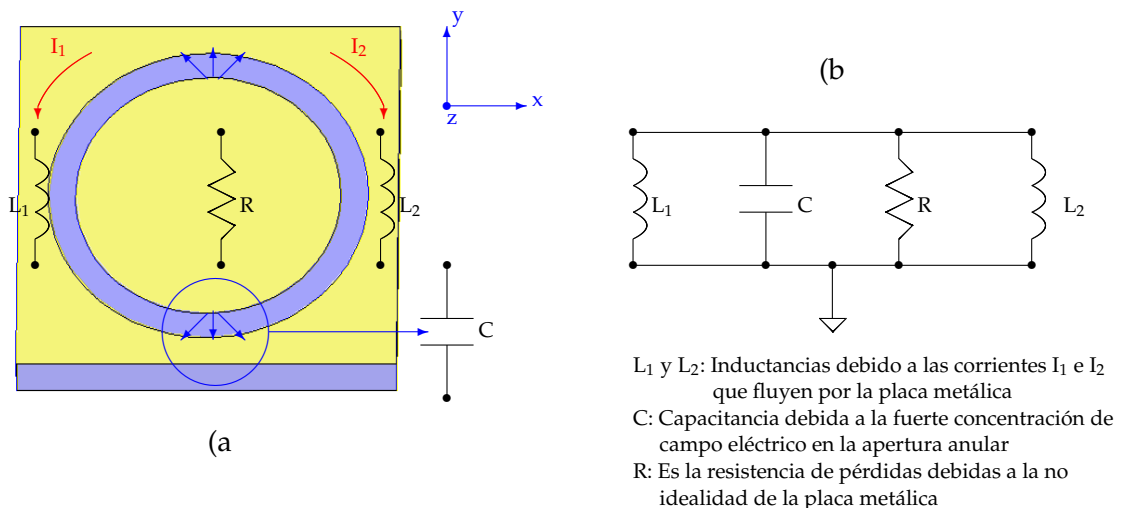


Figura 3.6: Modelo eléctrico de la celda unitaria que conforma el arreglo periódico de las SSF's de aperturas anulares

Considerando el circuito equivalente de la apertura anular, se tiene que la frecuencia de resonancia ω_0 para esta estructura está dada por [5]:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

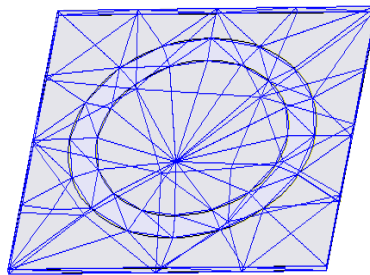
Mientras que el factor de calidad de la apertura anular está dado por:

$$Q = \omega_0 RC \quad (3.2)$$

Se observa de la figura 3.6.a y con base a la teoría de las SSF's (sección 3.1) que la variación en la geometría de la apertura anular o de las propiedades de los materiales que la conforman afectarán su comportamiento electrodinámico.

3.2.1. Efecto de la variación del radio medio de la apertura anular

Se simularon diversas SSF's de aperturas anulares utilizando un software especializado para simulaciones de estructuras en alta frecuencia. Dicho software utiliza el método del elemento finito (el cual para obtener la solución del campo electromagnético (EM), particiona la estructura en miles o millones de pequeñas regiones, para después obtener el campo en cada subregión) para resolver el problema de encontrar el campo EM en la estructura. Para realizar las simulaciones la SSF se dividió en un gran número de tetraedros, en donde cada tetraedro es una pirámide. Esta colección de tetraedros es referida como el mallado de la estructura que utiliza el método del elemento finito para su aplicación. En la figura 3.7 se presenta el mallado que se utilizó para simular las SSF's.



Número de tetraedros: 31517
 Tiempo estimado de simulación: 3hrs
 CPU Dell @ 1 [GHz]

Figura 3.7: Mallado de la celda unitaria que conforma la SSF de aperturas anulares

En las simulaciones que se muestran a continuación se utilizó una onda de polarización lineal con incidencia normal sobre la SSF. Se consideró a la placa metálica (infinitesimalmente delgada, $h = 0[mm]$) como un conductor perfecto y se mantuvo una separación entre cada celda del arreglo menor a $(\lambda_g/2)$.

La primera variación que se hizo en la celda unitaria de aperturas anulares fue la del radio medio r_m de la apertura. Los resultados del coeficiente de reflexión para estas variaciones se muestran en la figura 3.8.

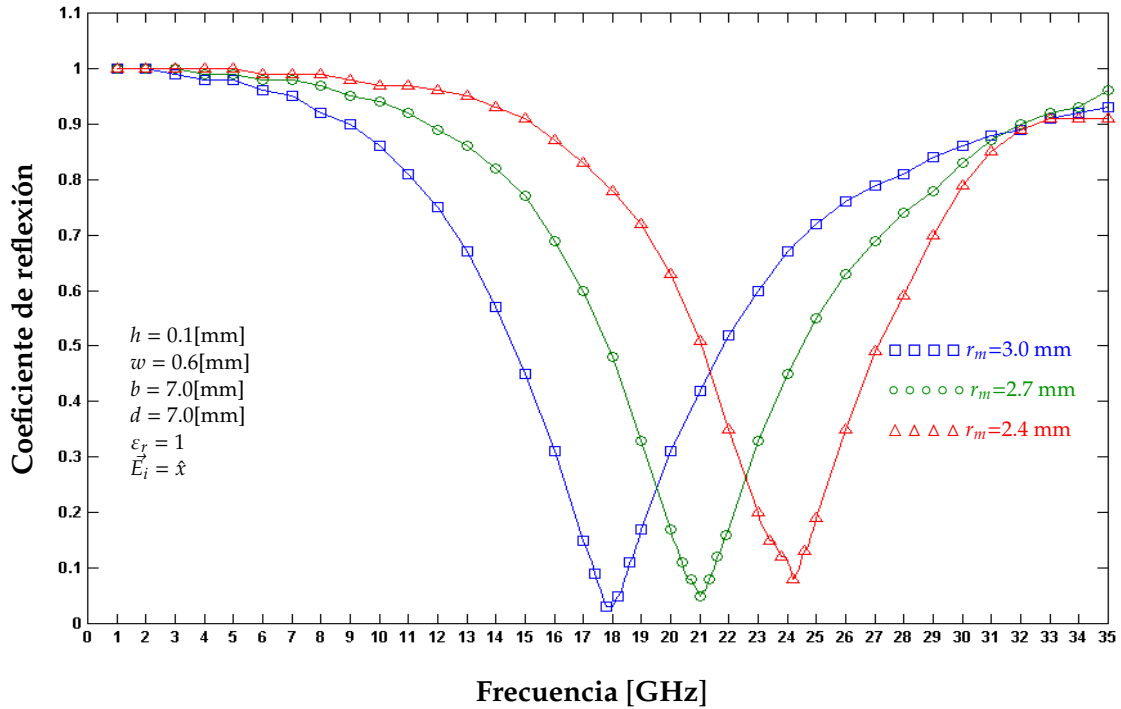


Figura 3.8: Coeficiente de reflexión para variaciones de r_m

De acuerdo a los resultados obtenidos, se observa la fuerte dependencia de la frecuencia de resonancia de la SSF de aperturas anulares en relación a su radio medio. Para r_m 's grandes se tiene que la frecuencia de resonancia ω_0 de la SSF disminuye, mientras que para r_m 's pequeños ω_0 incrementa. Lo cual era de esperarse partiendo del hecho de que la longitud de onda de resonancia para este tipo de SSF's es aproximadamente $\lambda_r = 2\pi r_m$.

3.2.2. Efecto de la variación del tamaño de la celda unitaria

Se analizó el efecto que tiene el variar el tamaño de la celda unitaria. En primer lugar se hicieron variaciones del largo (b) de la celda unitaria (eje x) y en segundo lugar se llevaron a cabo variaciones del ancho (d) de la celda unitaria (eje y). Los resultados obtenidos para dichas variaciones se presentan en las figuras (3.9 y 3.10).

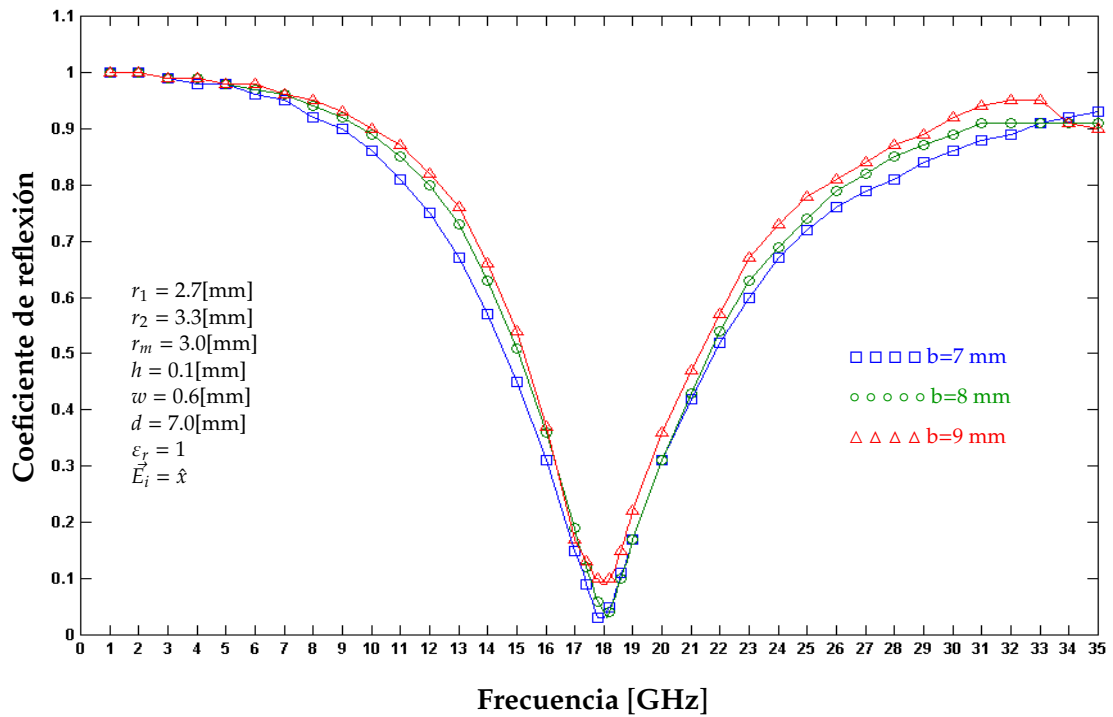


Figura 3.9: Coeficiente de reflexión para variaciones de b

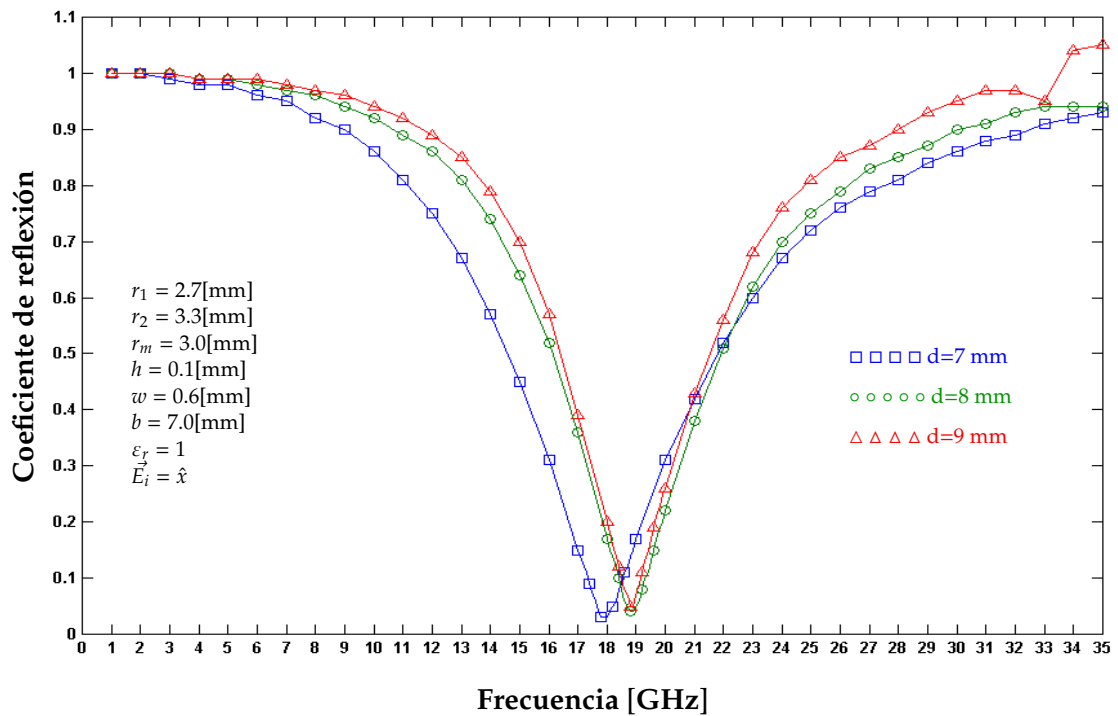


Figura 3.10: Coeficiente de reflexión para variaciones de d

Se observa que para variaciones de b , la frecuencia de resonancia de la SSF permanece constante; mientras que, para variaciones de d , la frecuencia de resonancia ω_0 de la SSF aumenta aproximadamente 1 [GHz] (está no es una variación tan pronunciada como cuando se varía el radio medio r_m), lo cual se debe al hecho de que el área por donde circulan las corrientes eléctricas (que son inducidas después de la incidencia de la onda electromagnética) aumenta, y por tal motivo el valor de L disminuye. Además, debido a la variación del área de la placa metálica, también el factor de calidad Q de la estructura aumenta. Sin embargo, hay que ser precavidos en el aumento del tamaño de la celda unitaria, ya que si la separación entre cada elemento del arreglo periódico de la SSF se aumenta más de $\lambda_g/2$, se pueden generar máximos secundarios de radiación (lo cual se traduce como pérdida de potencia).

3.2.3. Efecto de la variación del tamaño de la apertura anular

En la figura 3.11, se muestra el efecto que tiene el variar el tamaño de la apertura anular (w) sobre la SSF. Se observa que la frecuencia de resonancia para la SSF aumenta sutilmente conforme se incrementa w ; sin embargo, la selectividad de la SSF disminuye. Lo cual; se debe al hecho de que al aumentar el tamaño de la apertura anular, la capacitancia C que se forma en ésta disminuye y esto provoca una disminución en Q (tal como se presenta en la ecuación 3.2). Mientras que la frecuencia de resonancia tiende a aumentar (ecuación 3.1).

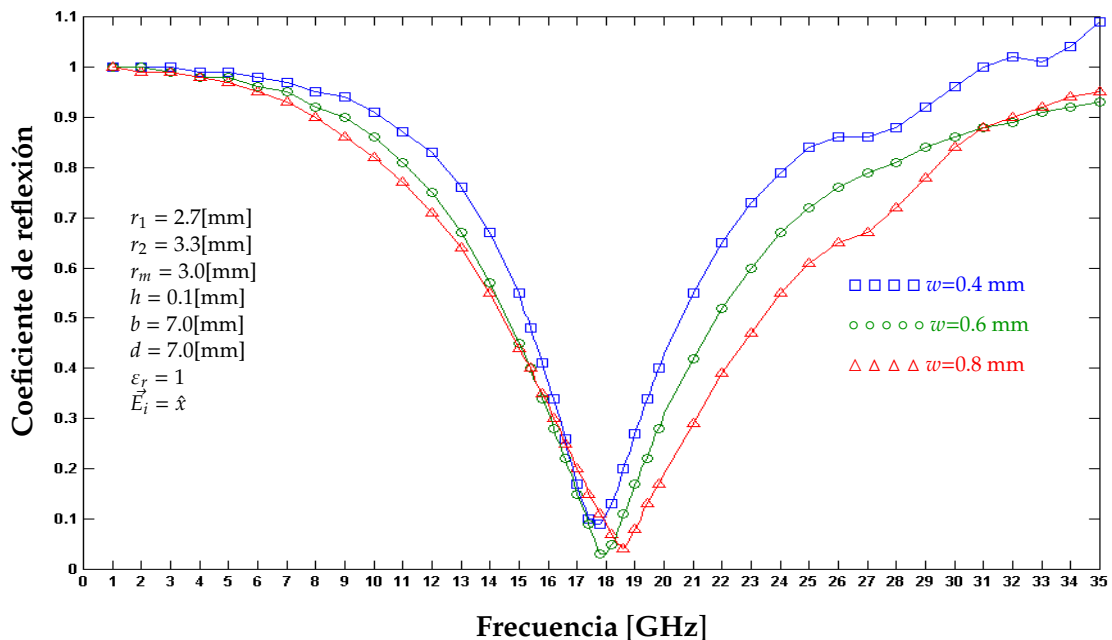


Figura 3.11: Coeficiente de reflexión para variaciones de w

3.2.4. Efecto de la variación del grosor y del valor de la constante dieléctrica del sustrato de la celda unitaria

En la figura 3.12 se muestra el comportamiento del coeficiente de reflexión cuando se varía la permitividad dieléctrica ϵ_r del sustrato de la SSF de aperturas anulares. De la cual, se tiene que para un aumento de ϵ_r la frecuencia de resonancia ω_0 disminuye. Mientras que; en la figura 3.13 se observa que cuando se trabaja con sustratos gruesos, la frecuencia de resonancia ω_0 de la SSF será cada vez menor.

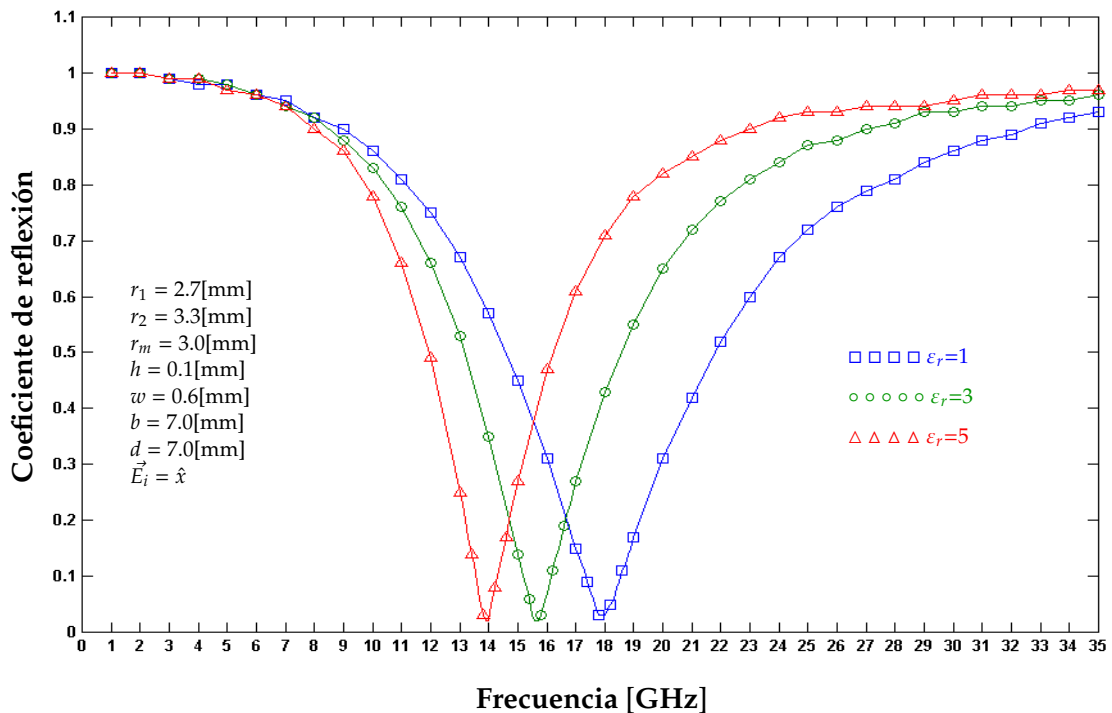


Figura 3.12: Coeficiente de reflexión para variaciones de ϵ_r

3.2.5. Efecto de la variación del ángulo de incidencia

Uno de los requisitos más importantes en una SSF es que la frecuencia de resonancia de ésta sea lo más estable posible con el ángulo de incidencia θ_i de las ondas. En la figura 3.14, se muestra el comportamiento del coeficiente de reflexión cuando se varía el ángulo de incidencia θ_i de la onda incidente. Estas variaciones se llevaron a cabo en el plano ZY y con respecto al eje z. Además se utilizó una onda incidente de polarización lineal ($\vec{E}_i = \hat{x}$).

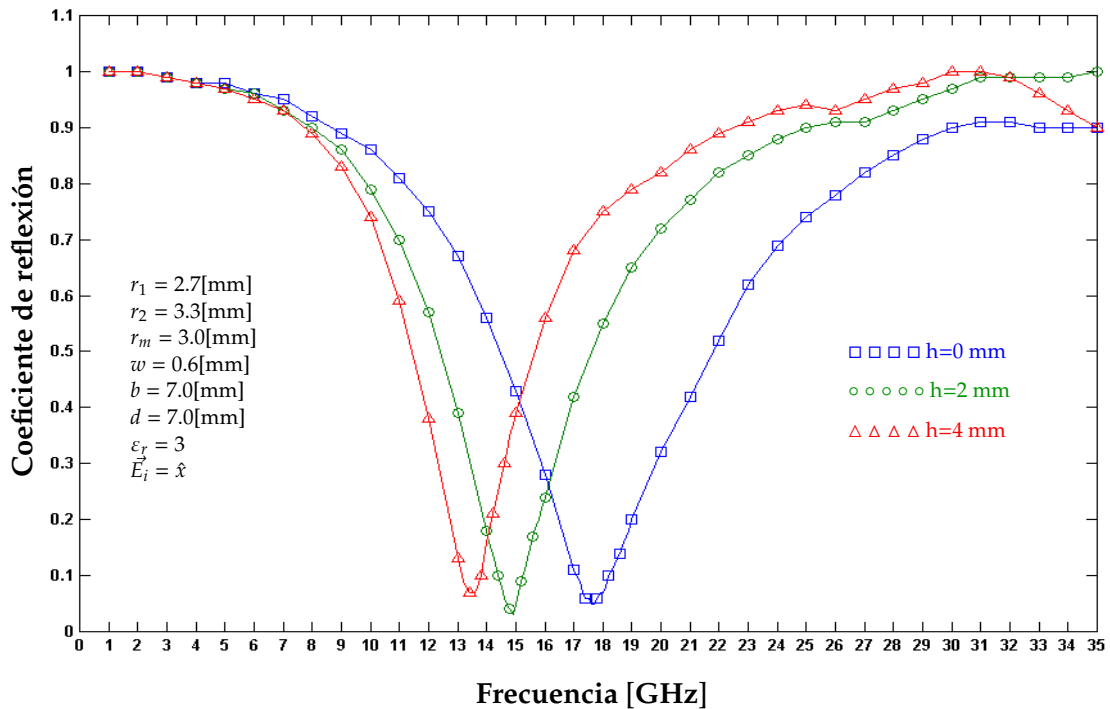


Figura 3.13: Coeficiente de reflexión para variaciones de h

De acuerdo a la figura 3.14, se observa que la frecuencia de resonancia permanece casi constante para ángulos de incidencia θ_i menores a 15° . Para ángulos mayores a 15° y menores a 45° , la frecuencia de resonancia varía aproximadamente 1 [GHz], el cual no es un cambio tan pronunciado. Sin embargo; conforme aumenta el ángulo de incidencia θ_i el comportamiento del coeficiente de reflexión tiende a disminuir a frecuencias mayores a la frecuencia de resonancia, lo cual se puede traducir como la creación de máximos secundarios.

3.2.6. SSF's ajustables de aperturas anulares con cortos y cargas reactivas

Se puede realizar una SSF ajustable de aperturas anulares, si se colocan cortos o cargas reactivas en dicha apertura [6, 7]. La ubicación de los cortos en la SSF se muestra en las figuras 3.15 y 3.16. Para llevar a cabo las simulaciones con cortos se consideró una onda de polarización horizontal (paralela al eje x) con incidencia normal a la SSF (dirección $-\hat{z}$) y una SSF de aperturas anulares para la Banda X (10 [GHz]).

La primera simulación que se llevo a cabo, fue cuando los cortos se encuentran en una posición perpendicular (figura 3.15) a la polarización de la onda incidente.

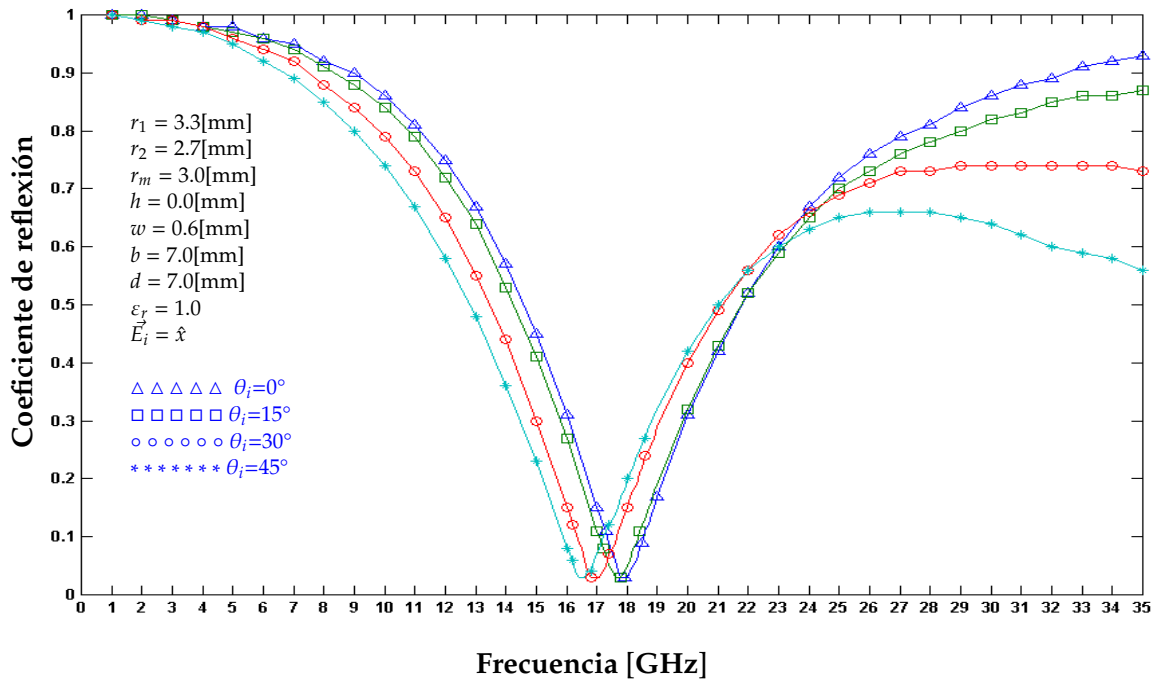


Figura 3.14: Coeficiente de reflexión para variaciones del ángulo de incidencia θ_i

La siguiente simulación que se realizó fue cuando los cortes se encuentran paralelos (figura 3.16) a la polarización de la onda incidente.

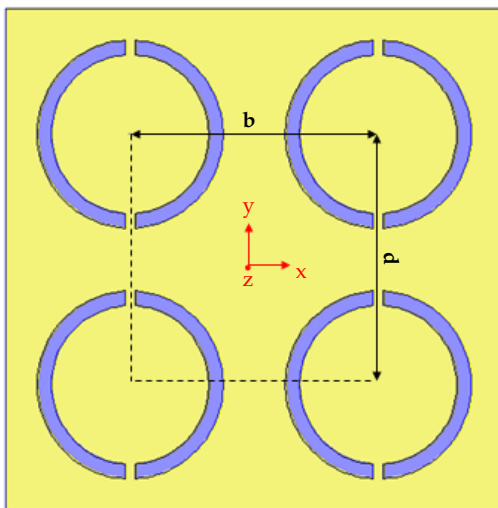


Figura 3.15: Posición de los cortes metálicos (perpendiculares a \vec{E}_i).

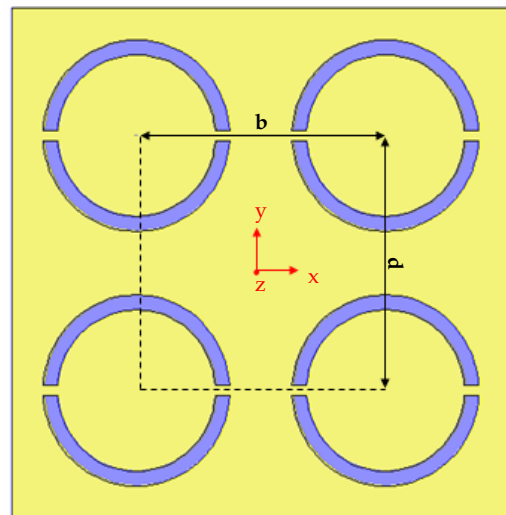


Figura 3.16: Posición de los cortes metálicos (paralelos a \vec{E}_i).

Los resultados obtenidos para estas simulaciones son presentados en la figura 3.17. Se observa que para cuando los cortos son colocados en una posición perpendicular a \vec{E}_i , la SSF se comporta como una SSF sin cortos; es decir, su longitud de onda de resonancia es de aproximadamente $\lambda_r = 2\pi r_m$. Sin embargo, cuando se colocan cortos paralelos a \vec{E}_i , la frecuencia de resonancia de la SSF aumenta aproximadamente en una octava.

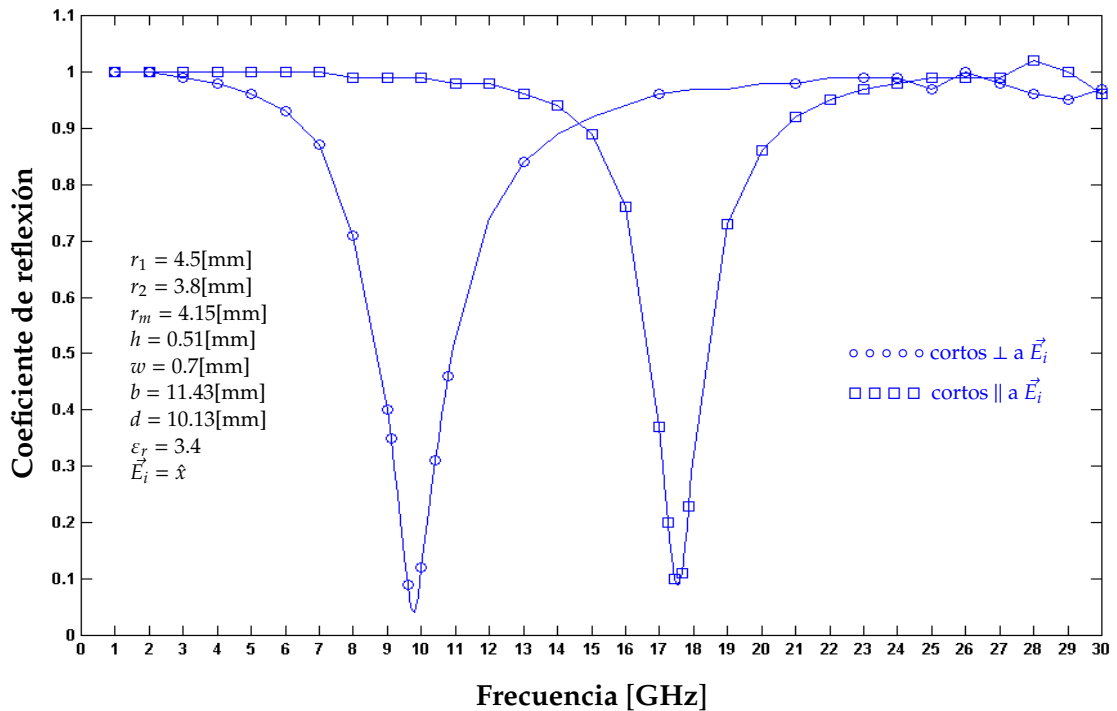


Figura 3.17: Coeficiente de reflexión para la SSF con cortos metálicos

De los resultados obtenidos y de acuerdo a los resultados publicados [6, 7], se puede realizar una SSF ajustable si se colocan cortos metálicos en posiciones adecuadas. Para observar dicho efecto, se ubicaron cortos metálicos tal como se muestran en la figura 3.18. El parámetro que se varió para realizar la SSF ajustable fue el ángulo φ . La onda incidente que se utilizó fue de polarización lineal ($\vec{E}_i = \hat{x}$) y con incidencia normal a la SSF.

Los resultados obtenidos para la SSF ajustable con cortos son presentados en la figura 3.19. Se puede observar que se puede ajustar de buena manera la SSF hasta un $\varphi = 100^\circ$; sin embargo, como φ sobrepasa este valor se generan segundas resonancias indeseables.

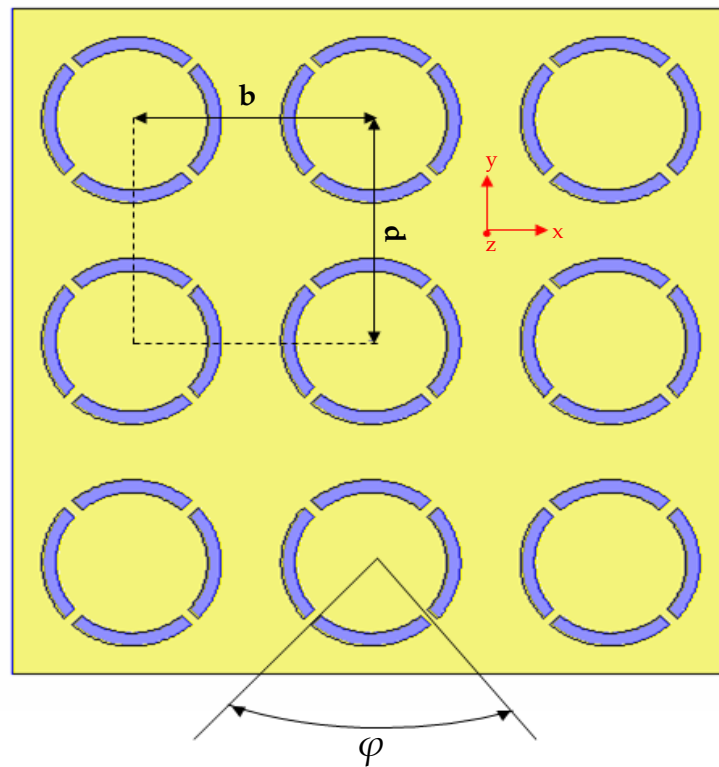


Figura 3.18: Posición de los cortos para determinar su efecto en la SSF

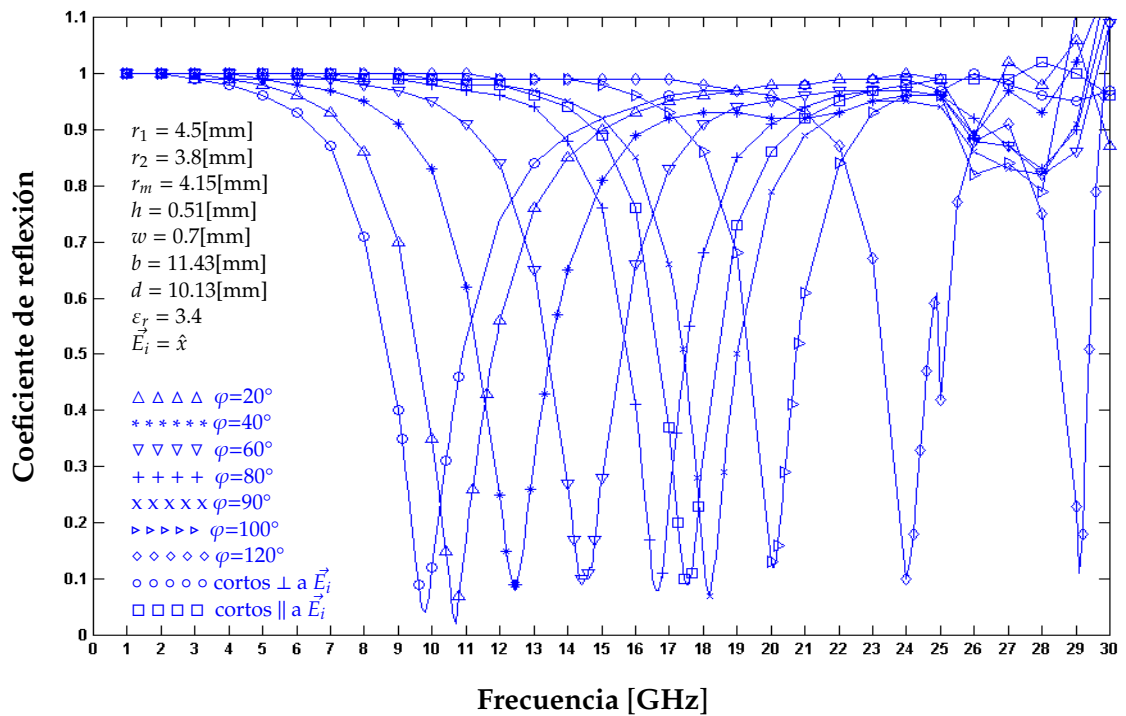


Figura 3.19: Coeficiente de reflexión para la SSF ajustable con cortos metálicos

Hasta el momento se ha visto el efecto que tiene el incorporar cortos metálicos en la SSF de aperturas anulares, teniendo como resultado una SSF ajustable del tipo pasivo. A continuación se presenta el efecto que tiene el incorporar cargas reactivas en dicha SSF. Para lo cual, se colocaron cargas reactivas en la SSF tal como se muestra en la figura 3.20. En las simulaciones siguientes se utilizó una SSF que opera a una frecuencia de 13 [GHz] y además se manejó una onda con polarización vertical con incidencia normal a la SSF.

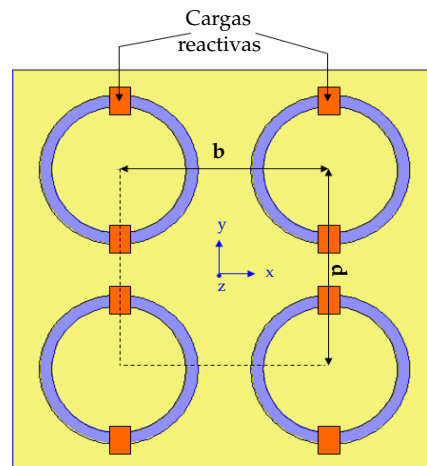


Figura 3.20: Posición de las cargas reactivas para determinar su efecto en la SSF

Se utilizaron cargas capacitivas, inductivas y resistivas y se obtuvo su efecto al ser incorporadas en la SSF de aperturas anulares. Dicho efecto se presenta en las figuras 3.21 y 3.22. De la figura 3.21 se observa que conforme aumenta el valor de la carga capacitiva, la frecuencia de resonancia de la SSF de aperturas anulares se hace cada vez menor. Sin embargo, cuando se disminuye el valor de la carga inductiva la frecuencia de resonancia de la SSF aumenta. Observando el circuito de la figura 3.6, si se coloca una capacitancia en paralelo a dicho circuito la capacitancia total se hace más grande, lo cual provoca que la frecuencia de resonancia de la SSF (ecuación 3.1) disminuya. Sin embargo; cuando se coloca una inductancia en paralelo a la SSF, la inductancia total del circuito disminuirá provocando que la frecuencia de resonancia de la SSF de aperturas anulares aumente.

Cuando se colocan cargas resistivas de valor muy bajo en la SSF, éstas tienden a comportarse de igual manera que un corto metálico. Haciendo que a la frecuencia de trabajo la onda incidente sea reflejada. Sin olvidar, que dicha carga resistiva provoca que la frecuencia de resonancia de la SSF aumente, figura 3.22.

A partir de los resultados anteriores, se puede tener una SSF ajustable utilizando cargas reactivas variables (varactores) o simples cortos metálicos (en posiciones adecuadas).

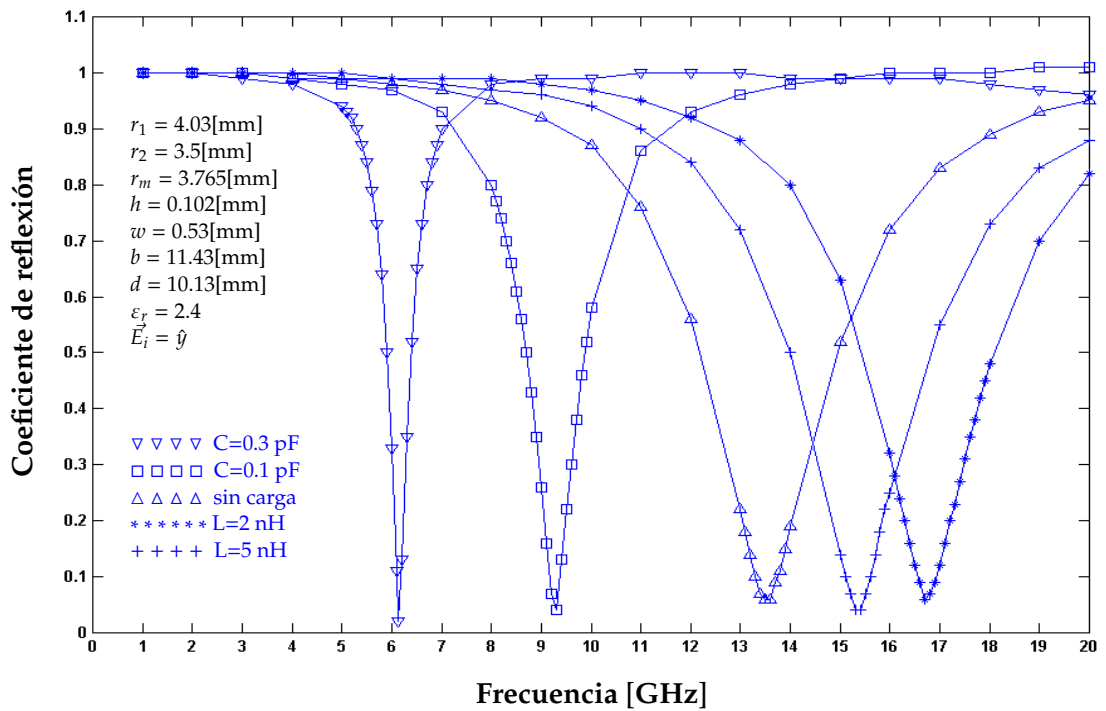


Figura 3.21: Coeficiente de reflexión para la SSF ajustable con cargas reactivas

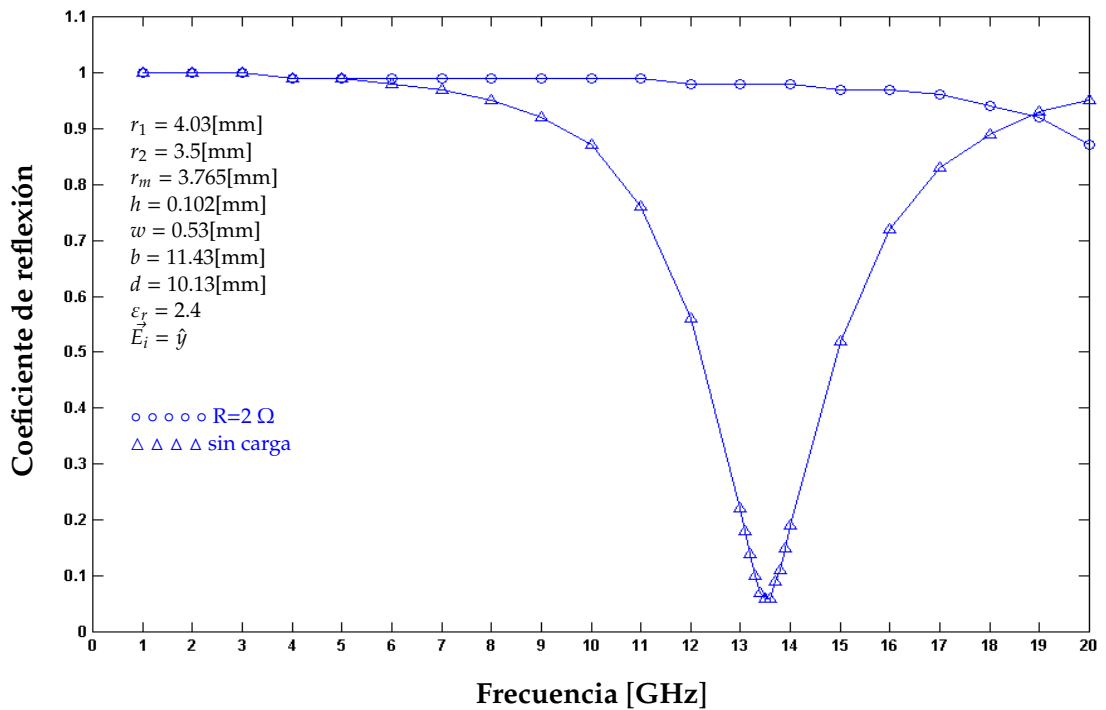


Figura 3.22: Coeficiente de reflexión para la SSF ajustable con carga resistiva

3.2.7. SSF's ajustables de aperturas anulares con MEMS

Las características electrodinámicas de las SSF's pueden ser cambiadas utilizando diodos p-i-n, varactores o sistemas electromecánicos, tales como dipolos giratorios. Sin embargo, se puede lograr un desplazamiento de frecuencia en una SSF utilizando interruptores MEMS para RF; los cuales, debido a las ventajas de la tecnología MEMS los hacen muy atractivos para utilizarlos como elementos electrónicos de sintonía. La velocidad de conmutación es razonablemente rápida (en el orden de $40 \text{ } [\mu\text{s}]$), la potencia consumida es extremadamente baja (en el orden de $100 \text{ } [\text{nW}]$), las pérdidas de los elementos de sintonía son muy bajas (pérdidas aproximadas de -0.05 dB a una frecuencia de $30 \text{ } [\text{GHz}]$) y el costo de fabricación no incrementa con el número de elementos debido a que son hechos utilizando litografía estándar [2], ver capítulo 2.

Para analizar la SSF MEMS, se utilizaron 16 interruptores MEMS para RF que trabajan en la banda X (cuya geometría y características electrodinámicas son presentadas en el Apéndice A). En la figura 3.23, se muestra la ubicación de los 16 interruptores MEMS que forman parte de la SSF ajustable.

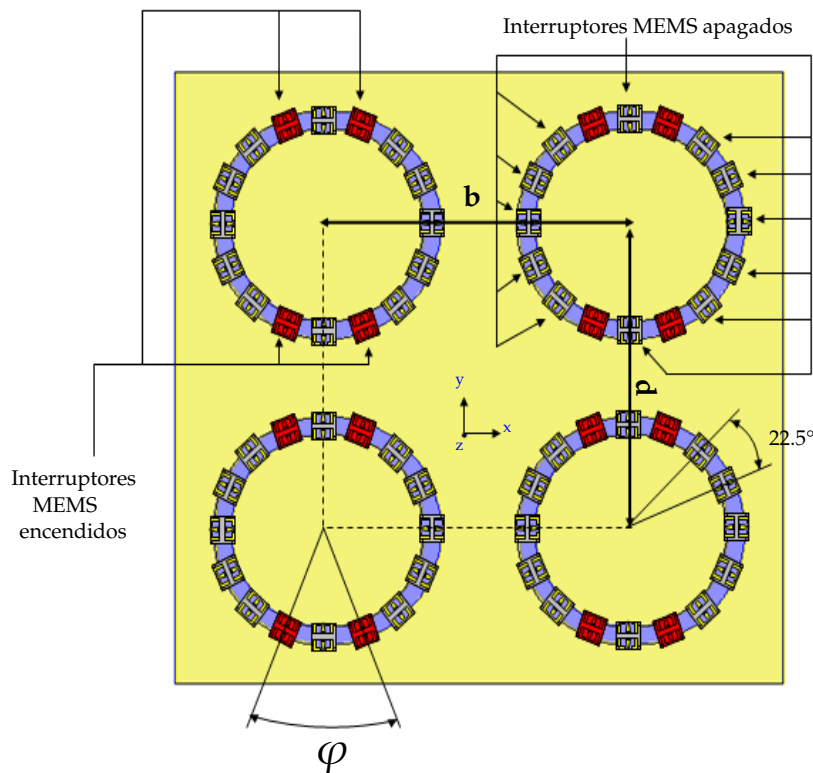


Figura 3.23: Posición de los interruptores MEMS para determinar su efecto en la SSF

De la figura 3.23, se observa que los interruptores MEMS se encuentran distribuidos uniformemente con un ángulo de separación de 22.5° . La frecuencia de resonancia de la SSF MEMS depende del ángulo φ . Dado que la SSF MEMS posee 16 interruptores se pueden lograr 3 valores para el ángulo φ diferentes ($45^\circ, 90^\circ$ y 135°) a 0° y 180° (posición paralela y perpendicular a la onda incidente, $\vec{E}_i = \hat{x}$); se debe notar que para cada uno de los valores de φ , 4 interruptores MEMS se encuentran encendidos y el resto apagados.

En la figura 3.24, se muestra el comportamiento del coeficiente de reflexión para la SSF MEMS con 16 interruptores MEMS para RF; además de la geometría de la SSF. Para la obtención de estos resultados se utilizó una onda de polarización horizontal ($\vec{E}_i = \hat{x}$) con incidencia normal a la SSF.

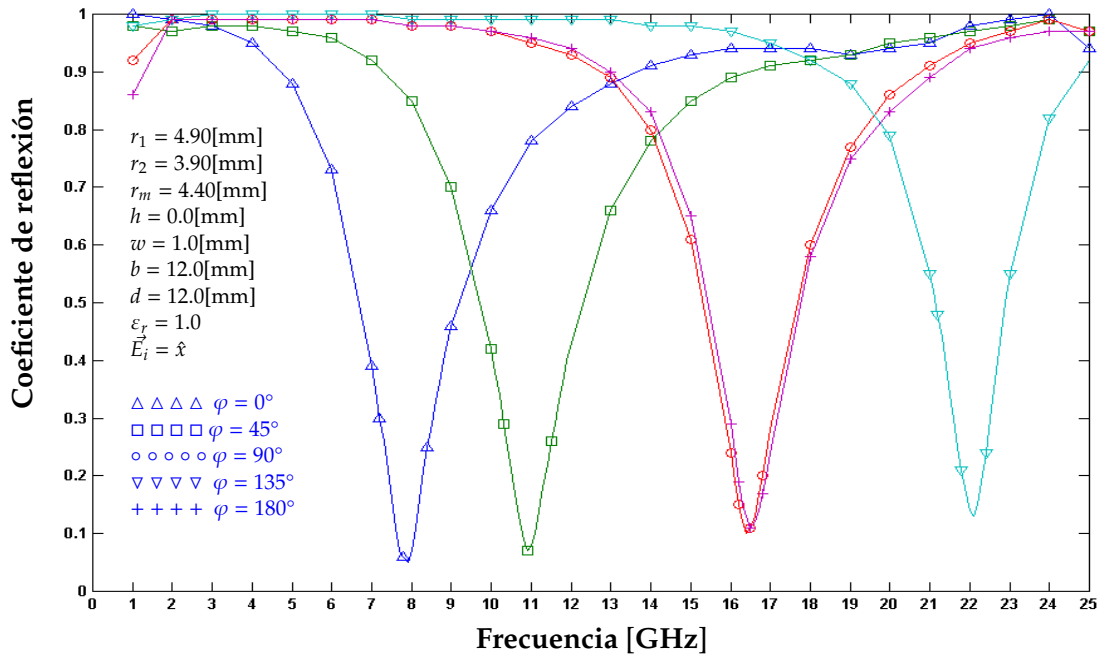


Figura 3.24: Coeficiente de reflexión para la SSF MEMS ajustable de aperturas anulares

Como se puede observar en la figura 3.24, la frecuencia de resonancia de la SSF efectivamente varía de acuerdo al estado de encendido o apagado de los interruptores MEMS, con lo cual se tiene una SSF MEMS ajustable. Conforme la frecuencia de resonancia de la SSF aumenta, las pérdidas intrínsecas de los interruptores MEMS aumentan; lo cual provoca, un aumento en las pérdidas totales de la SSF.

3.3. Diseño y Simulación de SSF's MEMS de aperturas anulares

En las secciones anteriores se analizaron y simularon las características electrodinámicas de las SSF's de aperturas anulares, se presentó su principio de operación y la forma de conseguir SSF's ajustables electrónicamente.

En esta sección se presenta con más detalle el diseño y optimización de las SSF's que serán la base del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo para trabajar en la banda X.

Se diseñará una SSF MEMS para trabajar en la banda X (10 [GHz]). Como se vio en la sección 3.2 la longitud de onda de resonancia para una SSF de aperturas anulares es aproximadamente $\lambda_r = 2\pi r_m$. De lo anterior, la frecuencia de resonancia aproximada para la SSF está dada por:

$$f_{0x} = \frac{C}{2\pi r_{mX}} \quad (3.3)$$

$$(3.4)$$

Donde C es la velocidad de la luz en el espacio libre, r_{mX} es el radio medio de las SSF para la banda X.

A partir de la ecuación 3.4 se tiene que para trabajar a una frecuencia de 10 [GHz], el radio medio para la SSF es $r_{mX} = 4.77$ [mm]. Una vez conocido el radio medio de la SSF se propuso la geometría presentada en la tabla 3.1 para la SSF.

TABLA 3.1: Geometría de las SSF's para la banda X.

Parámetro	Banda X (10 GHz)	Banda X (10 GHz)
	sin optimización	con optimización
$r_1[mm]$	4.27	4.71
$r_2[mm]$	5.27	5.71
$r_m[mm]$	4.77	5.21
$b[mm]$	12	12
$d[mm]$	12	12
$w[mm]$	1	1
ϵ_r	1	1
$h[mm]$	0	0
\vec{E}_i	\hat{x}	\hat{x}

Para obtener el comportamiento electrodinámico de la SSF, se utilizó una onda de polarización lineal con incidencia normal a la SSF ($\vec{E}_i = \hat{x}$). La frecuencia de resonancia para dicha SSF es mostrada en la tabla 3.2.

TABLA 3.2: Frecuencia de resonancia de las SSF's para la banda X.

frecuencia de resonancia	Banda X (10 GHz)	
	sin optimización	con optimización
f_0 [GHz]	11.66	10.05

De los resultados mostrados en la tabla 3.2 (sin optimización), se observa que la frecuencia de resonancia de la SSF es superior a la frecuencia de diseño; por lo que se realizó una optimización de la geometría de la SSF (variando el radio medio r_m de la SSF) para que su frecuencia de resonancia fuese igual a la frecuencia de diseño, tabla 3.2 (con optimización).

Después de que la SSF fue ajustada a la frecuencia de diseño, se incorporaron interruptores MEMS para RF. En la tabla 3.3 se resumen los parámetros y características electrodinámicas más importantes de los interruptores MEMS para RF que fueron utilizados (los cuales fueron analizados, diseñados y simulados previamente [8], ver Apéndice A).

TABLA 3.3: Geometría y características electromecánicas y electrodinámicas de los interruptores MEMS para la banda X [8].

Parámetro	Banda X (10 GHz)
Dimensiones Interruptor [μm]	1000 x 1000
Área de actuación [μm]	200x100
Gap Interruptor [μm]	6
Dimensiones membrana (Al) [μm]	800x200
Espesor membrana	0.5
CPW (Cu) [G/W/G] [μm]	150/100/150
Espesor CPW [μm]	11
Cte. Rigidez de la membrana [N/m]	1.142
Voltaje de actuación [V]	22
Tiempo de conmutación [μs]	39.786
FCC	99405.096
Capacitancia edo. abto. (C_u) [fF]	118.9
Capacitancia edo. cdo. (C_d) [pF]	4.7814
Pérdidas de inserción [dB]	0.3137
Aislamiento [dB]	-20.8653

Para el diseño de la SSF con MEMS, se utilizaron en primer lugar 2 interruptores MEMS y después 8 interruptores MEMS en la apertura anular de la SSF optimizada y sus ubicaciones se muestran en las figuras 3.25 y 3.26. Los resultados de las simulaciones para la SSF con 2 MEMS son presentados en la tabla 3.4.

De acuerdo a los resultados presentados en la tabla 3.4 se tiene que cuando se colocan los interruptores MEMS para RF en una posición perpendicular a la pola-

TABLA 3.4: Frecuencia de resonancia de la SSF con 2 MEMS para la banda X.

	Banda X (10 GHz)			
	MEMS $\perp \mathbf{a} \vec{E}_i = \hat{x}$		MEMS $\parallel \mathbf{a} \vec{E}_i = \hat{x}$	
	(abiertos)	(cerrados)	(abiertos)	(cerrados)
f_0 [GHz]	9.9	10	5.4	20.5

rización de la onda incidente ($\vec{E}_i = \hat{x}$), la frecuencia de resonancia de la SSF es casi la misma que cuando la SSF se encuentra sin interruptores MEMS; sin embargo, cuando se colocan los interruptores en una posición paralela a la polarización de la onda incidente ($\vec{E}_i = \hat{x}$), la frecuencia de resonancia de la SSF tiende a disminuir o a aumentar, para el estado abierto y cerrado de los interruptores, respectivamente.

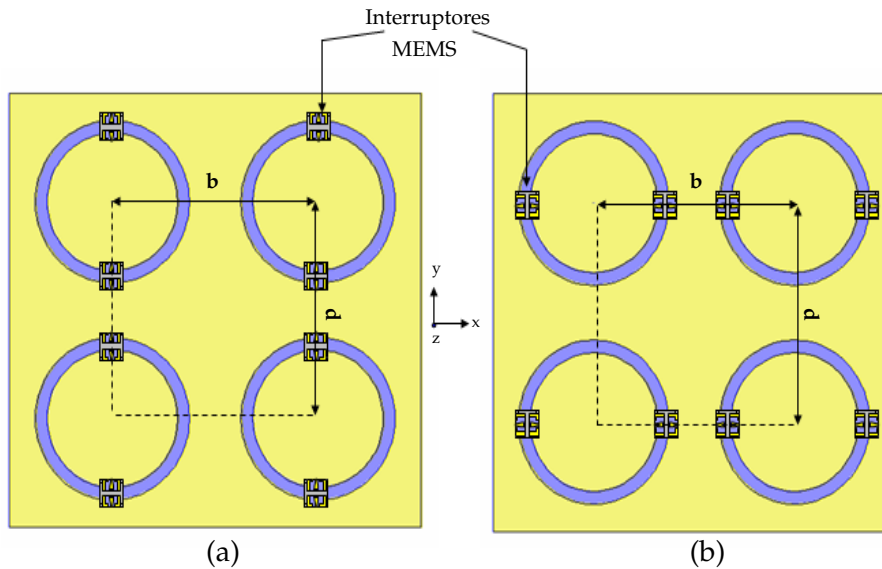


Figura 3.25: Posición de los interruptores MEMS para determinar su efecto en la SSF. (a) Interruptores perpendiculares a $\vec{E}_i = \hat{x}$ (b) Interruptores paralelos a $\vec{E}_i = \hat{x}$.

Debido a que la frecuencia de resonancia de la SSF (la cual utiliza sólo 2 interruptores MEMS) disminuye drásticamente cuando se colocan interruptores MEMS en estado abierto paralelos a $\vec{E}_i = \hat{x}$, se debe reajustar la geometría de la SSF para la banda X, para que ésta trabaje a la frecuencia de diseño. Sin embargo, estos reajustes se realizaron con la misma SSF, pero utilizando 8 interruptores MEMS en su apertura anular (las posiciones de los interruptores son presentados en la figura 3.26). Los resultados de la SSF con MEMS optimizada son presentados en la tabla 3.5 y en la figura 3.27 se presenta el comportamiento del coeficiente de reflexión para la SSF.

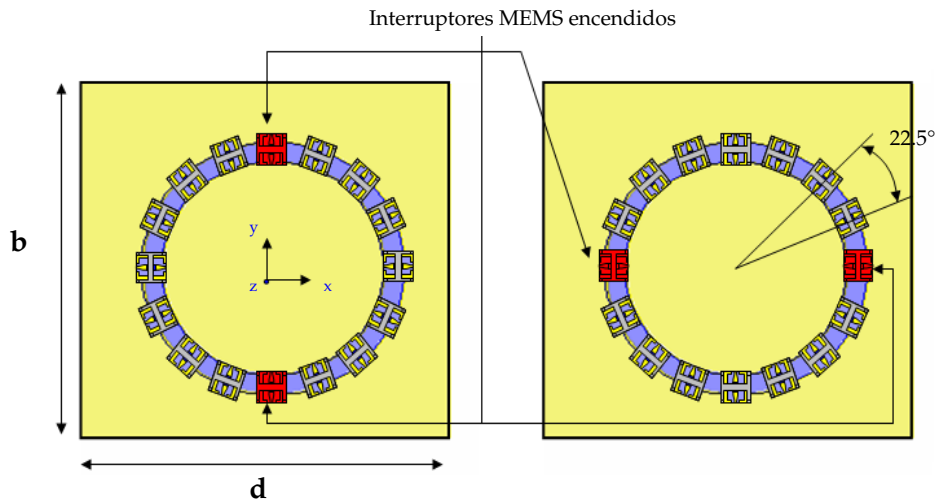


Figura 3.26: Posición de los 8 interruptores MEMS en la SSF

TABLA 3.5: Frecuencia de resonancia de la SSF optimizada con 8 MEMS para la banda X.

f_0 [GHz]	Banda X (10 GHz)			
	MEMS \perp a $\vec{E}_i = \hat{x}$		MEMS \parallel a $\vec{E}_i = \hat{x}$	
	(abiertos)	(cerrados)	(abiertos)	(cerrados)
	10.02	10	10.02	19

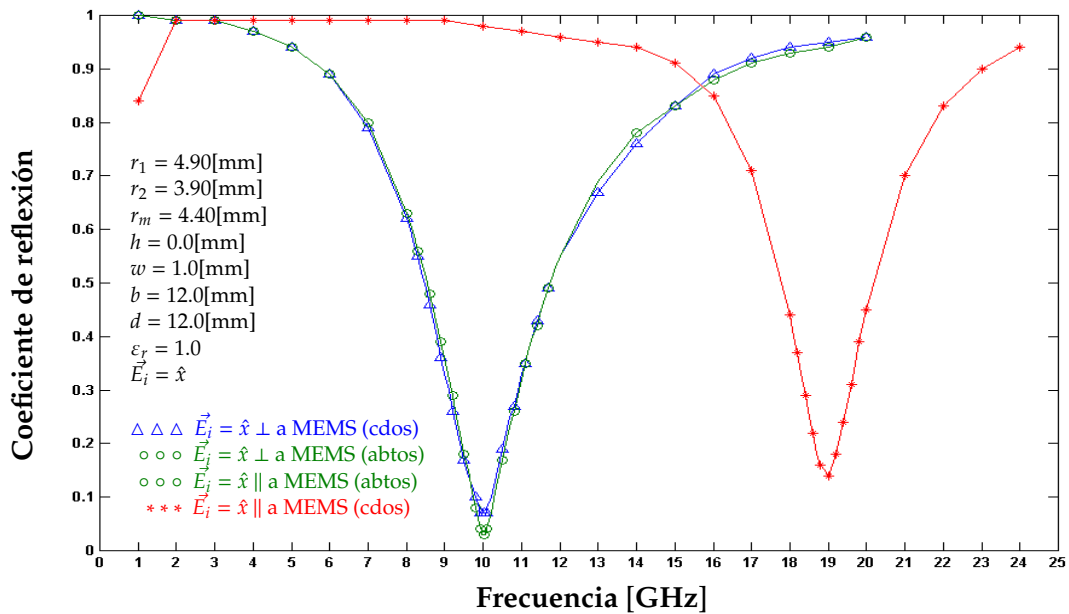


Figura 3.27: Coeficiente de reflexión para la SSF optimizada con 8 MEMS para la banda X

De la figura 3.27, se puede observar que cuando la polarización de la onda incidente es paralela al eje de los interruptores MEMS en estado abierto la SSF es casi transparente para dicha onda incidente. Sin embargo, cuando la onda incidente posee una polarización que es paralela al eje de los interruptores MEMS en estado cerrado, la SSF se comporta como un espejo metálico y la onda incidente se refleja casi en su totalidad.

3.4. Conclusiones

Se concluye que existen diversos elementos que pueden constituir una Superficie Selectiva de Frecuencia (SSF): dipolos, lazos cuadrados y hexagonales, cruces de jerusalén, anillos metálicos o aperturas anulares. Pero el que posee las mejores características para tener una SSF con estabilidad de frecuencia son las aperturas anulares, manteniendo dicha estabilidad para ángulos de incidencia menores o mayores a 45° . Estos elementos, además permiten trabajar con ondas de polarización circular, las cuales son de vital importancia para poder utilizar el principio de Fox, principio en el que se basan los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo. La longitud de resonancia para estas SSF's es aproximadamente igual a dos pi veces el radio medio de la apertura anular; es decir, $\lambda_r = 2\pi r_m$.

Se concluye que las SSF's son por lo general diseñadas para trabajar a una frecuencia fija; sin embargo, en algunas ocasiones se requieren SSF's variables. Se pueden tener ajustables variando la geometría y orientación de los elementos que componen la SSF, modificando las propiedades de los materiales que constituyen la SSF y modificando la posición de los elementos de la SSF. Destacando el radio medio r_m de la apertura anular como parámetro para el ajuste de frecuencia de la SSF y el ancho de la apertura anular w como parámetro para el ajuste del factor de calidad Q de la SSF.

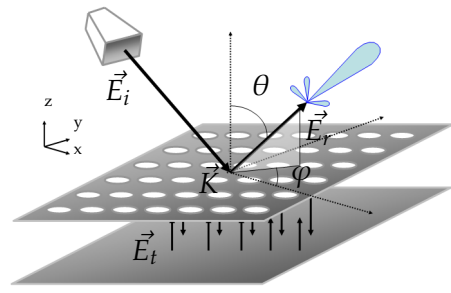
Se concluye que es posible tener Superficies Selectivas de Frecuencia ajustables utilizando cortos metálicos, cargas reactivas, cargas inductivas, cargas resistivas o interruptores MEMS. Teniendo un intervalo de frecuencias de 6 [GHz] hasta 24 [GHz].

Se concluye que la longitud de onda de resonancia es aproximadamente igual $\lambda_r = 2\pi r_m$ cuando la polarización de la onda incidente es perpendicular al eje de los cortos metálicos, cargas reactivas, cargas inductivas o a los interruptores MEMS. Pero cuando la polarización de la onda incidente es paralela al eje de los elementos de control, la longitud de resonancia depende del valor capacitivo y/o inductivo y/o resistivo de dichos elementos de control. Para el caso de la SSF MEMS diseñada en este capítulo la frecuencia de resonancia cuando la onda incidente es paralela a los interruptores MEMS en estado abierto, es igual a 10 [GHz]; mientras que para el caso en el que la onda incidente es paralela a los interruptores MEMS pero en estado cerrado, la frecuencia de resonancia es

19 [GHz]. La SSF diseñada posee un ancho de banda de 7 [GHz], dicho ancho de banda como se verá en el capítulo siguiente está relacionado con el ancho de banda del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo.

Bibliografía

- [1] REMSKI, R.; GRAY, B.; MA, L.: *"Frequency-Selective Surface,"* Ansoft Corporation, 2004.
- [2] SCHOENLINNER, B.; ABBASPOUR-TAMIJANI, A.; KEMPEL, LEO C.; REBEIZ, G.M.: *"Switchable Low-Loss RF MEMS Ka-Band Frequency-Selective Surface,"* IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, Noviembre 2004.
- [3] WU TE-KAO: *"Four-Band Frequency Selective Surface with Double-Square-Loop Path Elements,"* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42, No.12, Diciembre 1994.
- [4] HUANG, J.; WU, T.; LEE, S.: *"Tri-Band Frequency Selective Surface with Circular Ring Elements,"* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42, No.2, Febrero 1994.
- [5] MARTYNYUK, A.E.; KHOTIAINTSEV, S.N.; VOUTESMERI, V.S.: *"Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator,"* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No.6, Junio 1997.
- [6] MARTYNYUK, A.E.; LOPÉZ, J.I.: *"Frequency-selective surfaces based on shorted ring slots,"* Electronics Letters, Vol. 37, No.5, Marzo 2001.
- [7] MARTYNYUK, A.E.; LOPÉZ, J.I.; MARTYNYUK, N.A.: *"Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slots resonators,"* Electronics Letters, Vol. 41, No.1, Enero 2005.
- [8] MENDOZA, D.T.: *"Desarrollo de un Interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso,"* UNAM, 2007.



Capítulo 4

Arreglos Reflectivos con elementos MEMS

El uso de antenas de arreglos de fase es una tecnología que ha sido utilizada en gran medida durante los últimos años, sin embargo, esta tecnología tuvo sus orígenes por los años de la segunda guerra mundial, y sus principales aplicaciones fueron con fines militares. Entre algunos de los arreglos de fase se encuentran los que fueron utilizados en los aviones de combate: MIG (Rusia) y F/A 18 (Estados Unidos). No obstante, las antenas de arreglos de fase tienen una gran área de aplicación en radares para embarcaciones marítimas, en sistemas de seguridad para automóviles, como antenas inteligentes para el control de tráfico aéreo y para aplicaciones satelitales, por mencionar algunas.

Las antenas de arreglo de fase son un arreglo de desplazadores de fase cuya excitación es debida a un alimentador, que por lo general es una guía de onda. Cada uno de los desplazadores proporciona una cierta fase, lo cual genera una distribución progresiva y esto permite obtener haces de radiación muy finos (haces tipo lápiz) que apunten en una dirección en particular, ver figura 4.1. Aunque cabe mencionar; que el principal inconveniente de este tipo de antenas es que debido a la alimentación por medio de una guía de onda, la señal de RF sufre atenuación, por lo cual se necesita de una etapa de amplificación después de cada uno de los desplazadores de fase para compensar estas pérdidas y las propias pérdidas ocasionadas por los desplazadores de fase.

El elemento más importante de las antenas de arreglos de fase, es el desplazador de fase (ver sección 2.3), el cual debe de tener un desempeño óptimo en la banda de frecuencias de interés y brindar la menor cantidad de pérdidas posibles.

En este capítulo se presenta el análisis, diseño y simulación de un Arreglo reflectivo del tipo Spyrhaphase utilizando desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits para la Banda X, con operación dentro de la banda X (8-12 [GHz]).

Un Arreglo reflectivo es un arreglo de elementos desfasadores (celdas periódicas) impresos sobre una superficie plana y que se alimenta espacialmente mediante una antena del tipo bocina para microondas, permitiendo reflejar un campo electromagnético con distribución de fase progresiva en una dirección en particular. La antena del tipo bocina (alimentador primario); por lo general se coloca lo suficientemente alejada del Arreglo reflectivo de manera que, la onda incidente pueda considerarse localmente como una onda plana.

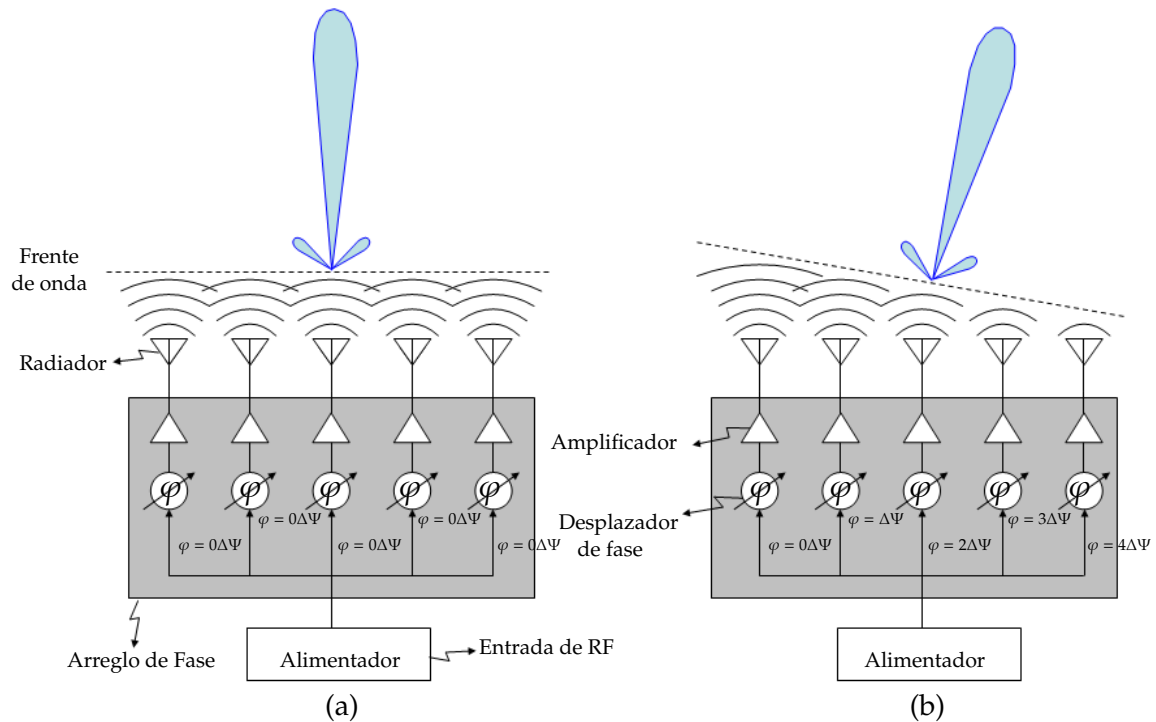


Figura 4.1: Arreglo de fase: a) Desplazamiento de fase cero b) Desplazamiento de fase lineal.

Los elementos desfasadores que constituyen el Arreglo reflectivo en el presente trabajo son desplazadores de fase MEMS que utilizan el principio de Fox utilizado por las antenas del tipo Spyraphase, para lograr el desfasaje necesario y por tal motivo, estos arreglos son conocidos como Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase, ver figura 4.14.

Los parámetros que el Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase debe cumplir; y por consiguiente también el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo, son los siguientes:

- Trabajar dentro de la Banda X (8 - 12 [GHz])
- Poder utilizar el principio de Fox de antenas del tipo Spyraphase
- Tener pérdidas menores a -1 dB

4.1. Análisis del desplazador de Fase MEMS del tipo Reflectivo

El desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo, consiste de una SSF MEMS de aperturas anulares (ver Capítulo 3) y de una pantalla metálica colocada a una cierta distancia (D) de la SSF, figura 4.2. Debido a que el desplazador de fase es de 2 bits, se requieren 8 interruptores MEMS en la apertura anular de la SSF; teniendo 4 posibles combinaciones de fase. Para cada combinación de fase, sólo 2 interruptores MEMS se encuentran encendidos (cerrados), mientras que el resto permanecen apagados.

El principio de operación del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo es el siguiente: Cuando una onda de polarización circular incide normalmente sobre el desplazador de fase, la componente de la onda incidente que es paralela a los interruptores MEMS en estado cerrado se refleja mientras que la otra componente de la onda incidente atraviesa la SSF MEMS (pasando por los MEMS en estado abierto) y recorre una cierta distancia ' D ' hasta encontrar una placa metálica, la cual hace que esta componente sea reflejada con un cierto retraso de fase (figura 4.2).

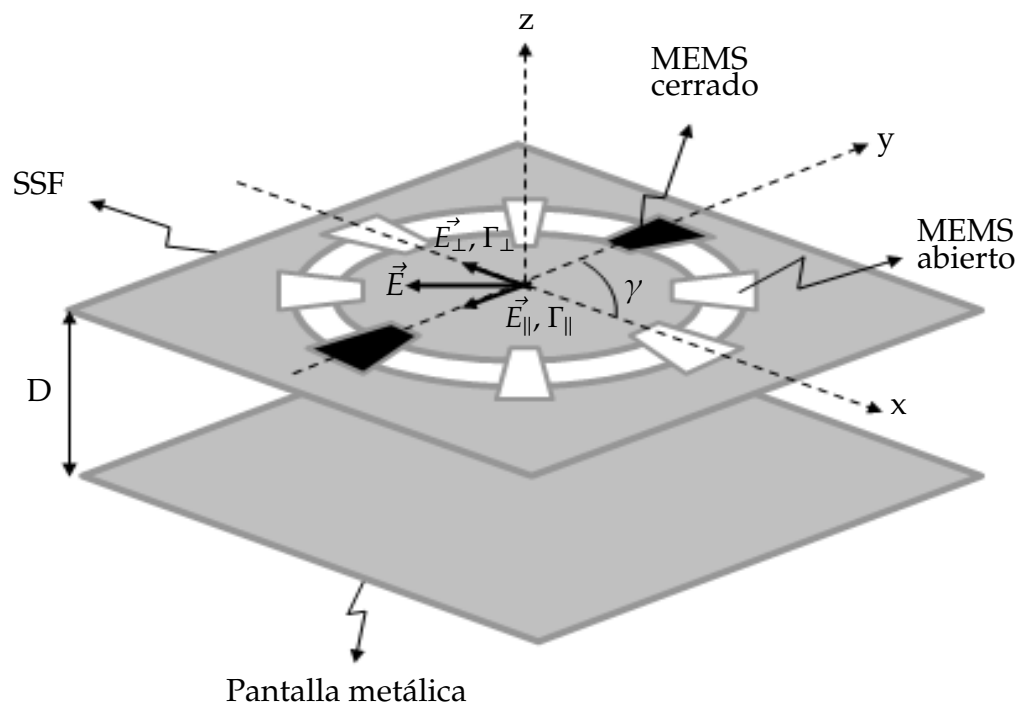


Figura 4.2: Principio de operación del desplazador de fase del tipo reflectivo.

En otras palabras, debido a que se trabaja con una onda incidente de polarización circular y a la presencia de los interruptores MEMS de la SSF, se tienen

dos coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , el primero es debido a la reflexión de una de las componentes de la onda incidente sobre los interruptores en estado cerrado, mientras que el segundo coeficiente de reflexión se debe a la reflexión de la otra componente de la onda incidente que atravieza la SSF MEMS y es reflejada por la pantalla metálica (teniendo una condición de circuito abierto en el plano de la SSF).

De acuerdo al principio de Fox de antenas del tipo Sphyrphase, se tiene que cuando los coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} se encuentran desfasados 180° ($\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$), la onda reflejada será de polarización circular pero con un desfase de 2γ , donde γ es el ángulo en el cual se encuentran colocados los interruptores MEMS en estado cerrado [1], ver figura 4.2.

Considerando una onda de polarización circular con incidencia normal sobre el desplazador de fase, propagandose en la dirección negativa del eje z. El campo eléctrico incidente (\vec{E}_i) puede escribirse como:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{jkz} \quad (4.1)$$

Donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son las componentes horizontal y vertical de la polarización circular, $j = \sqrt{-1}$, $k = 2\pi/\lambda = \omega \sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ es el número de onda y ϵ_0 y μ_0 son las constantes eléctrica y magnética del espacio libre respectivamente.

Mientras que, el campo eléctrico reflejado (\vec{E}_r) puede escribirse como la suma de dos ondas de polarización circular propagandose en la dirección positiva del eje z:

$$E_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{(-jkz)} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{(-jkz)} \quad (4.2)$$

El primer sumando de la ecuación 4.2, es una onda de polarización circular que posee la misma dirección de rotación que la onda incidente \vec{E}_i y cuya fase depende de la posición angular γ de los interruptores en estado cerrado (esta onda es conocida como **onda controlada**). Mientras que el segundo sumando, es también una onda de polarización circular pero con dirección de rotación opuesta a la onda incidente \vec{E}_i y cuya fase no depende de γ (**onda no controlada**). De la ecuación 4.2, el principio de Fox se satisface cuando se cumple la siguiente condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (4.3)$$

Es decir, si se logra cumplir la condición anterior (ecuación 4.3), la onda reflejada será una onda de polarización circular con la misma dirección de rotación que la onda incidente, pero con un desplazamiento de fase de 2γ [1]:

$$E_r = E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\parallel})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{(-jkz)} \quad (4.4)$$

4.2. Diseño y simulación del desplazador de Fase MEMS del tipo Reflectivo

El primer paso para el diseño del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits, es optimizar la SSF MEMS en la cual será integrado. Es decir, la SSF debe de tener una frecuencia de resonancia dentro de la banda X (8 - 12 [GHz]). Una vez que ha sido optimizada la frecuencia de resonancia de la SSF, el siguiente paso es ajustar la pantalla metálica que se coloca por debajo de la SSF, con el objetivo de que se cumpla el principio de Fox ($\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$). En primera instancia la posición aproximada de la pantalla será igual a $\lambda_r/4$ (donde λ_r es la longitud de onda de resonancia de la SSF optimizada); la cual equivale a una longitud eléctrica de 90° , pero debido al efecto reflectivo de la pantalla metálica, la longitud eléctrica total recorrida por una de las componentes de la onda incidente será de 180° .

La SSF MEMS optimizada que se utiliza como base para el desplazador de fase es la diseñada en el capítulo 3 y cuya geometría y comportamiento electrodinámico se muestra en la figura 4.3. En la figura 4.4, se presenta la SSF MEMS optimizada y la incorporación de la placa metálica, las cuales conforman el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits.

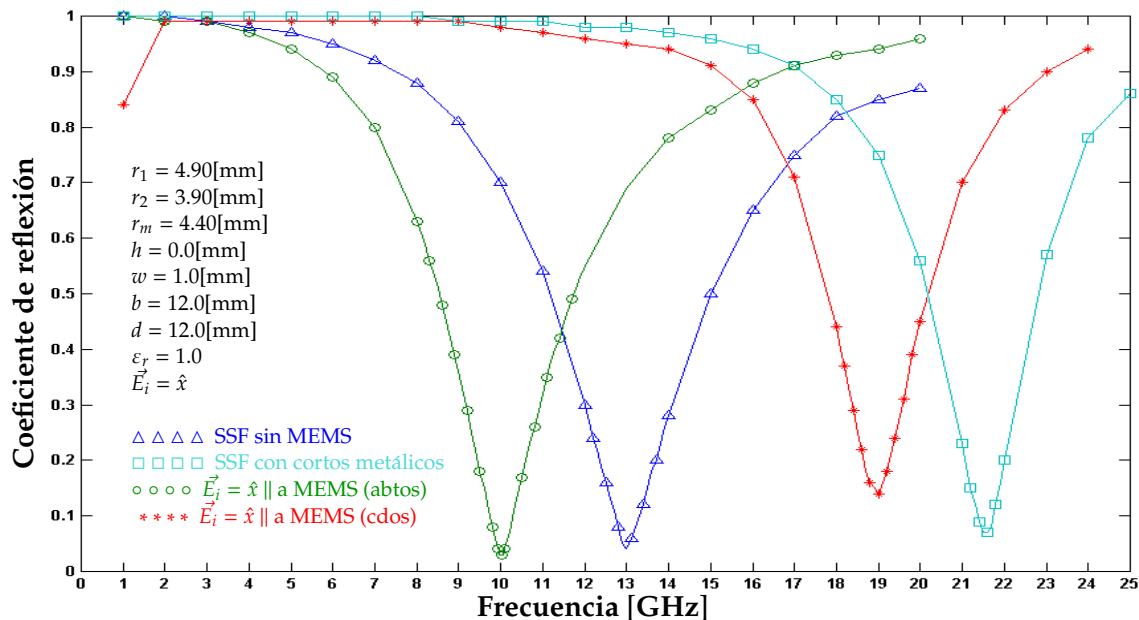


Figura 4.3: Coeficiente de reflexión para la SSF optimizada con 8 MEMS para la banda X (base del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits).

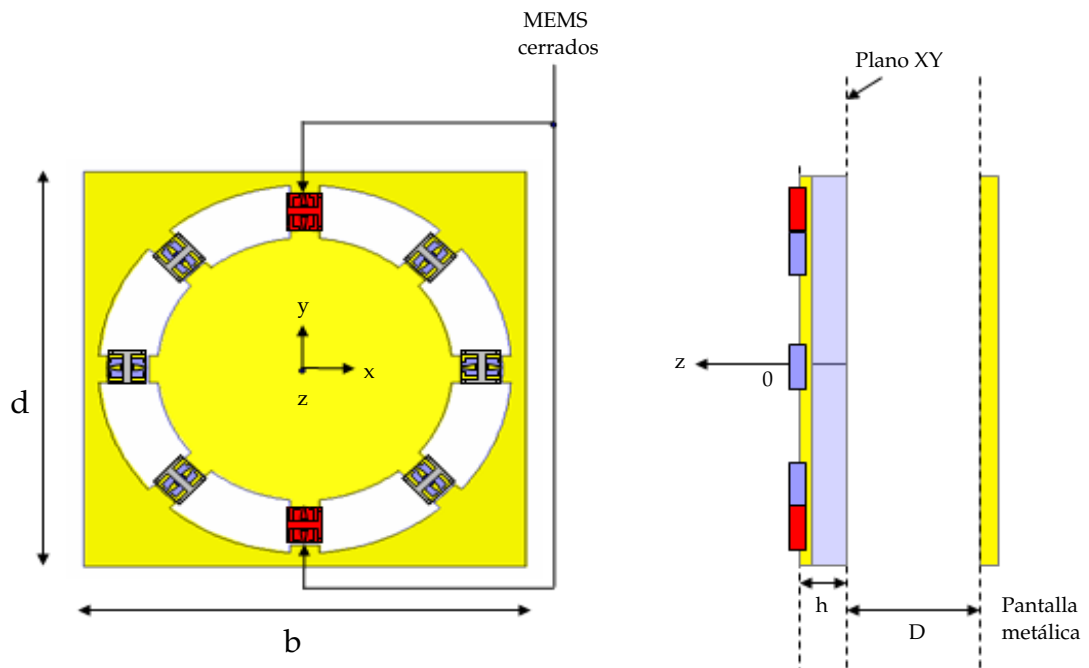


Figura 4.4: Desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits.

Como se trata de un desplazador de fase de 2 bits, se tienen cuatro posibles combinaciones de fase; y para cada combinación de fase se tienen 2 interruptores MEMS en estado cerrado y los 6 interruptores restantes se encuentran en estado abierto. Debido a la presencia de interruptores MEMS en estado cerrado y en estado abierto, se generan dos coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , respectivamente. En las figuras 4.5 y 4.6 se presentan los modelos eléctricos del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo, para cada uno de los casos anteriores.

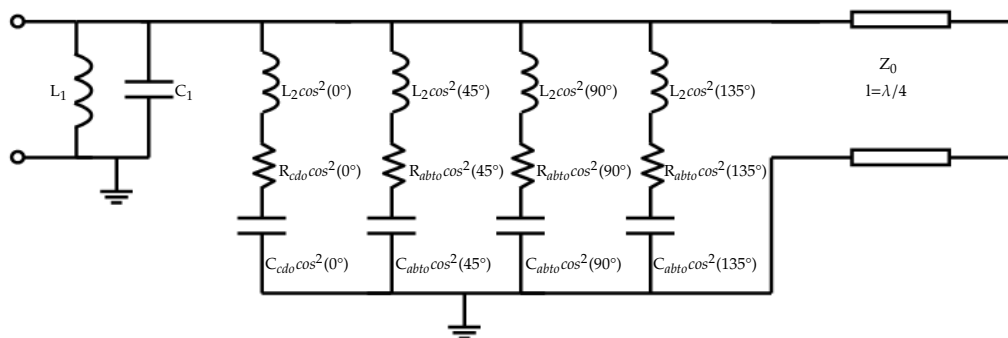


Figura 4.5: Modelo eléctrico del Desplazador de fase del tipo reflectivo de 2 bits (cuando una componente de la onda incidente es paralela al eje de los interruptores MEMS en estado cerrado).

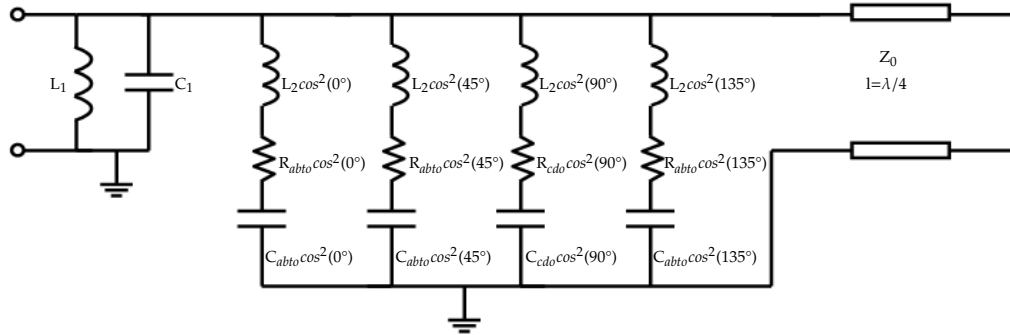


Figura 4.6: Modelo eléctrico del Desplazador de fase del tipo reflectivo de 2 bits (cuando una componente de la onda incidente es ortogonal al eje de los interruptores MEMS en estado cerrado).

En la figura 4.5 se presenta el modelo del desplazador de fase para el caso cuando una componente de la onda incidente es paralela al eje de los interruptores MEMS en estado cerrado, mientras que en la figura 4.6 se presenta el modelo para el caso en que la otra componente de la onda incidente es ortogonal a los interruptores MEMS en estado cerrado. Donde, C_1 y L_1 son los elementos que conforman el modelo resonante de la SSF, L_2 representa la inductancia debida a las interconexiones eléctricas entre los extremos metálicos de la apertura anular con los interruptores MEMS; R_{cdo} , C_{cdo} , R_{abto} y C_{abto} son las capacitancias y resistencias de los interruptores MEMS en estado cerrado y en estado abierto, respectivamente. El factor $\cos^2\alpha$ nos ayuda a modelar la posición de cada uno de los interruptores dentro de la apertura anular [1]. Y finalmente, la línea de transmisión (con impedancia característica Z_0) en el modelo representa la longitud eléctrica entre la pantalla metálica (cuya posición debe de ser tal que se satisfaga el principio de Fox) y la SSF MEMS. Los valores para cada uno de los elementos de los modelos eléctricos, son presentados en la tabla 4.1.

TABLA 4.1: Valores de los elementos para el modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits.

Elemento	Valor
L_1	1.343 [nH]
C_1	111.6034 [fF]
L_2	0.72055 [nH]
C_{abto}	119.0065 [fF] @ 10 [GHz] [2]
R_{abto}	0.4515916 [Ω] @ 10 [GHz] [2]
C_{cdo}	4.7843 [pF] @ 10 [GHz] [2]
R_{cdo}	0.3806969 [Ω] @ 10 [GHz] [2]
Z_0	377 [Ω]

A partir de los modelos eléctricos para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo, para una longitud eléctrica $\beta l = 90^\circ$ (donde $\beta = 2\pi/\lambda$) se tiene que la distancia 'D' para la pantalla metálica será igual a 7.5 [mm] @ 10 [GHz]; mientras que la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} es igual a 154° . Por tal motivo, para satisfacer el principio de Fox ($\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$), la longitud eléctrica βl debe ser igual a 104.32° ; es decir, $D = 8.69$ [mm] @ 10 [GHz].

En la figura 4.7 se presenta el comportamiento electrodinámico de la SSF MEMS optimizada, obtenida con ayuda del modelo eléctrico. Mientras que en la figura 4.8, se presenta la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} cuando $D = 8.69$ [mm].

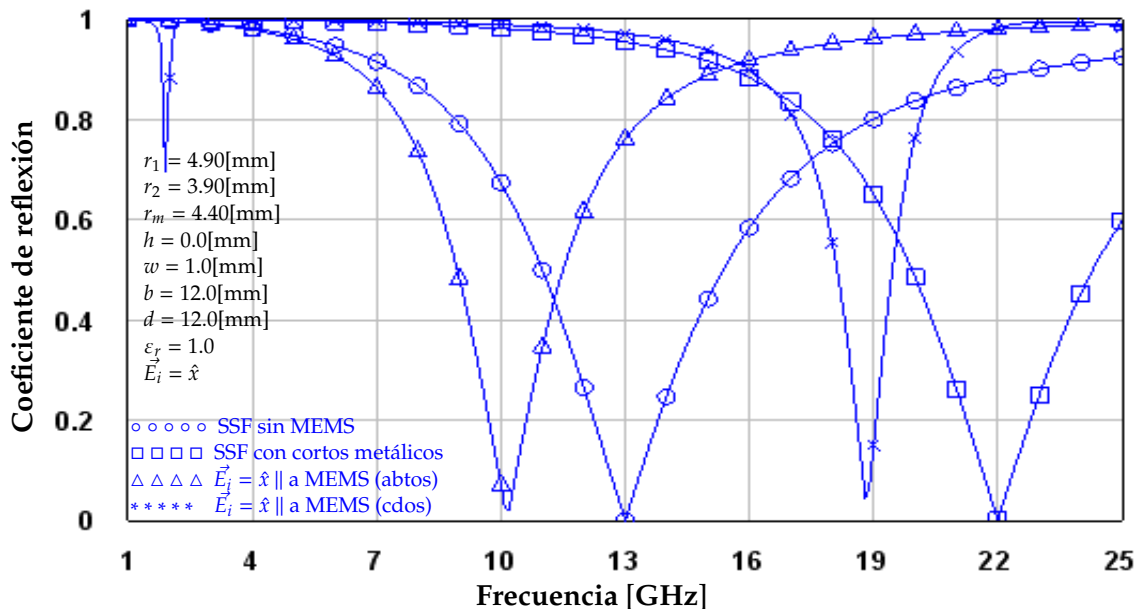


Figura 4.7: Coeficiente de reflexión para la SSF optimizada con 8 MEMS para la banda X (utilizando el modelo eléctrico).

De la figura 4.7, se observa que el comportamiento electrodinámico de la SSF MEMS optimizada es muy similar al que se obtuvo con el software especializado para simulaciones de estructuras en alta frecuencia. Las diferencias más sobresalientes se tienen en el ancho de banda para la SSF con MEMS cuando la onda incidente es perpendicular y paralela a los interruptores MEMS en estado cerrado, para el primer caso se tiene un ancho de banda de 6 [GHz] y para el segundo de 4 [GHz]; mientras que en la figura 4.3, se tienen anchos de banda de 8 [GHz] y 6 [GHz], respectivamente.

En la figura 4.8, se observa una diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} igual a 180° , con lo cual se satisface el principio de Fox ($\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$).

Rigurosamente se tiene que, el principio de Fox se satisface para una sólo frecuencia (10 [GHz]); sin embargo, con ayuda de la característica de magnitud de onda controlada se puede estimar la banda de trabajo del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo, considerando como nivel de referencia un valor igual a -1 dB.

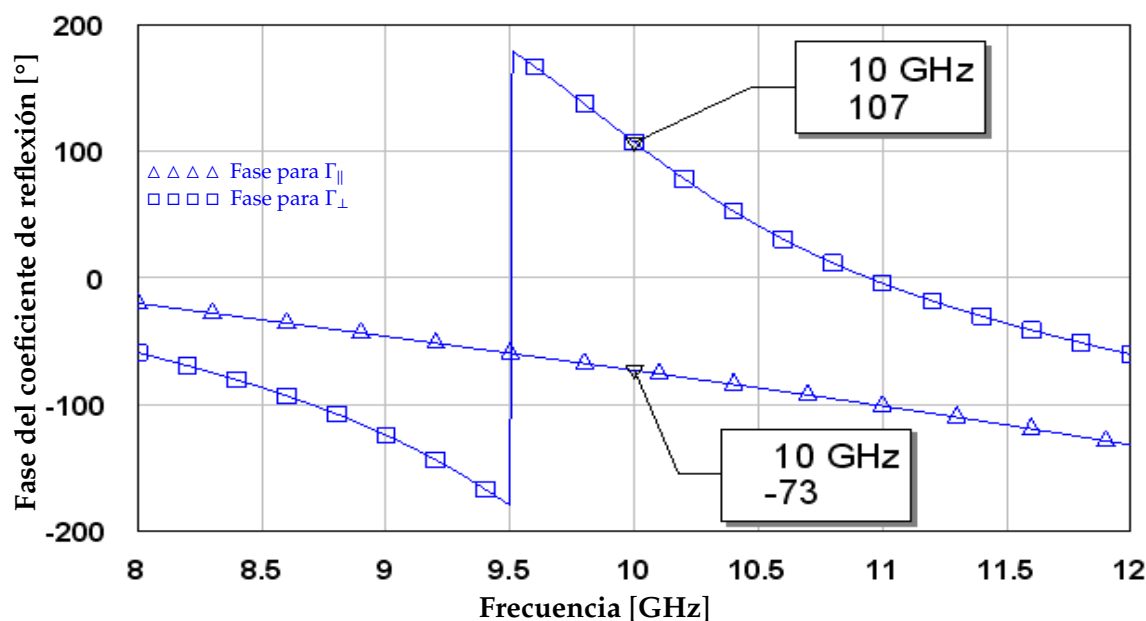


Figura 4.8: Fase para los coeficientes de reflexión $\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp} (utilizando el modelo eléctrico).

En la figura 4.9, se muestra la característica de magnitud de onda controlada ($(\Gamma_{||} - \Gamma_{\perp})/2$) y onda no controlada ($(\Gamma_{||} + \Gamma_{\perp})/2$) del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits. Se presenta también un acercamiento de la característica de magnitud para la onda controlada en la figura 4.10, en donde se puede observar que la banda de trabajo del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits es de 9.55 [GHz] a 10.51 [GHz]; es decir, el ancho de banda del desplazador de fase MEMS es de 0.96 [GHz].

Una vez terminado el diseño del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo con ayuda de su modelo eléctrico, el siguiente paso es la simulación del desplazador de fase en el software especializado para simulaciones de estructuras en alta frecuencia. Partiendo de los datos del modelo eléctrico, la pantalla metálica se colocó a una distancia $D = 8.69$ [mm]; sin embargo, la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión $\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp} fue de 200.51° . Por lo tanto, se varió la posición de la pantalla metálica hasta tener una diferencia de fases igual a 180° . En la tabla 4.2, se resumen los resultados de las simulaciones para diferentes posiciones de la pantalla metálica. Dichas simulaciones se llevaron a cabo con una onda de polarización circular ($\vec{E}_i = \frac{1}{\sqrt{2}}\hat{a}_x + j\frac{1}{\sqrt{2}}\hat{a}_y$) con incidencia normal ($-\hat{z}$) al desplazador de

fase MEMS del tipo reflectivo.

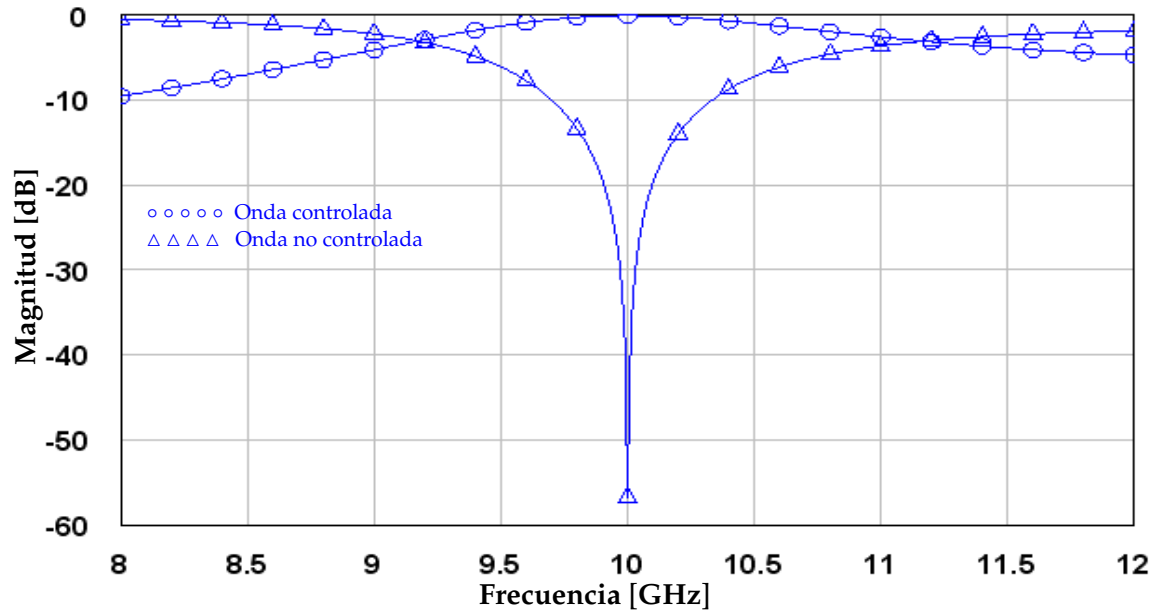


Figura 4.9: Características de onda controlada y onda no controlada para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (utilizando el modelo eléctrico).

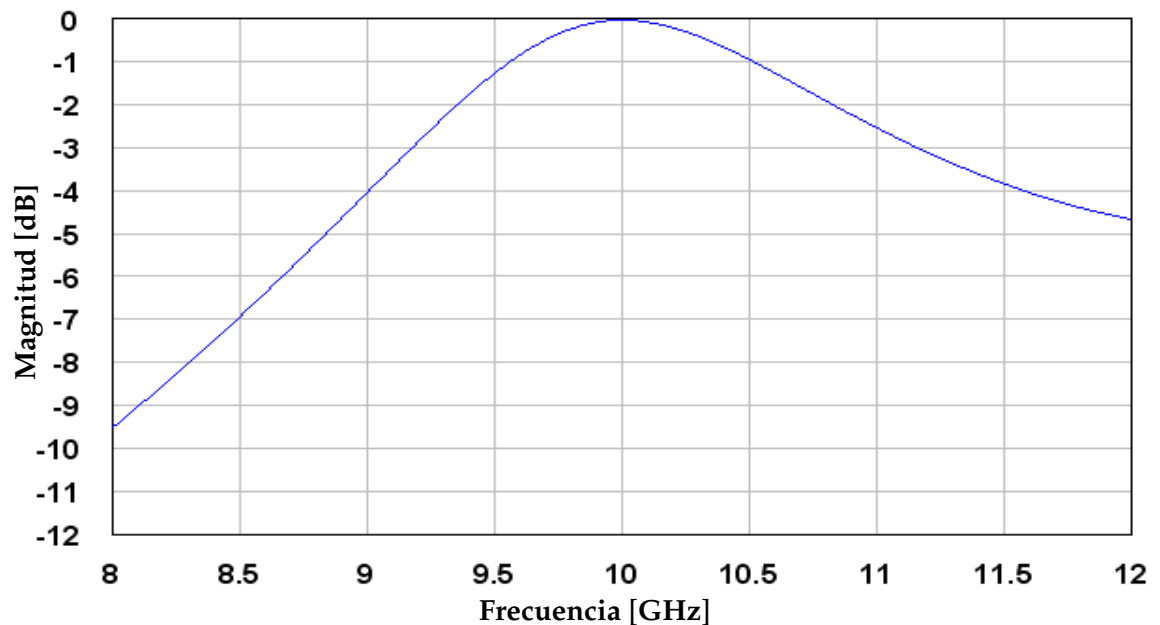


Figura 4.10: Característica de onda controlada para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (utilizando el modelo eléctrico).

TABLA 4.2: Resultados para diferentes posiciones de la pantalla metálica 'D' del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits.

Posición pantalla metálica D [mm]	Fase Γ_{\parallel} [°]	Fase Γ_{\perp} [°]	Diferencia de fases [°]
7.5	-69.451032	120.244268	170.3047
7.6	-69.394748	114.538639	176.066613
7.7	-69.400183	114.357344	176.242473
7.8	-69.330742	111.828720	178.840538
7.805	-70.030501	109.300418	180.669081
7.807	-69.145294	111.076373	179.778333
7.808	-69.020677	109.990825	180.988498
7.81	-69.237918	109.195154	181.566928
7.82	-69.751427	108.323745	181.911123
7.9	-70.052798	106.017808	183.929212
8.0	-69.314428	103.888387	186.801702
8.69	-70.324574	89.241521	200.512739

La posición de la pantalla metálica $D = 7.805$ [mm], es la más próxima para que el principio de Fox se cumpla ($\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$). La diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} es de 180.669081° , teniendo un error de fase de 0.669081° (ver figura 4.11). Una vez que se ha encontrado la posición adecuada para la pantalla metálica, se obtuvieron las características de onda controlada y de onda no controlada para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits; las cuales se muestran en la figura 4.12. Mientras que en la figura 4.13, se presenta un acercamiento para la característica de onda controlada.

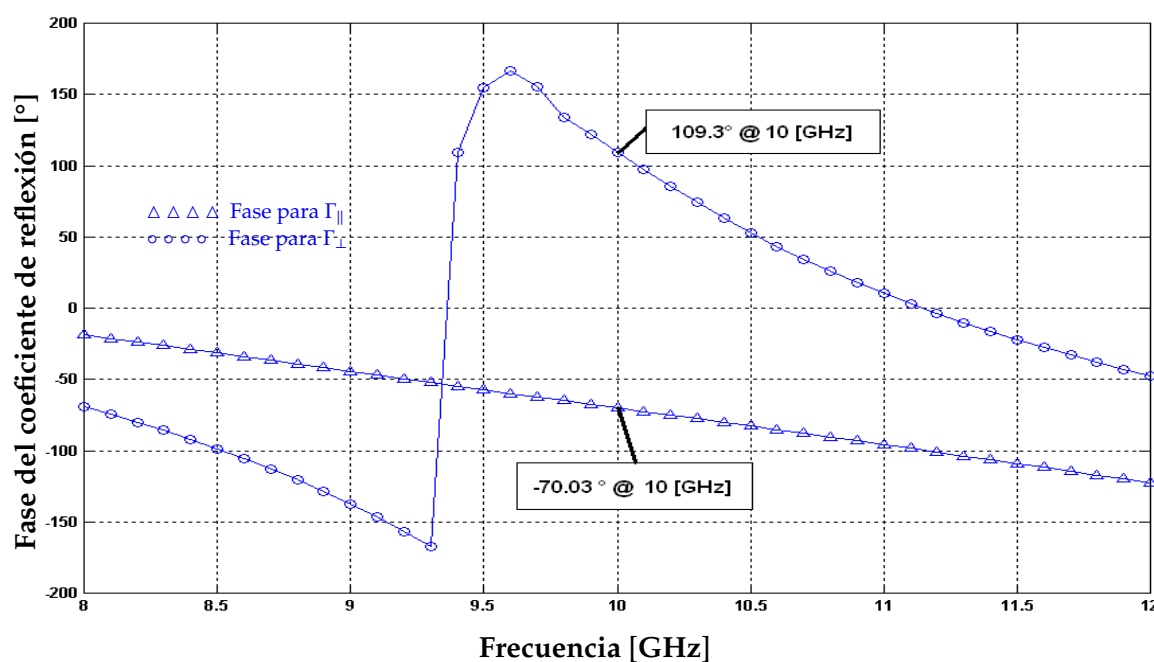


Figura 4.11: Fase para los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} .

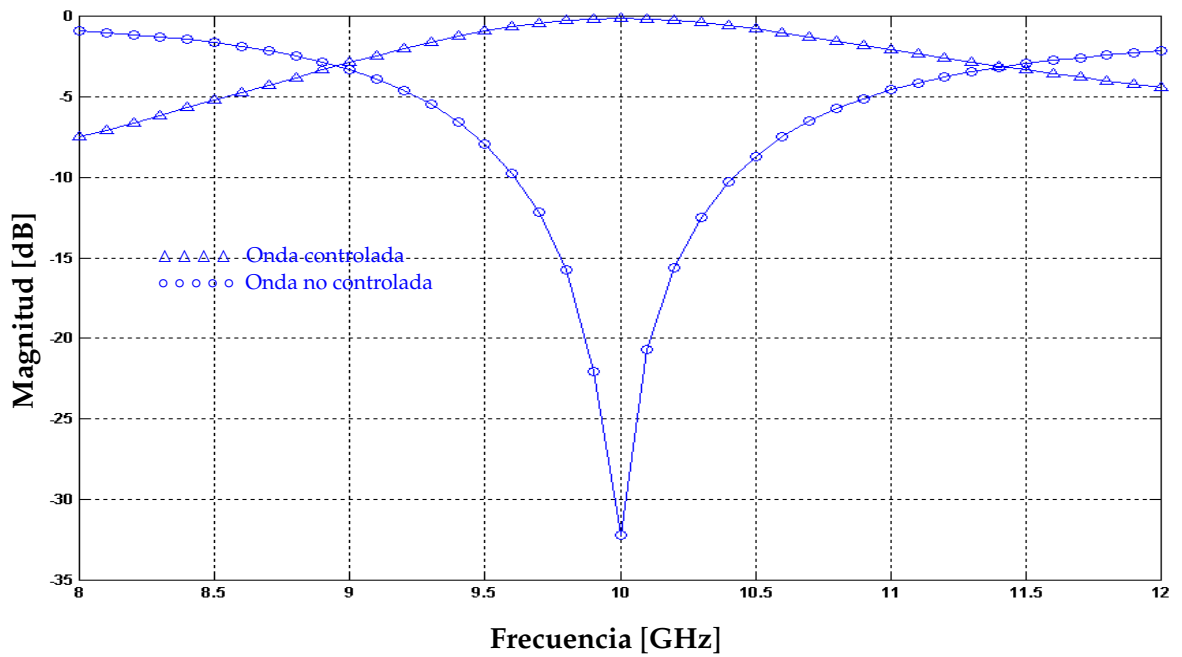


Figura 4.12: Características de onda controlada y onda no controlada para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits.

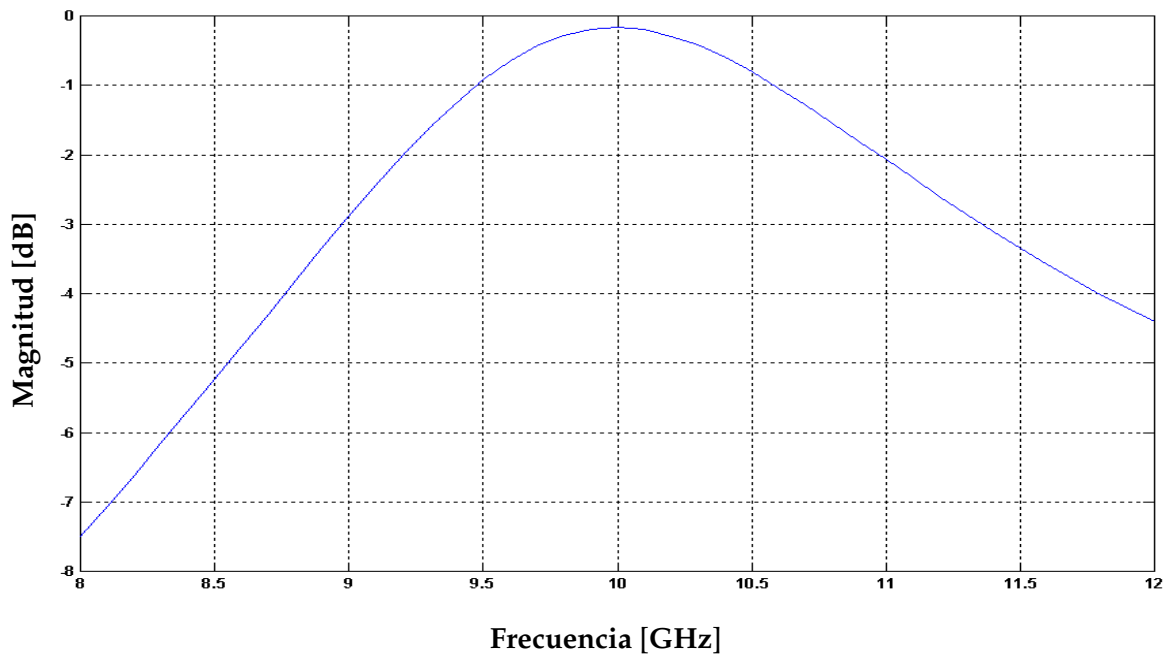


Figura 4.13: Característica de onda controlada para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits.

De la figura 4.13, se tiene que el ancho de banda del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits es de 1.1 [GHz]. Sin embargo, debido al error de fase en

la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , en la característica de onda controlada se tiene un máximo de amplitud de -0.16 [dB] a una frecuencia de 10 [GHz].

En la tabla 4.3 se presentan las fases para la onda reflejada cuando se varía la posición angular de los interruptores MEMS en estado cerrado. El desplazador de fase MEMS que se diseño, es un desplazador de fase de 2 bits; por lo cual se tienen cuatro combinaciones de fase posibles. La primer combinación de fase es cuando los interruptores MEMS en estado cerrado se encuentran en una posición angular de 0° , la segunda combinación se tiene para una posición angular de 45° , la tercera combinación se tiene para una posición angular de 90° y finalmente la cuarta combinación se tiene para una posición angular de 135° . Como se puede observar en la tabla 4.3, para la posición de 0° se tiene un desplazamiento de fase de -70.03° , y debido a que el desplazador de fase utiliza el principio de Fox, el desplazamiento de fase para una posición angular de 45° debe de tener una diferencia de fase de 90° con respecto a la fase que se tiene para la posición de 0° . Sin embargo; debido a los errores en la diferencia de fases de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , existe un error de fase de 1.1° para esta combinación. Para las combinaciones de fase cuando la posición de los MEMS en estado cerrado es 90° y 135° , el error de fase que se tiene es de 0.69° y 2.59° , respectivamente.

TABLA 4.3: Desplazamiento de fase para las diferentes combinaciones del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits.

Posición angular [°] (MEMS cerrados)	Fase simulada [°] @ 10 [GHz]	Fase teórica [°] @ 10 [GHz]	Error de fase [°] @ 10 [GHz]
0	-70.030501	—	—
45	21.071830	19.969499	1.102331
90	109.300418	109.969499	0.669081
135	-157.439860	-160.030501	2.590641

4.3. Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase

Una vez diseñado y obtenido el desempeño del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits. El siguiente paso, es la incorporación de estos desplazadores de fase en un arreglo reflectivo, con el fin de obtener su desempeño electrodinámico.

Un arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS es un arreglo de desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo, el cual es alimentado espacialmente mediante una antena para microondas (por lo general una antena del tipo bocina); con el objetivo de reflejar un campo electromagnético con distribución progresiva en una dirección en particular, figura 4.14 .

El principio de operación del arreglo reflectivo es el siguiente: Cuando una onda de polarización circular incide normalmente sobre el arreglo reflectivo, está alimenta a cada uno de los desplazadores de fase que conforman el arreglo. Y debido a que cada uno de los desplazadores de fase proporciona una cierta fase a la onda reflejada, se genera un desplazamiento de fase lineal; a través del cual es posible controlar la dirección de la onda reflejada.

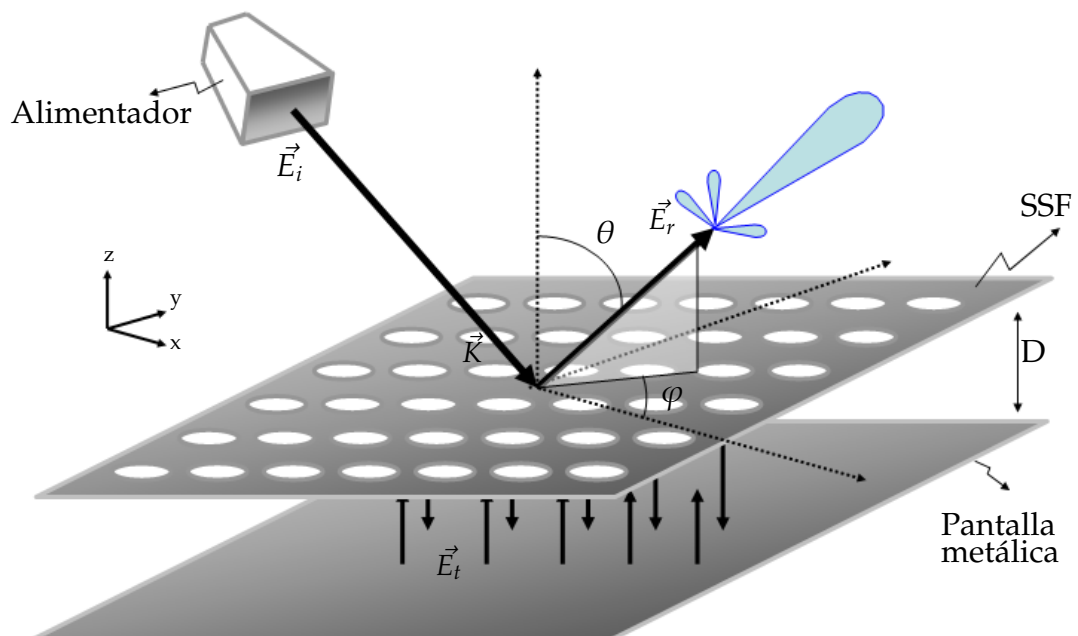


Figura 4.14: Arreglo reflectivo.

En el caso del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo, cuando una onda de polarización circular incide normalmente sobre éste, se genera una sólo onda reflejada en dirección opuesta al plano del desplazador de fase. Sin embargo; en el caso del arreglo reflectivo, la incidencia de una onda con las características anteriores genera una infinidad de ondas reflejadas que se propagan o se desvanecen fuera del plano del arreglo reflectivo. Lo anterior se debe a que en el arreglo existe la presencia de una no uniformidad en los desplazadores de fase; es decir, la onda incidente ya no ilumina a un sólo desplazador de fase sino que alimenta a un conjunto de desplazadores de fase. Y debido, a que cada uno de estos desplazadores está configurado para brindar una fase en particular, la onda reflejada se dispersa en varias direcciones. En la figura 4.15, se puede observar la dispersión de la onda reflejada ante la incidencia normal de una onda de polarización circular, destacando la propagación de una onda primaria reflejada.

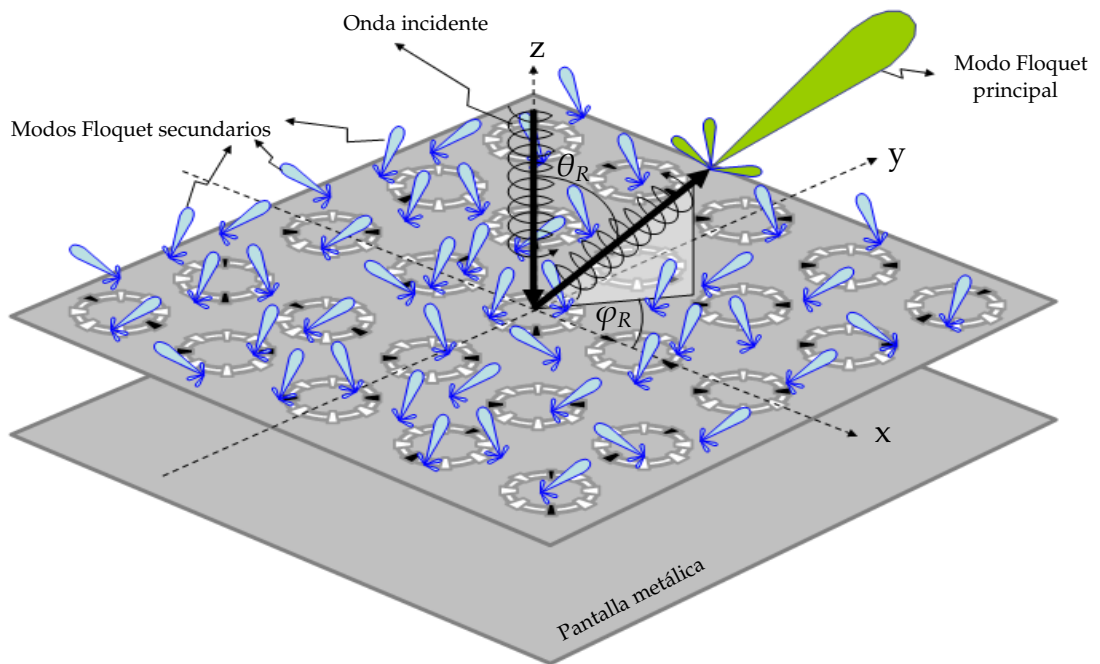


Figura 4.15: Principio de operación del Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase (propagación de modos Floquet reflejados ante la incidencia normal de una onda de polarización circular.)

La onda electromagnética incidente puede ser vista como la suma de dos modos Floquet incidentes TE_{00} y TM_{00} (Teorema de Floquet) [3]. Y también, la onda electromagnética reflejada se puede descomponer en una infinidad de modos Floquet reflejados TE_{mn} y TM_{mn} . Por lo que, el campo electromagnético reflejado puede verse como una suma de modos Floquet [3]:

$$\vec{E}_R = \sum_{i=1}^{\infty} C_i \vec{\Psi}_i(x, y) \quad (4.5)$$

Donde C_i corresponde a la manitud de cada uno de los modos Floquet reflejados que se propagan por el arreglo, mientras que $\vec{\Psi}_i(x, y)$ es el sistema de vectores normalizados de modos Floquet. El teorema de modos Floquet es una extensión del teorema de series de Fourier para funciones periódicas. Esta extensión permite una descripción modal de cualquier campo (o función) que se repita a si mismo periódicamente pero multiplicado por un factor exponencial. Tal función periódica es una descripción apropiada para el campo en la vecindad del arreglo reflectivo infinito; el cual es excitado uniformemente en amplitud pero con una variación lineal de fase [4].

Una vez conocido el campo electromagnético reflejado total, las magnitudes de cada uno de los modos Floquet C_i dispersados por el arreglo y sobre todo del modo Floquet principal reflejado, son obtenidas mediante:

$$C_i = \int_S \vec{E}_R \cdot \vec{\Psi}_i^*(x, y) \quad (4.6)$$

Para definir el sistema de modos Floquet normalizados se tiene que establecer cual será la celda unitaria para cumplir las condiciones de periodicidad, y la distribución que será utilizada para los elementos desfazadores.

4.3.1. Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase utilizando distribución rectangular

En esta sección se llevará acabo el análisis de un arreglo reflectivo del tipo Spyraphase, utilizando una distribución rectangular para la ubicación de cada uno de los desplazadores de fase MEMS; con el fin de poder obtener su comportamiento electrodinámico.

En la figura 4.16, se muestra la ubicación de los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo en el arreglo reflectivo utilizando una distribución rectangular. Para poder obtener el sistema de modos Floquet normalizados $\vec{\Psi}_i(x, y)$ la celda unitaria conocida también como celda grande está compuesta por varios desplazadores de fase (compuesta por cuatro celdas pequeñas; para el caso de la figura 4.16); en donde cada uno de los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo representan una celda pequeña.

Una vez definida la celda unitaria del arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS con desplazadores de fase ubicados mediante una distribución rectangular y utilizando para la alimentación del arreglo una onda de polarización circular con incidencia normal ($\theta_0 = 0, \varphi_0 = 0$), el sistema de vectores normalizados de modos Floquet $\vec{\Psi}_i(x, y)$ está dado por [4]:

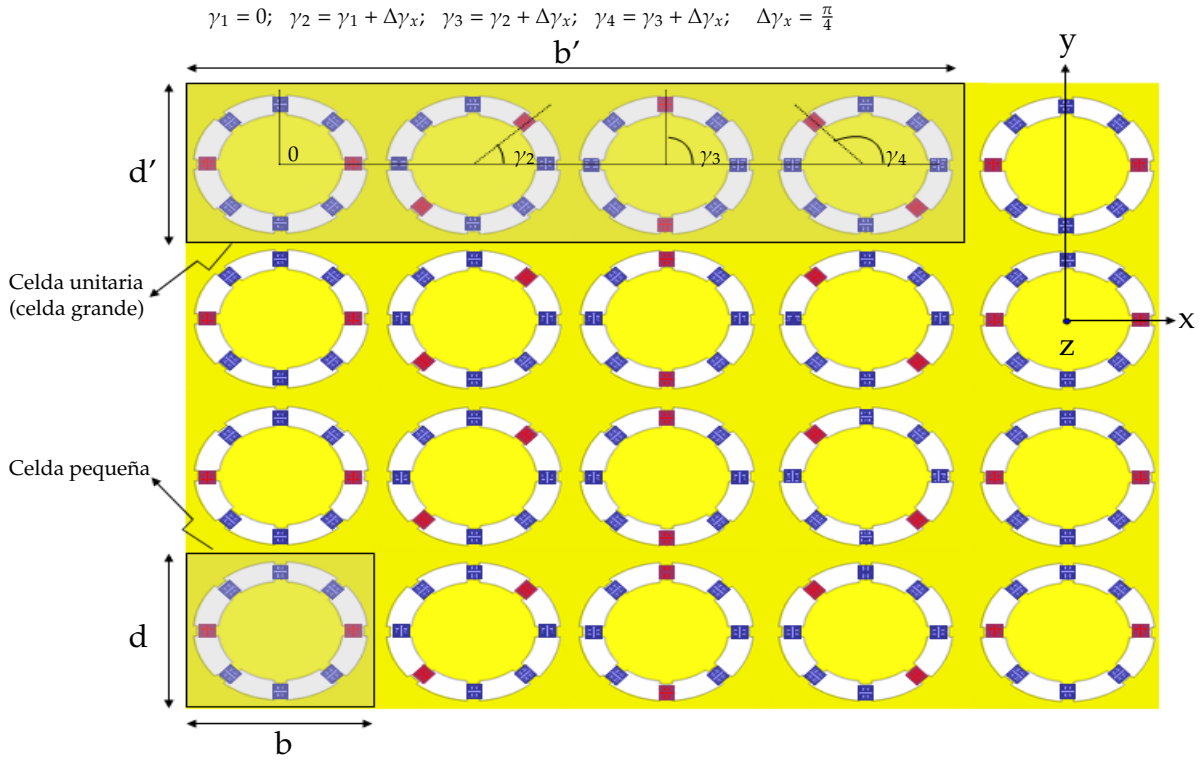


Figura 4.16: Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS y con distribución rectangular para cada uno de los elementos desfazadores que lo conforman.

$$\vec{\Psi}_{1mn} = \sqrt{\frac{1}{b'd'}} \left\{ \frac{k_{y_{mn}} \hat{x} - k_{x_{mn}} \hat{y}}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{-j(k_{x_{mn}} \hat{x} + k_{y_{mn}} \hat{y})} \quad (4.7)$$

$$\vec{\Psi}_{2mn} = \sqrt{\frac{1}{b'd'}} \left\{ \frac{k_{x_{mn}} \hat{x} + k_{y_{mn}} \hat{y}}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{-j(k_{x_{mn}} \hat{x} + k_{y_{mn}} \hat{y})} \quad (4.8)$$

Teniendo [3]:

$$\begin{aligned} k_{x_{mn}} &= k \operatorname{sen}\theta_0 \cos\varphi_0 + \frac{2\pi m}{b'} \\ k_{y_{mn}} &= k \operatorname{sen}\theta_0 \operatorname{sen}\varphi_0 + \frac{2\pi n}{d'} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Pero debido a que se trabaja con una onda de polarización circular con incidencia normal al arreglo ($\theta_0 = 0, \varphi_0 = 0$):

$$\begin{aligned} k_{x_{mn}} &= \frac{2\pi m}{b'} \\ k_{y_{mn}} &= \frac{2\pi n}{d'} \\ k_{r_{mn}}^2 &= k_{x_{mn}}^2 + k_{y_{mn}}^2 \end{aligned} \quad (4.10)$$

En donde los subíndices 1 y 2 que preceden al subíndice mn denotan un modo TE o un modo TM, respectivamente; $k_{x_{mn}}$ y $k_{y_{mn}}$ son las constantes de propagación de los modos Floquet mn en las direcciones x y y , respectivamente. \hat{x} y \hat{y} son los vectores unitarios sobre los ejes x y y , respectivamente. Y $b' = N_x b$ y $d' = N_y d$ son el largo y ancho de la celda unitaria (celda grande), respectivamente.

A partir de las ecuaciones 4.7 y 4.8, se pueden obtener todos los modos Floquet TE y TM que son reflejados por el arreglo. De donde, para poder obtener la onda reflejada principal; primero se debe de obtener la pareja de modos Floquet principales TE y TM.

Para el arreglo reflectivo cuyos elementos desfazadores están distribuidos de manera rectangular (figura 4.16), la celda unitaria está compuesta por más de una celda pequeña. La diferencia de la posición angular progresiva de los interruptores MEMS en estado cerrado para dos celdas pequeñas adyacentes sobre el eje x , está dada por [3]:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi M_x}{N_x} \quad (4.11)$$

Siendo N_x el número de celdas pequeñas que integran una celda grande a lo largo del eje x y M_x representa el desplazamiento de fase en términos del número total de 2π que son introducidos por la celda unitaria. A partir de la ecuación 4.11, se pueden aproximar los diferentes valores para $\Delta\gamma_x$, teniendo la posibilidad de controlar la dirección de la onda reflejada sobre el plano XZ.

Sin embargo, se debe de poder estimar la eficiencia de conversión entre la onda que se hace incidir en el arreglo y la onda que ha sido reflejada. El cálculo para la eficiencia de la conversión de la onda reflejada en una dirección en particular con respecto a la onda incidente, se obtiene mediante la relación llamada pérdidas de conversión; la cual es una relación entre la densidad de potencia de los modos deseados y la densidad de potencia de los modos incidentes y está dada por:

$$L_c = \frac{Y_{1_{mn}} |C_{1_{mn}}|^2 + Y_{2_{mn}} |C_{2_{mn}}|^2}{2 Y_{00} |C_{00}|^2} \quad (4.12)$$

Teniendo:

$$\begin{aligned} Y_{1_{mn}} &= \frac{\Gamma_{mn}}{\omega \mu_0} \\ Y_{2_{mn}} &= \frac{\omega \epsilon_0}{\Gamma_{mn}} \\ \Gamma_{mn}^2 &= k^2 - k_{x_{mn}}^2 - k_{y_{mn}}^2 \end{aligned} \quad (4.13)$$

En donde $Y_{1_{mn}}$ y $Y_{2_{mn}}$ son las admitancias para los modos Floquet TE $_{mn}$ y TM $_{mn}$, respectivamente. $k = 2\pi/\lambda_0$, λ_0 es la longitud de onda del espacio libre, y μ_0 y

ϵ_0 son las constantes eléctrica y magnética del espacio libre. C_{1m} y C_{2m} son las magnitudes de los modos TE_{mn} y TM_{mn} que conforman la onda reflejada principal, mientras que C_{00} es la magnitud del modo incidente.

4.3.2. Diseño y simulación de Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase utilizando distribución rectangular

Para el diseño del arreglo reflectivo, primero se debe de indicar cuál será el ángulo de reflexión que se desea para la onda reflejada. Y se deben de tener presentes cuales son las dimensiones de los desplazadores de fase que van a conformar el arreglo. Debido a que para el arreglo reflectivo con distribución rectangular, sólo se va a tener variación angular progresiva sobre el eje x de los interruptores MEMS en estado cerrado. Los modos Floquet principales reflejados son los modos TE_{m0} y TM_{m0} , con $m \geq 1$ (donde m se relaciona directamente con el parámetro M_x). En la figura 4.17, se presentan las magnitudes de los modos TE_{10} al modo TE_{50} y en la figura 4.18 se presentan las magnitudes de los modos TM_{10} al modo TM_{50} . Como se puede observar, las magnitudes que destacan son las de los modos TE_{10} y TM_{10} ; mientras que la aportación de los demás modos es muy poca. Lo anterior se obtuvo a partir de la simulación de un arreglo reflectivo con desplazadores de fase MEMS distribuidos rectangularmente (desplazadores de fase diseñados en la sección 4.2), y teniendo una $\Delta\gamma_x = \pi/3$.

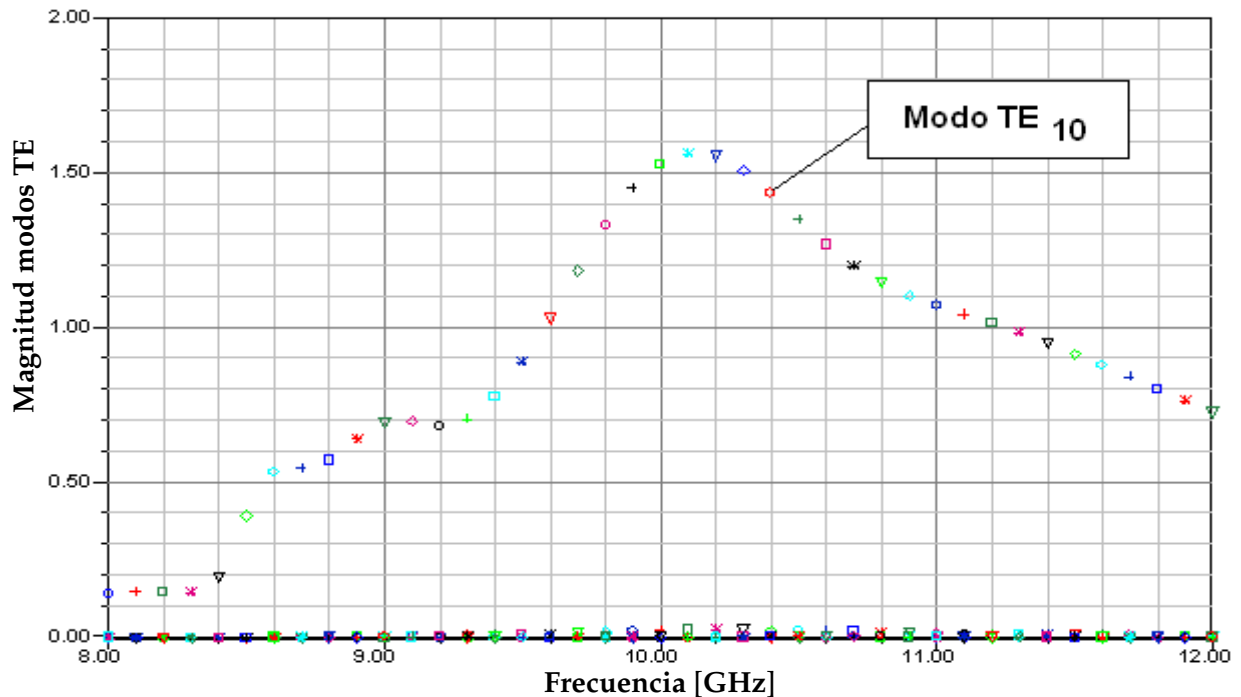


Figura 4.17: Magnitud de los modos TE para el Arreglo Reflectivo en la Banda X (Distribución Rectangular, $\Delta\gamma_x = \pi/3$).

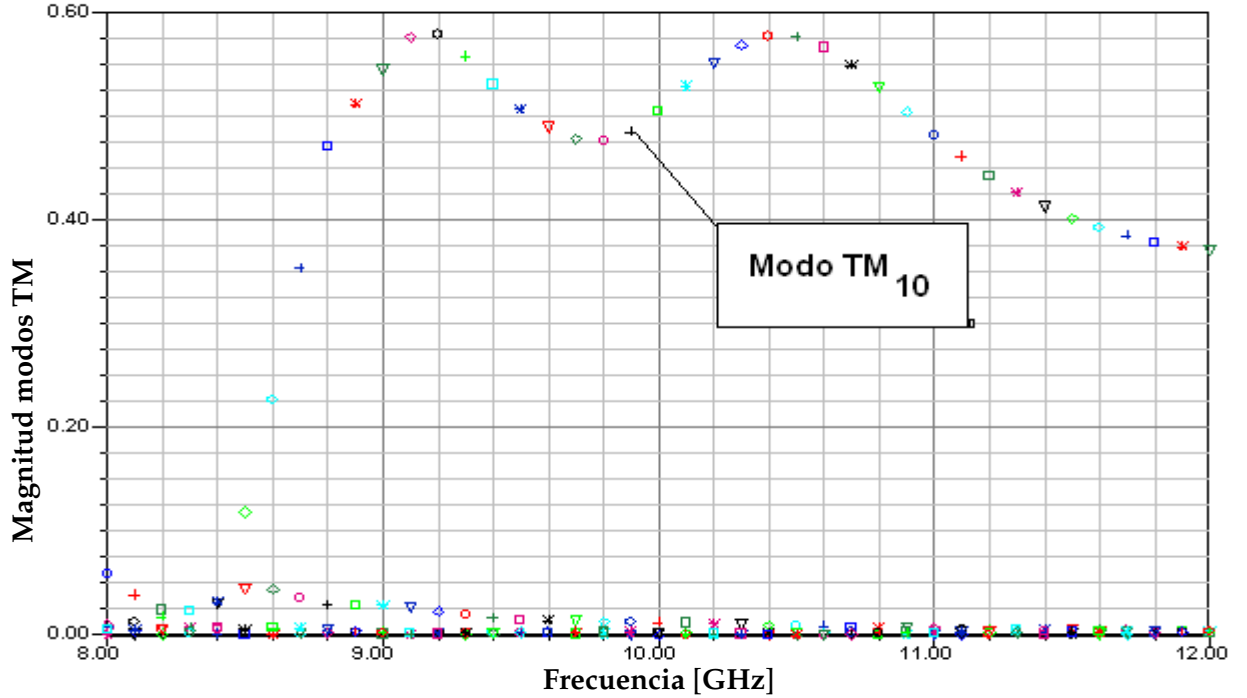


Figura 4.18: Magnitud de los modos TM para el Arreglo Reflectivo en la Banda X (Distribución Rectangular, $\Delta\gamma_x = \pi/3$).

Para el caso particular cuando se trabaja con una onda de polarización circular y de incidencia normal al arreglo, y tomando en cuenta que la pareja de modos Floquet principales son los modos TE_{10} y TM_{10} . De la ecuación 4.10, se tiene que las constantes de propagación en los ejes x , y , y z , son:

$$\begin{aligned}
 k_{x_{10}} &= \frac{2\pi}{b'} \\
 k_{y_{10}} &= 0 \\
 k_{z_{10}} &= \sqrt{k^2 - k_{x_{10}}^2 - k_{y_{10}}^2} = \sqrt{(2\pi f)^2 \mu_0 \epsilon_0 - \left(\frac{2\pi}{b'}\right)^2} \quad (4.14)
 \end{aligned}$$

Y siendo θ_R el ángulo entre la normal del plano del arreglo reflectivo y el eje x , se tiene que:

$$\theta_R = \tan^{-1}\left(\frac{k_{x_{10}}}{k_{z_{10}}}\right) \quad (4.15)$$

Por lo tanto para el caso en que los modos Floquet principales son los modos TE₁₀ y TM₁₀, el número de desplazadores de fase que conforman la celda grande del arreglo reflectivo, se obtiene aproximadamente como:

$$N_x = \frac{2\pi \sqrt{1 + (\tan\theta_R)^2}}{b k \tan\theta_R} \quad (4.16)$$

De donde, b es el largo de la celda pequeña (o largo del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo); $k = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$, siendo f la frecuencia central de trabajo del desplazador de fase MEMS y μ_0 y ϵ_0 son las constantes eléctrica y magnética del espacio libre. θ_R es el ángulo de reflexión que se desea.

Se simularon arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con diferentes ángulos de reflexión para la onda reflejada. Para llevar a cabo dichas simulaciones se utilizaron los desplazadores de fase diseñados en la sección 4.2, y se utilizó una onda de polarización circular con incidencia normal al arreglo.

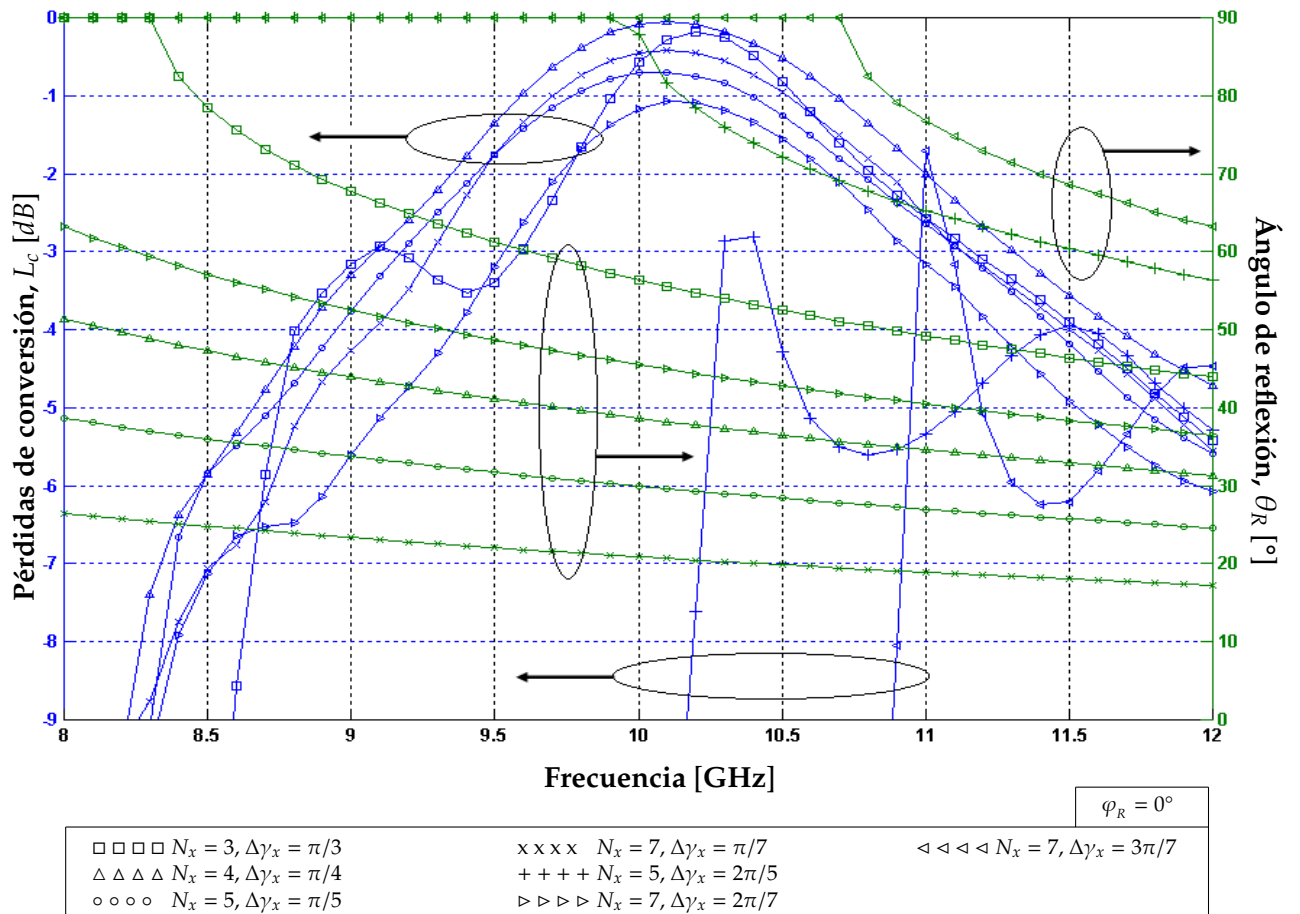


Figura 4.19: Pérdidas de Conversión para el Arreglo Reflectivo en la Banda X (Distribución Rectangular)

En la figura 4.19, se presentan los resultados para las pérdidas de conversión de diferentes arreglos reflectivos del tipo Spyraphase. Teniendo pérdidas de conversión menores a -1 dB, para ángulos de reflexión cercanos a los 60° a una frecuencia de 10 [GHz], y además se posee un ancho de banda de 1 [GHz] con respecto a la frecuencia central de trabajo de 10 [GHz]. Para el caso del ángulo de reflexión de $45.54^\circ @ 10$ [GHz], se observan pérdidas superiores a -1 dB, lo cual se debe a los errores de fase para aproximar los desplazamientos a partir de las combinaciones de fase que el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits permite.

En la tabla 4.4, se resumen los resultados para los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos desfazadores MEMS presentados en la sección 4.2.

TABLA 4.4: Pérdidas de conversión para diferentes arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos MEMS (distribución rectangular), a una frecuencia de 10 [GHz].

Ángulo de reflexión θ_R [°]	$\Delta\gamma_x$ [°]	N_x	M_x	Pérdidas de conversión [dB]
56.38	60	3	1	-0.57
45.54	51.43	7	2	-1.17
38.65	45	4	1	-0.09
29.98	36	5	1	-0.71
20.9	25.71	7	1	-0.45

4.3.3. Arreglos reflectivos del tipo Spyraphase utilizando distribución sesgada

A continuación se presentan el análisis, diseño y simulación de arreglos reflectivos del tipo Spyraphase utilizando una distribución sesgada para la ubicación de cada uno de los desplazadores de fase que forman parte del arreglo. Esto, con el fin de poder tener el control del ángulo de reflexión de la onda reflejada por el arreglo en un plano diferente al plano XZ.

El desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo que es la base del arreglo reflectivo Spyraphase con distribución sesgada, se presenta en la figura 4.20. En donde se observa que las dimensiones del desplazador de fase se modificaron debido a la inclinación que existe respecto al eje x, dicha inclinación está dada por el ángulo β . Y debido a esta modificación, la respuesta electrodinámica tanto de la SSF MEMS como del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo, varió. Por lo tanto, se tuvo que reajustar la geometría en general del desplazador de fase MEMS, para que éste pueda seguir cumpliendo con el principio de $F_{ox}(\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp})$. En la figura 4.21, se presenta el comportamiento electrodinámico y la geometría de la SSF MEMS base del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo que integra el arreglo reflectivo con distribución sesgada. Esta simulación se llevó a cabo en

el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia, manejando una onda de polarización horizontal $\vec{E}_i = \hat{x}$ con incidencia normal a la SSF.

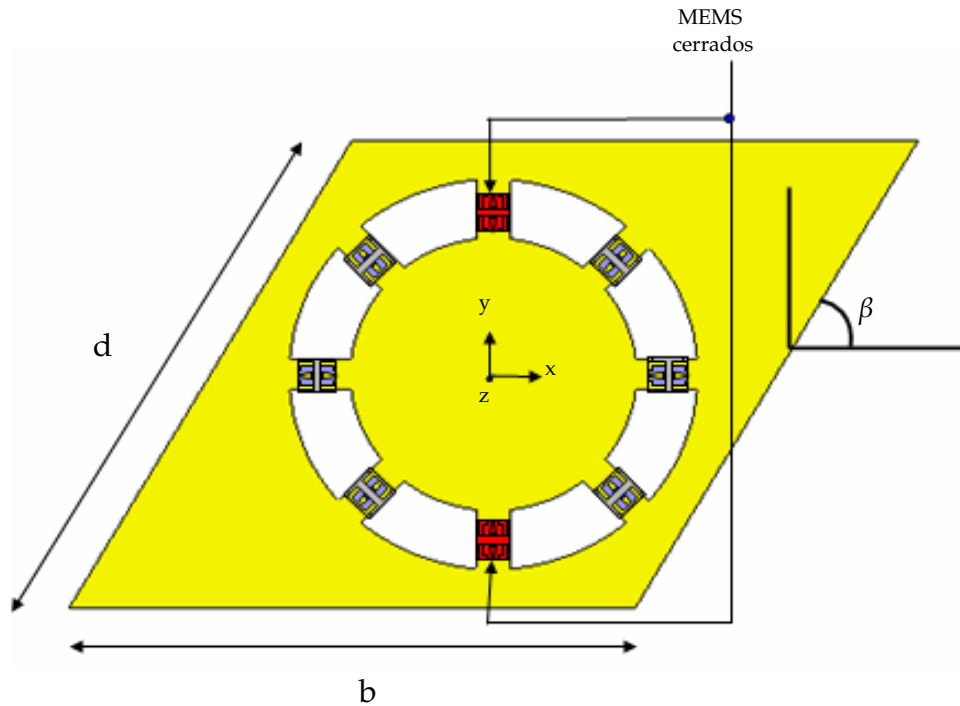


Figura 4.20: Desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (base del arreglo reflectivo con distribución sesgada).

Debido a que el comportamiento de la SSF MEMS de la figura 4.21, es similar al de la SSF MEMS de la sección 4.2, el diseño del desplazador de fase (base del arreglo reflectivo con distribución sesgada) a partir de su modelo eléctrico fue el mismo que para el desplazador de fase base del arreglo reflectivo con distribución rectangular. Teniendo como distancia inicial, $D = 8.69$ [mmm] @ 10 [GHz].

A continuación se simuló el desplazador de fase en el software especializado para simulaciones de estructuras en alta frecuencia. Partiendo de los datos del modelo eléctrico, la pantalla metálica se colocó a una distancia $D = 8.69$ [mm]; sin embargo, la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} fue de 192.38° . Por lo tanto, se varió la posición de la pantalla metálica hasta tener una diferencia de fases igual a 180° . En la tabla 4.5, se resumen los resultados de las simulaciones para diferentes posiciones de la pantalla metálica. Dichas simulaciones se llevaron a cabo con una onda de polarización circular ($\vec{E}_i = \frac{1}{\sqrt{2}}\hat{a}_x + j\frac{1}{\sqrt{2}}\hat{a}_y$) con incidencia normal ($-\hat{z}$) al desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo.

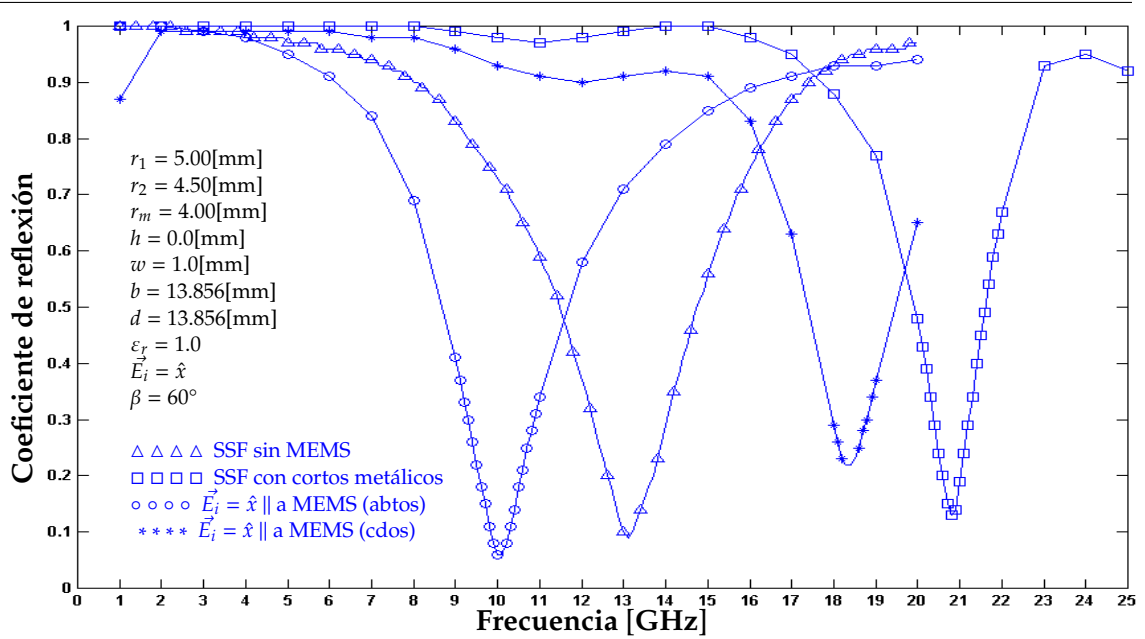


Figura 4.21: Coeficiente de reflexión para la SSF optimizada con 8 MEMS para la banda X base del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (arreglo reflectivo con distribución sesgada).

TABLA 4.5: Resultados para diferentes posiciones de la pantalla metálica 'D' del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (arreglo reflectivo con distribución sesgada).

Posición pantalla metálica D [mm]	Fase Γ_{\parallel} [°]	Fase Γ_{\perp} [°]	Diferencia de fases [°]
7.5	-67.623251	116.430843	175.645906
7.52	-65.634838	154.452823	139.912339
7.54	-68.933038	165.146963	125.919999
7.56	-66.075175	114.585194	179.339631
7.58	-65.563128	112.221084	132.212788
7.6	-67.766558	117.189138	175.044304
7.7	-68.301796	116.395947	175.302257
7.8	-67.593488	110.616889	181.789623
7.9	-67.970582	155.998660	182.038593
8.0	-66.166339	107.279427	186.554234
8.69	-67.15834	100.465455	192.376205

La posición de la pantalla metálica $D = 7.56$ [mm], es la más próxima para que el principio de Fox se cumpla ($\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$). La diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} es de 179.339631° , teniendo un error de fase de 0.660369° (ver figura 4.22). Una vez que se ha encontrado la posición adecuada para la pantalla metálica, se obtuvieron las características de onda controlada y de onda no controlada para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits base del arreglo reflectivo del tipo Spyrhaphase con distribución sesgada; las cuales se muestran en la figura 4.23. Mientras que en la figura 4.24, se presenta un

acercamiento para la característica de onda controlada.

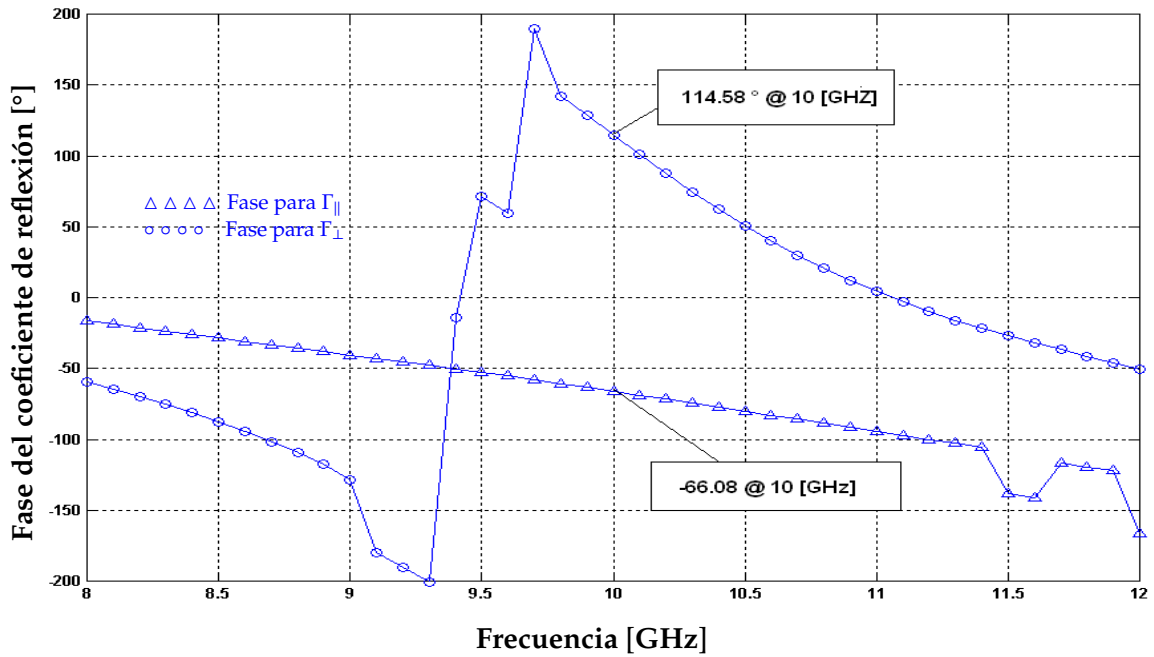


Figura 4.22: Fase para los coeficientes de reflexión $\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp} (arreglo reflectivo con distribución sesgada).

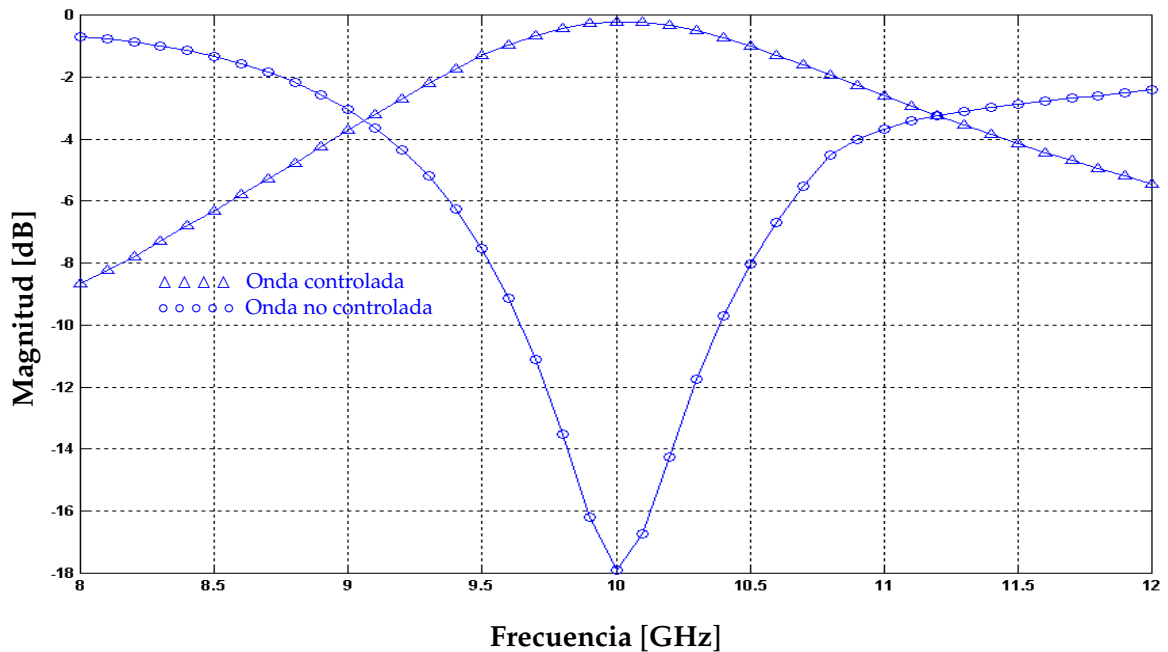


Figura 4.23: Características de onda controlada y onda no controlada para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (arreglo reflectivo con distribución sesgada).

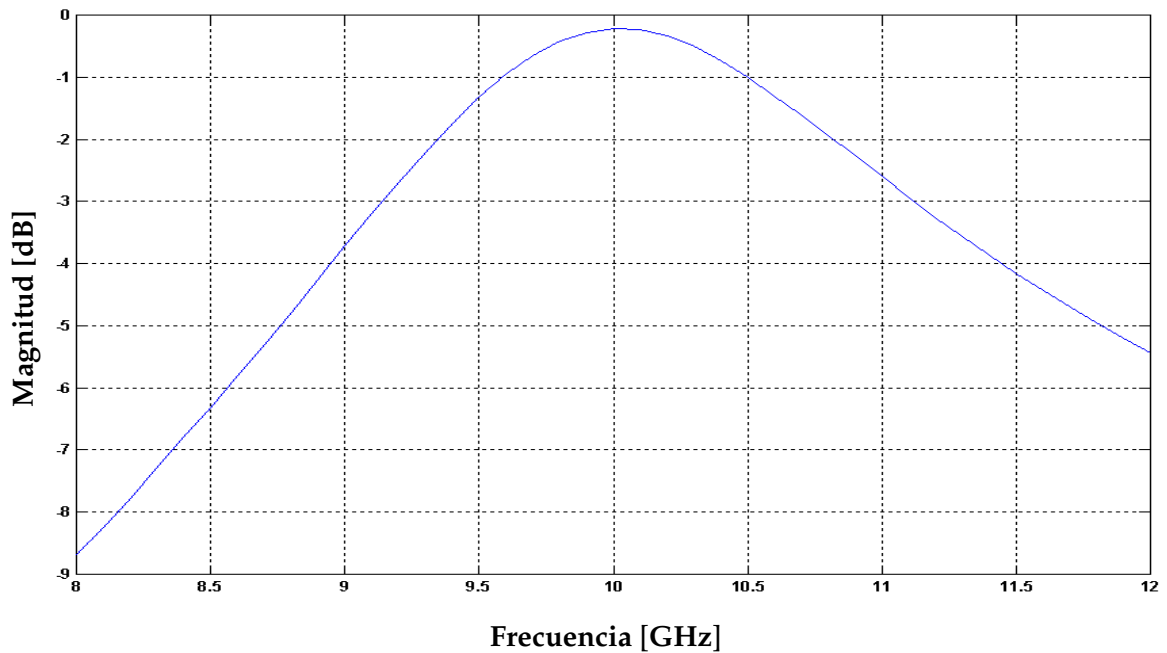


Figura 4.24: Característica de onda controlada para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (arreglo reflectivo con distribución sesgada).

De la figura 4.24, se tiene que el ancho de banda del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits base del arreglo reflectivo con distribución sesgada es de 0.9 [GHz]. Y se tiene un máximo de amplitud de -0.11 [dB] a una frecuencia de 10 [GHz], debido al error de fase en la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} . En la tabla 4.6, se presentan las fases para la onda reflejada cuando se varía la posición angular de los interruptores MEMS en estado cerrado. Debido a los errores en la diferencia de fases de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , existe un error de fase de 2.14° para la combinación de fase cuando la posición de los MEMS en estado cerrado es de 45° . Para las combinaciones de fase cuando la posición de los MEMS en estado cerrado es 90° y 135° , el error de fase que se tiene es de 0.67° y 5.09° , respectivamente.

TABLA 4.6: Desplazamiento de fase para las diferentes combinaciones del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (arreglo reflectivo con distribución sesgada).

Posición angular [°] (MEMS cerrados)	Fase simulada [°] @ 10 [GHz]	Fase teórica [°] @ 10 [GHz]	Error de fase [°] @ 10 [GHz]
0	-66.08	—	—
45	21.78	23.92	2.14
90	114.59	113.92	0.67
135	-151.02	-156.08	5.06

Una vez diseñado el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits, el siguiente paso es establecer cual será la celda unitaria o celda grande en el arreglo reflectivo con distribución sesgada, ver figura 4.25.

$$\gamma_1 = 0; \quad \gamma_2 = \gamma_1 + \Delta\gamma_x; \quad \gamma_3 = \gamma_2 + \Delta\gamma_x; \quad \gamma_4 = \gamma_3 + \Delta\gamma_x; \quad \Delta\gamma_x = \frac{\pi}{4}$$

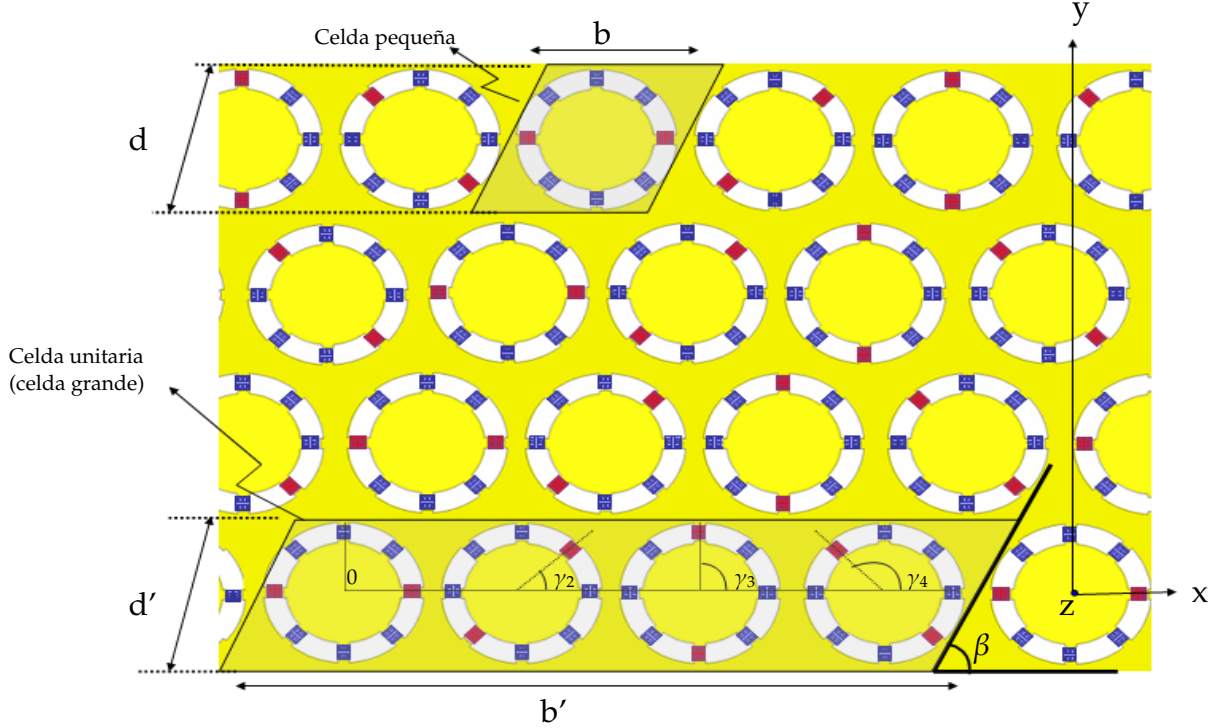


Figura 4.25: Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS y con distribución sesgada para cada uno de los elementos desfazadores que lo conforman.

De igual manera que en el arreglo reflectivo con distribución rectangular, la celda unitaria está compuesta por más de una celda pequeña. La incidencia de una onda de polarización circular con incidencia normal sobre el arreglo reflectivo con distribución sesgada genera una infinidad de ondas reflejadas que se propagan o se desvanecen fuera del plano del arreglo reflectivo. Lo anterior, al igual que en el caso del arreglo con distribución rectangular, se debe a que en el arreglo existe la presencia de una no uniformidad en los desplazadores de fase; es decir, la onda incidente ya no ilumina a un sólo desplazador de fase sino que alimenta a un conjunto de desplazadores de fase. Y debido, a que cada uno de estos desplazadores está configurado para brindar una fase en particular, la onda reflejada se dispersa en varias direcciones, ver figura 4.15.

Una vez más, conocido el campo electromagnético reflejado total, las magnitudes de cada uno de los modos Floquet C_i dispersados por el arreglo con distribución sesgada son obtenidas mediante:

$$C_i = \int_S \vec{E}_R \cdot \vec{\Psi}_i^*(x, y) \quad (4.17)$$

El sistema de modos Floquet normalizados $\vec{\Psi}_i(x, y)$ del arreglo reflectivo del tipo Sphyrphase con elementos MEMS con desplazadores de fase ubicados mediante una distribución sesgada y que utiliza para su alimentación una onda de polarización circular con incidencia normal ($\theta_0 = 0, \varphi_0 = 0$), está dado por [4]:

$$\vec{\Psi}_{1mn} = \sqrt{\frac{1}{b'd'}} \left\{ \frac{k_{ymn}\hat{x} - k_{xmn}\hat{y}}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{-j(k_{xmn}\hat{x} + k_{ymn}\hat{y})} \quad (4.18)$$

$$\vec{\Psi}_{2mn} = \sqrt{\frac{1}{b'd'}} \left\{ \frac{k_{xmn}\hat{x} + k_{ymn}\hat{y}}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{-j(k_{xmn}\hat{x} + k_{ymn}\hat{y})} \quad (4.19)$$

Teniendo [3]:

$$\begin{aligned} k_{xmn} &= \frac{2\pi m}{b'} \\ k_{ymn} &= \left(\frac{2\pi n}{d' \sin\beta} - \frac{2\pi m}{b'} \cot\beta \right) \\ k_{r_{mn}}^2 &= k_{xmn}^2 + k_{ymn}^2 \end{aligned} \quad (4.20)$$

En donde los subíndices 1 y 2 que preceden al subíndice mn denotan un modo TE o un modo TM, respectivamente; k_{xmn} y k_{ymn} son las constantes de propagación de los modos Floquet mn en las direcciones x y y , respectivamente. \hat{x} y \hat{y} son los vectores unitarios sobre los ejes x y y , respectivamente. Y $b' = N_x b$ y $d' = N_y d$ son el largo y ancho de la celda unitaria (celda grande), respectivamente. Y β es el ángulo que define la inclinación para la distribución sesgada.

A partir de las ecuaciones 4.18 y 4.19, se pueden obtener todos los modos Floquet TE y TM que son reflejados por el arreglo. La diferencia de la posición angular progresiva de los interruptores MEMS en estado cerrado para dos celdas pequeñas adyacentes sobre el eje x en el arreglo reflectivo con distribución sesgada, está dada por [3]:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi M_x}{N_x} \quad (4.21)$$

Siendo N_x el número de celdas pequeñas que integran una celda grande a lo largo del eje x y M_x representa el desplazamiento de fase en términos del número total de 2π que son introducidos por la celda unitaria. A partir de la ecuación 4.21, se pueden aproximar los diferentes valores para $\Delta\gamma_x$, teniendo la posibilidad de controlar la dirección de la onda reflejada sobre un plano paralelo al eje normal del arreglo reflectivo.

El cálculo para las pérdidas de conversión está dado por:

$$L_c = \frac{Y_{1mn} |C_{1mn}|^2 + Y_{2mn} |C_{2mn}|^2}{2 Y_{00} |C_{00}|^2} \quad (4.22)$$

Teniendo:

$$\begin{aligned} Y_{1_{mn}} &= \frac{\Gamma_{mn}}{\omega \mu_0} \\ Y_{2_{mn}} &= \frac{\omega \epsilon_0}{\Gamma_{mn}} \\ \Gamma_{mn}^2 &= k^2 - k_{x_{mn}}^2 - k_{y_{mn}}^2 \end{aligned} \quad (4.23)$$

En donde $Y_{1_{mn}}$ y $Y_{2_{mn}}$ son las admitancias para los modos Floquet TE_{mn} y TM_{mn} , respectivamente. $k = 2\pi/\lambda_0$, λ_0 es la longitud de onda del espacio libre, y μ_0 y ϵ_0 son las constantes eléctrica y magnética del espacio libre. $C_{1_{mn}}$ y $C_{2_{mn}}$ son las magnitudes de los modos TE_{mn} y TM_{mn} que conforman la onda reflejada principal, mientras que C_{00} es la magnitud del modo incidente.

Al igual que para el arreglo reflectivo con distribución rectangular, los modos Floquet principales reflejados para el arreglo reflectivo con distribución sesgada son los modos TE_{m0} y TM_{m0} , con $m \geq 1$ (donde m se relaciona directamente con el parámetro M_x).

Para el caso particular cuando se trabaja con una onda de polarización circular y de incidencia normal al arreglo, y tomando en cuenta que la pareja de modos Floquet principales son los modos TE_{10} y TM_{10} . De la ecuación 4.10, se tiene que las constantes de propagación en los ejes x , y , y z , son:

$$\begin{aligned} k_{x_{10}} &= \frac{2\pi}{b'} \\ k_{y_{10}} &= -\frac{2\pi}{b'} \cot\beta \\ k_{r_{10}} &= \sqrt{k_{x_{10}}^2 + k_{y_{10}}^2} \\ k_{z_{10}} &= \sqrt{k^2 - k_{x_{10}}^2 - k_{y_{10}}^2} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Los ángulos φ_R y θ_R que definen la dirección de la onda reflejada, están dados por:

$$\begin{aligned} \varphi_R &= \tan^{-1}\left(\frac{k_{y_{10}}}{k_{x_{10}}}\right) = \tan^{-1}(\cot\beta) \\ \theta_R &= \tan^{-1}\left(\frac{k_{r_{10}}}{k_{z_{10}}}\right) \end{aligned} \quad (4.25)$$

Por lo tanto para el caso en que los modos Floquet principales son los modos TE_{10} y TM_{10} , el número de desplazadores de fase que conforman la celda grande

del arreglo reflectivo, se obtiene aproximadamente como:

$$N_x = \frac{2\pi \sqrt{[1 + (\cot\beta)^2][1 + (\tan\theta_R)^2]}}{b k \tan\theta_R} \quad (4.26)$$

Mientras que para el caso general, donde los modos Floquet principales son los modos TE_{m0} y TM_{m0} , el número de celdas pequeñas que conforman una celda grande en el arreglo reflectivo con distribución sesgada, está dado por:

$$N_x = \frac{2\pi m \sqrt{[1 + (\cot\beta)^2][1 + (\tan\theta_R)^2]}}{b k \tan\theta_R} \quad (4.27)$$

De donde, b es el largo de la celda pequeña (o largo del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo); $k = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$, siendo f la frecuencia central de trabajo del desplazador de fase MEMS y μ_0 y ε_0 son las constantes eléctrica y magnética del espacio libre. θ_R es el ángulo de reflexión que se desea y m es el subíndice del modo Floquet principal.

En la figura 4.26, se presentan los resultados para las pérdidas de conversión de diferentes arreglos reflectivos del tipo Spyraphase los cuales utilizan una distribución sesgada (con un ángulo $\beta = 60^\circ$) para la ubicación de cada uno de sus elementos desfazadores. Para las simulaciones se utilizó una onda de polarización circular con incidencia normal al arreglo reflectivo.

De la figura 4.26, se puede observar que el plano de escaneo, es un plano que se encuentra a un ángulo $\varphi_R = -30^\circ$ con respecto del plano XZ. Mientras que las pérdidas de conversión son menores a -1 dB, para ángulos de reflexión cercanos a los 60° a una frecuencia de 10 [GHz], y además para los arreglos reflectivos con las menores pérdidas de conversión se posee un ancho de banda aproximado de 1 [GHz] con respecto a la frecuencia central de trabajo de 10 [GHz]. Para el caso del ángulo de reflexión de $45.54^\circ @ 10$ [GHz], se observan pérdidas superiores a -1 dB, lo cual se debe a los errores de fase para aproximar los desplazamientos a partir de las combinaciones de fase que el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits permite.

En la tabla 4.7, se resumen los resultados para los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos MEMS utilizando distribución sesgada.

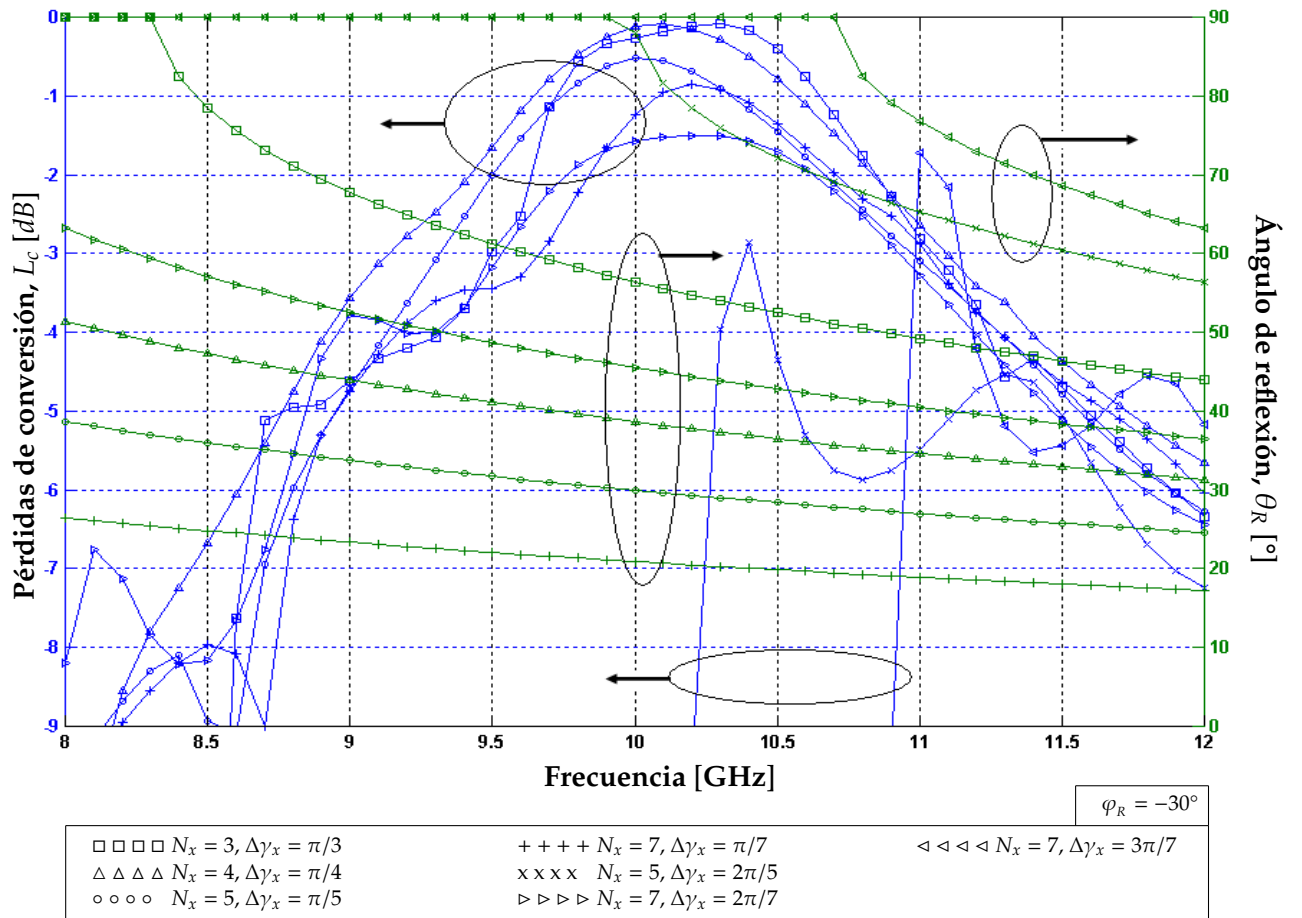


Figura 4.26: Pérdidas de Conversión para el Arreglo Reflectivo en la Banda X (Distribución Sesgada)

TABLA 4.7: Pérdidas de conversión para diferentes arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos MEMS (distribución sesgada), a una frecuencia de 10 [GHz].

Ángulo de reflexión θ_R [°]	$\Delta\gamma_x$ [°]	N_x	M_x	Pérdidas de conversión [dB]
56.38	60	3	1	-0.18
45.54	51.43	7	2	-1.54
38.65	45	4	1	-0.15
29.98	36	5	1	-0.52
20.91	25.71	7	1	-1.23

4.4. Conclusiones

Los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos MEMS presentados en este capítulo, utilizan desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (los cuales son diseñados en base al principio de Fox para antenas del tipo Spyraphase) y además utilizan dos tipos de distribuciones para la ubicación de sus elementos desfazadores: rectangular y sesgada.

Los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo diseñados para los arreglos reflectivos con distribución rectangular, poseen un ancho de banda de 1.1 [GHz] y su frecuencia central es de 10 [GHz] (teniendo una variación de 0.14 [GHz] en su ancho de banda, con respecto a los resultados obtenidos a partir de su modelo eléctrico). Estos desplazadores de fase están integrados en Superficies Selectivas de Frecuencia MEMS de aperturas anulares, cuya frecuencia de resonancia es igual a 10 [GHz]. Las dimensiones de dichas SSF's son $b=d=12$ [mm], tienen un radio medio igual a 4.4 [mm] y el ancho de la apertura es de 1 [mm].

Mientras que los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo diseñados para los arreglos reflectivos con distribución sesgada, poseen un ancho de banda de 0.9 [GHz] y su frecuencia central es de 10 [GHz] (teniendo una variación de 0.06 [GHz] en su ancho de banda, con respecto a los resultados obtenidos a partir de su modelo eléctrico). Las SSF's MEMS de aperturas anulares en las cuales están integrados dichos desplazadores de fase tienen una frecuencia de resonancia de 10 [GHz]. Las dimensiones de estas SSF's son $b=d=13.856$ [mm], tienen un radio medio igual a 4.5 [mm], el ancho de la apertura es de 1 [mm] y $\beta = 60^\circ$.

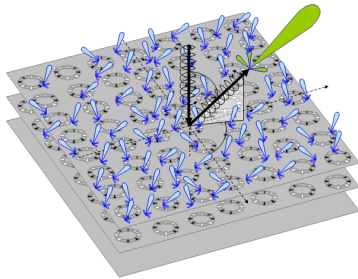
Los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos MEMS que utilizan una distribución rectangular para ubicar los desplazadores de fase, tienen pérdidas de conversión menores a -1 dB a una frecuencia de 10 [GHz] para ángulos de reflexión cercanos a 60° , y su banda de trabajo es de 1 [GHz]. El plano de escaneo para estos arreglos reflectivos, es el plano XZ.

Por otra parte, el plano de escaneo para los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos MEMS que utilizan una distribución sesgada (para ubicar los desplazadores de fase) es un plano paralelo al eje normal del arreglo, con un ángulo $\varphi_R = -30^\circ$ con respecto al plano XZ. Estos arreglos tienen pérdidas de conversión menores a -1 dB a una frecuencia de 10 [GHz] para ángulos de reflexión cercanos a 60° , y su banda de trabajo es de aproximadamente 1 [GHz].

De los resultados obtenidos para los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase, se concluye que se cumplieron los requisitos planteados en un inicio; los cuales son: La utilización del principio de Fox de antenas del tipo Spyraphase, trabajar dentro de la Banda X (8-12 [GHz]) y tener pérdidas de conversión menores a -1 dB.

Bibliografía

- [1] MARTYNYUK, A.E.; KHOTIAINTSEV, S.N.; VOUTESMERI, V.S.: *“Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No.6, Junio 1997.*
- [2] MENDOZA, D.T.: *“Desarrollo de un Interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso,” UNAM, 2007.*
- [3] MARTYNYUK, A.E.; MARTINEZ, J.I.; MARTYNYUK, N.A.: *“Spiraphase-Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, No.1, Enero 2004.*
- [4] AMITAY, N.; GALINDO, V. Y WU,C.: *“Theory and Analysis of Phased Array Antennas,” Wiley Interscience, 1972; pp.37-45 y pp. 315-317.*



Capítulo 5

Arreglos Reflectivos Multicapa

De acuerdo a los resultados obtenidos en el capítulo anterior, la banda de trabajo de los arreglos reflectivos del tipo Spyrphase con elementos MEMS con distribución rectangular y distribución sesgada, fue de aproximadamente 1 [GHz] dentro de la banda X (8-12 [GHz]). Sin embargo; dicho comportamiento electrodinámico puede ser mejorado utilizando arreglos reflectivos multicapa [1].

Los arreglos reflectivos del tipo Spyrphase con elementos MEMS presentados a lo largo de esta tesis están conformados por desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo; los cuales están constituidos por una SSF MEMS y una pantalla metálica. En este capítulo se presenta el proceso de optimización de desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo multicapa de 2 bits. Y finalmente se presenta la simulación de arreglos reflectivos del tipo Spyrphase multicapa con elementos MEMS utilizando distribución rectangular.

5.1. Optimización de desplazadores de fase MEMS

Un desplazador de fase MEMS multicapa está compuesto por más de una SSF MEMS y una pantalla metálica colocada a una cierta distancia 'D' detrás de la última SSF, con el objetivo de cumplir con el principio de Fox ($\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$), ver figura 5.1.

El principio de operación del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo multicapa de 2 bits es el siguiente: Cuando una onda de polarización circular incide normalmente sobre el desplazador de fase, la componente de la onda incidente que es paralela a los interruptores MEMS en estado cerrado se refleja, mientras que la otra componente de la onda incidente pasa a través de cada una de las SSF's que conforman el desplazador de fase multicapa hasta alcanzar la pantalla metálica. Después de llegar a la pantalla metálica, ésta se comporta como un espejo electromagnético; lo cual provoca la reflexión de la componente de la

onda incidente. Con el fin de tener un control del desplazamiento de fase de la onda reflejada total, la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión para los casos anteriores debe de ser igual a 180° . Una vez que se ha satisfecho la condición anterior, el desplazamiento de fase de la onda reflejada con respecto a la onda incidente, será igual a dos veces la posición angular de los interruptores MEMS en estado cerrado; es decir se tendrá una onda reflejada de polarización circular con la misma dirección de rotación pero con un desfase de 2γ .

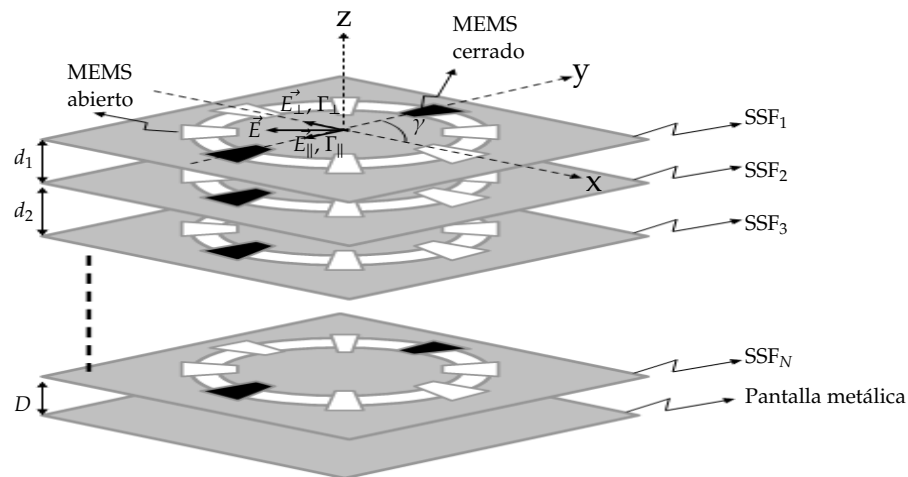


Figura 5.1: Principio de operación del desplazador de fase multicapa del tipo reflectivo.

Como se puede apreciar en la figura 5.1, las SSF's MEMS deben de estar espaciadas por las distancias d_1, d_2, \dots, d_{N-1} ; de tal forma que en conjunto con la distancia 'D' de la pantalla metálica proporcionen un desfase de 180° entre los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} .

Se pueden tener desplazadores con un gran número de SSF's; sin embargo, en esta tesis sólo se trabajará con desplazadores de fase MEMS de dos capas. En la figura 5.2, se muestra el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits, en donde 'd₁' representa la distancia entre la primera SSF MEMS y la segunda SSF MEMS del desplazador de fase; mientras que 'D' representa la distancia entre la segunda SSF MEMS y la pantalla metálica.

La optimización del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits comienza con la obtención de su modelo eléctrico. Debido, a que el desplazador de fase MEMS de dos capas está basado en el principio de Fox para su operación, se tienen dos coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} . Como se mencionó anteriormente, el primer coeficiente de reflexión se debe a la reflexión de una componente de la onda incidente de polarización circular sobre los interruptores

MEMS en estado cerrado; mientras que el segundo coeficiente de reflexión se debe a la reflexión de la otra componente de la onda incidente de polarización circular que atraviesa las SSF's MEMS y es reflejada por la pantalla metálica (teniéndose una condición de circuito abierto en el plano de la primer SSF).

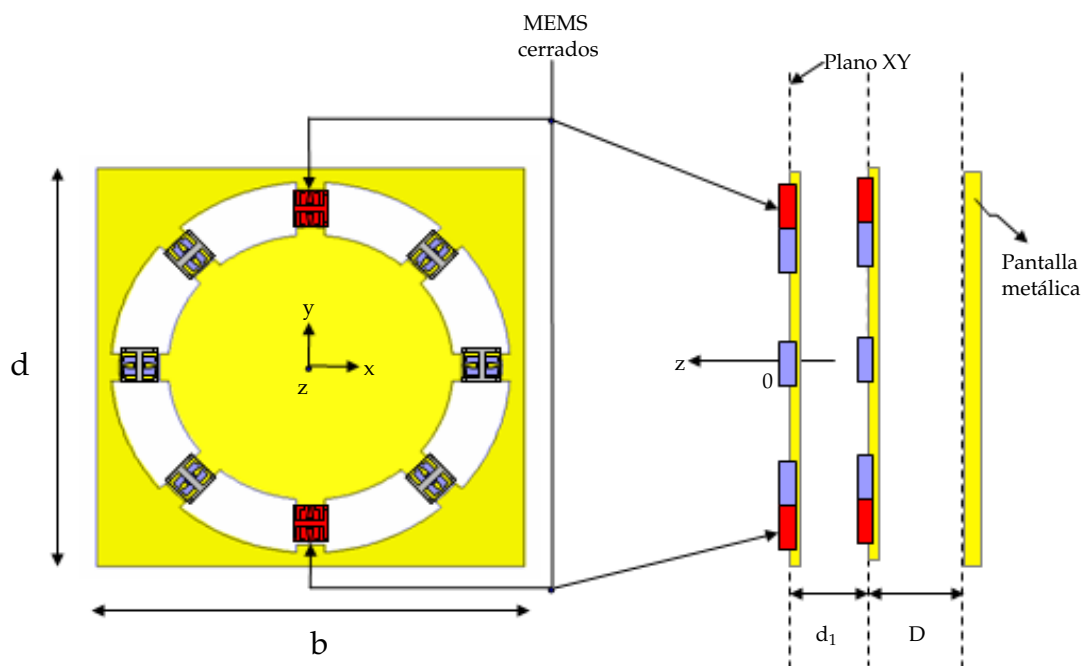


Figura 5.2: Desplazador de fase MEMS de dos capas del tipo reflectivo de 2 bits.

En la figura 5.3 se presentan los modelos eléctricos para los casos anteriores. Donde C_1 , L_1 , C_2 y L_2 son las capacitancias e inductancias de la primera SSF y segunda SSF, respectivamente. L_3 es la inductancia que modela las interconexiones eléctricas entre los interruptores MEMS y los extremos metálicos de la apertura anular de la SSF. C_{cdo} , R_{cdo} , C_{abto} y R_{abto} son las capacitancias y resistencias de los interruptores MEMS en estado cerrado y en estado abierto, respectivamente. l_{d_1} representa la longitud eléctrica entre la primer SSF MEMS y la segunda SSF MEMS, y l_D representa la longitud eléctrica entre la segunda SSF MEMS y la pantalla metálica. El factor $\cos^2\alpha$ modela la posición de cada uno de los interruptores dentro de la apertura anular [2].

Una vez obtenido el modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits; su optimización se llevó a cabo con un software especializado para simulaciones de circuitos electrónicos para alta frecuencia.

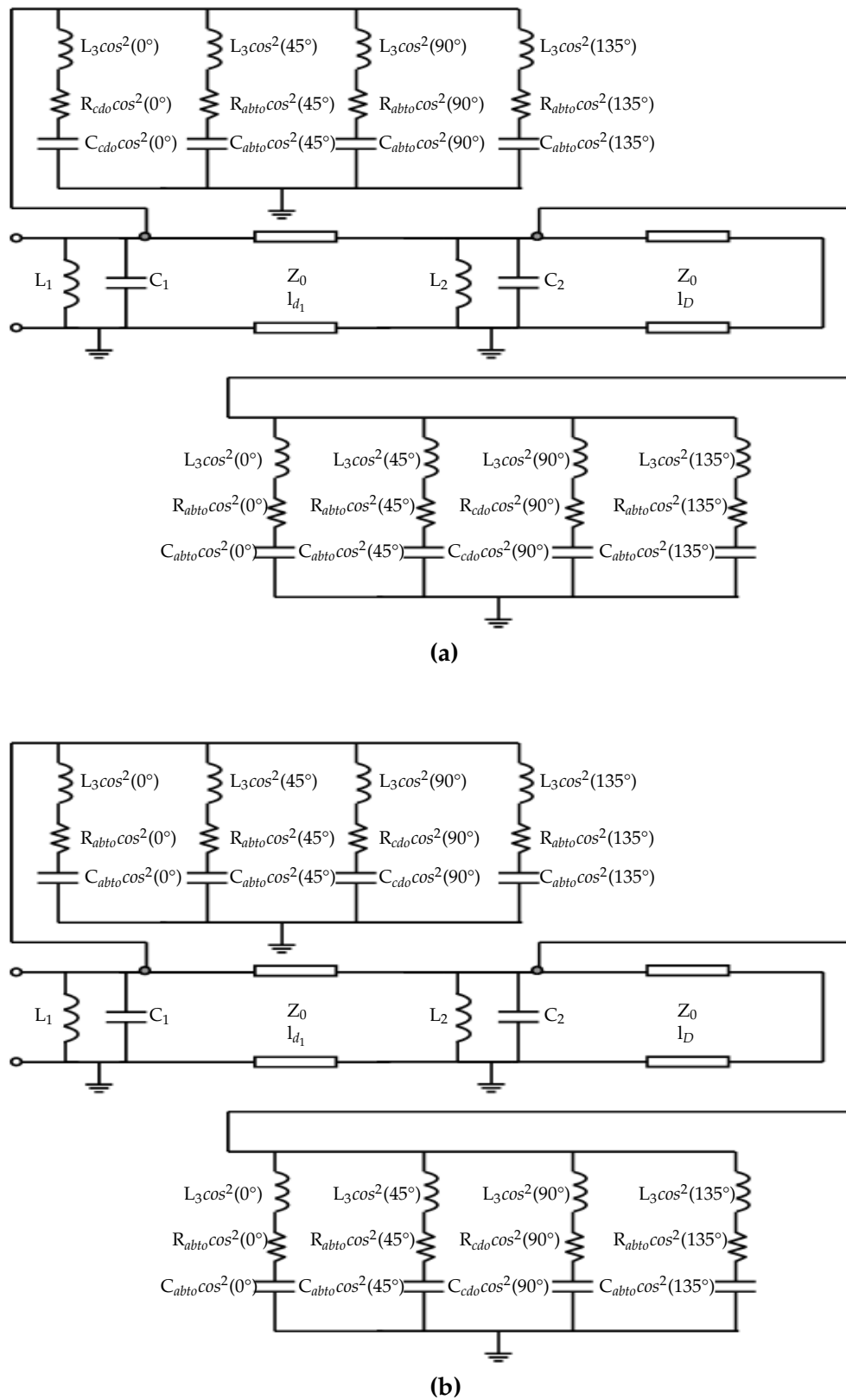


Figura 5.3: Modelo eléctrico del Desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits: a) Cuando una componente de la onda incidente es paralela al eje de los interruptores MEMS en estado cerrado. b) Cuando una componente de la onda incidente es perpendicular al eje de los interruptores MEMS en estado cerrado.

Los valores para las capacitancias y resistencias de los interruptores en estado abierto y en estado cerrado, son presentados en la tabla 5.1. El valor de la impedancia característica de las líneas de transmisión y de la impedancia del puerto que es colocado a la entrada de cada uno de los modelos eléctricos del desplazador es igual a $377 [\Omega]$. En la optimización se considero que las SSF's eran iguales; es decir, $L_1 = L_2$ y $C_1 = C_2$.

Los elementos a optimizar del modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS de dos capas fueron: L_1 , C_1 , L_3 y las longitudes eléctricas l_{d_1} y l_D . La característica de onda controlada optimizada con el mejor desempeño electrodinámico es presentado en la figura 5.4. Mientras que los valores para cada uno de los elementos del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits, son mostrados en la tabla 5.1.

Como se observa en la figura 5.4, el ancho de banda del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo con dos capas es mayor que el ancho de banda del desplazador de fase MEMS con una sólo SSF MEMS (la cual tiene un ancho de banda de $0.96 [\text{GHz}]$). El ancho de banda del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo con dos capas con el mejor comportamiento electrodinámico es de $1.4 [\text{GHz}]$ (de $10.1 [\text{GHz}]$ a $11.5 [\text{GHz}]$).

El incremento que se obtuvo en el ancho de banda del desplazador de fase cuando se utilizaron dos SSF MEMS fue de $0.44 [\text{GHz}]$; es decir se tuvo un incremento del 45.83% , con respecto al desplazador de fase que sólo utiliza una SSF MEMS.

TABLA 5.1: Valores de los elementos del modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS de dos capas de 2 bits.

Elemento	Valor
Capacitancia edo. cdo. (C_{cdo}) @ $10 [\text{GHz}]$ [3]	4.7814 [pF]
Resistencia edo. cdo. (R_{cdo}) @ $10 [\text{GHz}]$ [3]	0.3806969 [Ω]
Capacitancia edo. abto. (C_{abto}) @ $10 [\text{GHz}]$ [3]	118.9 [fF]
Resistencia edo. abto. (R_{abto}) @ $10 [\text{GHz}]$ [3]	0.4515916 [Ω]
Impedancia característica de las líneas de transmisión (Z_0)	377 [Ω]
$L_1 = L_2$	1.266 [nH]
$C_1 = C_2$	312.627 [fF]
L_3	5.839 [nH]
Longitud eléctrica entre la primer SSF y la segunda SSF (l_{d_1}) @ $10 [\text{GHz}]$	109.7 [$^\circ$]
Longitud eléctrica entre la segunda SSF y la pantalla metálica (l_D) @ $10 [\text{GHz}]$	59.3 [$^\circ$]

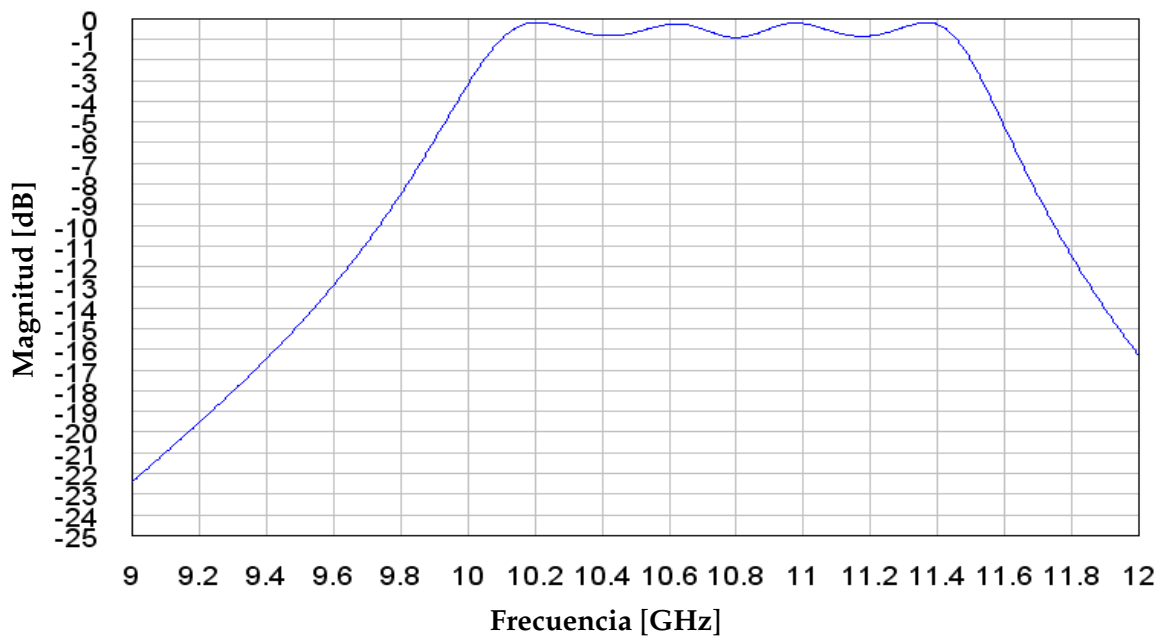


Figura 5.4: Característica de onda controlada del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits.

5.1.1. Desplazador de fase MEMS multicapa segunda versión

De acuerdo a los resultados obtenidos, se puede incrementar el ancho de banda del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits utilizando más de una SSF MEMS. Pero; debido a que el incremento que se obtuvo al trabajar con desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo con dos SSF's MEMS no fue el esperado, se propuso una modificación en la posición de los interruptores MEMS que integran a cada una de las SSF's MEMS.

Dicha modificación se muestra en la figura 5.5; en la cual se puede observar que además de que la posición angular de los interruptores ha sido modificada en cada una de las SSF's MEMS, se utilizan cuatro interruptores en estado cerrado (y no dos interruptores cerrados como en el desplazador de fase MEMS original) y cuatro interruptores en estado abierto.

La separación angular entre cada uno de los interruptores MEMS (ver figura 5.5) es de 45° . Las posiciones angulares para los interruptores MEMS de cada una de las SSF's que forman parte del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivos de dos capas de 2 bits son: $\pm 22.5^\circ$, $\pm 67.5^\circ$, $\pm 112.5^\circ$ y $\pm 157.5^\circ$.

Una vez realizadas las modificaciones en la estructura del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits. El siguiente paso, es la obtención de su modelo eléctrico para poder llevar a cabo su optimización. El modelo eléctrico para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión es presentado en la figura 5.6.

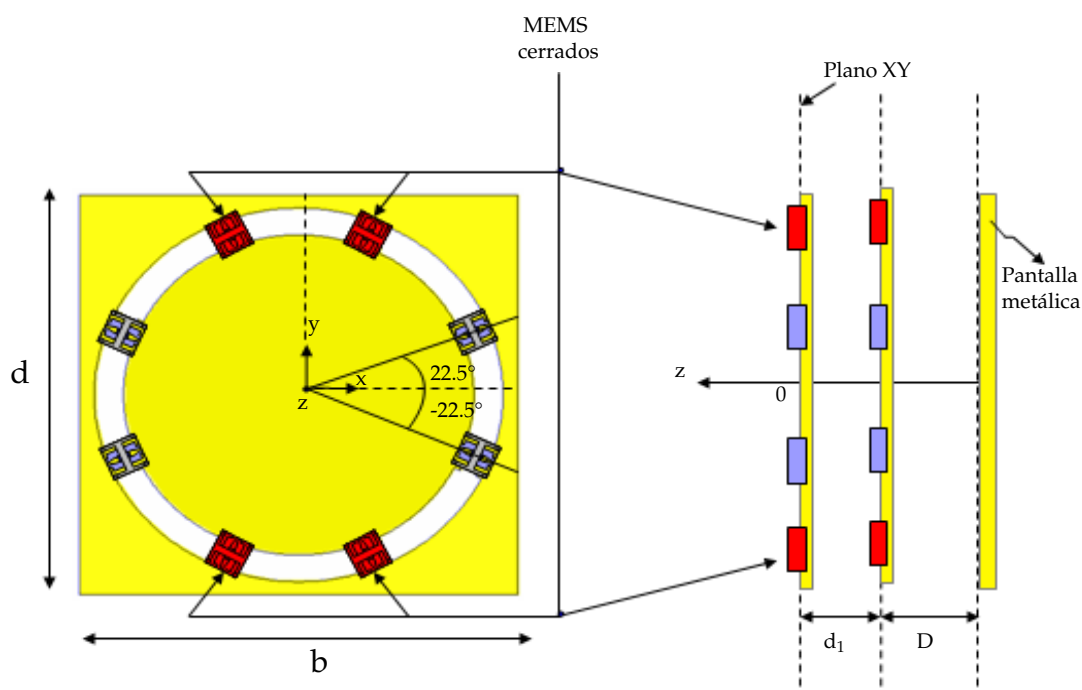


Figura 5.5: Desplazador de fase MEMS de dos capas del tipo reflectivo de 2 bits (segunda versión).

Donde C_1 , L_1 , C_2 y L_2 son las capacitancias e inductancias de la primera SSF y segunda SSF, respectivamente. L_3 es la inductancia que modela las interconexiones eléctricas entre los interruptores MEMS y los extremos metálicos de la apertura anular de la SSF. C_{cdo} , R_{cdo} , C_{abto} y R_{abto} son las capacitancias y resistencias de los interruptores MEMS en estado cerrado y en estado abierto, respectivamente. l_{d_1} representa la longitud eléctrica entre el primer SSF MEMS y la segunda SSF MEMS, y l_D representa la longitud eléctrica entre la segunda SSF MEMS y la pantalla metálica (ver figura 5.5). El factor $\cos^2\alpha$ modela la posición de cada uno de los interruptores dentro de la apertura anular [2].

Una vez obtenido el modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS de dos capas segunda versión, la optimización de éste se llevo a cabo con un software especializado para simulaciones de circuitos electrónicos para alta frecuencia. Los elementos a optimizar fueron: L_1 , C_1 , L_3 y las longitudes eléctricas l_{d_1} y l_D . Los valores para las resistencias y capacitancias de los interruptores MEMS en estado cerrado y en estado abierto del modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión son presentados en la tabla 5.2.

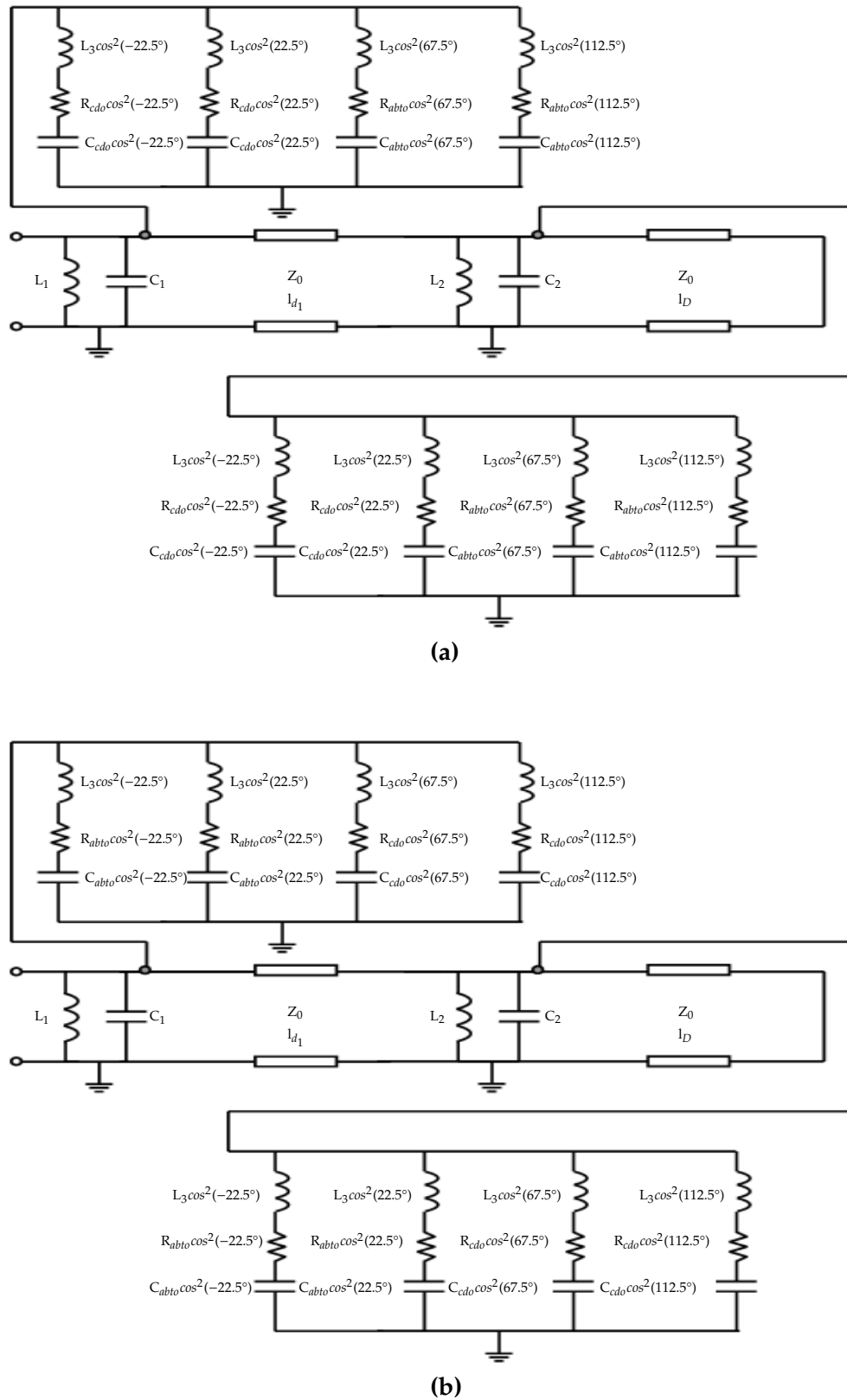


Figura 5.6: Modelo eléctrico del Desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits (segunda versión): a) Cuando una componente de la onda incidente es paralela al eje de los interruptores MEMS en estado cerrado. b) Cuando una componente de la onda incidente es perpendicular al eje de los interruptores MEMS en estado cerrado.

La característica de onda controlada optimizada con el mejor desempeño electrodinámico utilizando el modelo eléctrico de la figura 5.6 es presentado en la figura 5.7. Los valores para cada uno de los elementos del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión, son mostrados en la tabla 5.2.

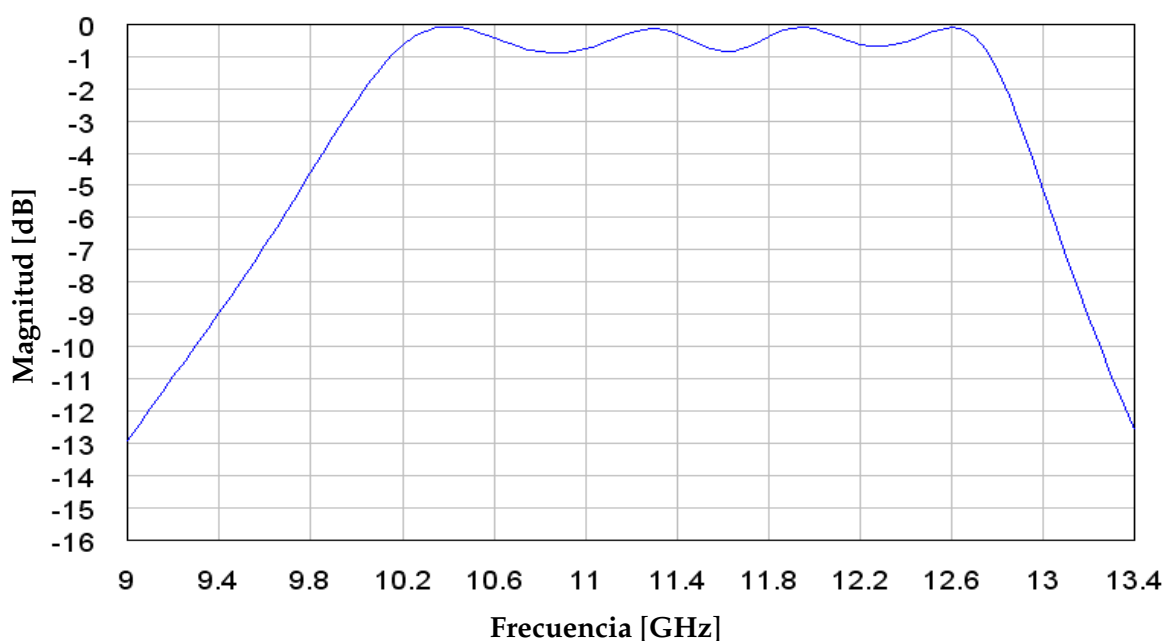


Figura 5.7: Característica de onda controlada del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits (segunda versión).

TABLA 5.2: Valores de los elementos del modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS de dos capas de 2 bits (segunda versión).

Elemento	Valor
Capacitancia edo. cdo. (C_{cdo}) @ 10 [GHz] [3]	4.7814 [pF]
Resistencia edo. cdo. (R_{cdo}) @ 10 [GHz] [3]	0.3806969 [Ω]
Capacitancia edo. abto. (C_{abto}) @ 10 [GHz] [3]	118.9 [fF]
Resistencia edo. abto. (R_{abto}) @ 10 [GHz] [3]	0.4515916 [Ω]
Impedancia característica de las líneas de transmisión (Z_0)	377 [Ω]
$L_1 = L_2$	2.16568 [nH]
$C_1 = C_2$	182.75363 [fF]
L_3	5.76285 [nH]
Longitud eléctrica entre la primera SSF y la segunda SSF (l_{d1}) @ 10 [GHz]	99.6307 [$^\circ$]
Longitud eléctrica entre la segunda SSF y la pantalla metálica (l_D) @ 10 [GHz]	48.6786 [$^\circ$]

Como se puede observar en la figura 5.7, el ancho de banda del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión es de 2.6

[GHz] (10.2 [GHz] - 12.8 [GHz]); lo cual es un incremento de más del 200 % del ancho de banda del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits que utiliza una sólo SSF MEMS.

Debido a que los resultados obtenidos para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión son mejores que los resultados del desplazador de fase MEMS de dos capas original, los pasos siguientes para el diseño del desplazador de fase MEMS se basarán en éste.

5.1.2. Diseño del desplazador de fase MEMS multicapa de 2 bits

El diseño del desplazador de fase MEMS se basa en el comportamiento electrodinámico de la SSF's sin MEMS y las SSF's con MEMS del modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión. Es decir; se debe diseñar una estructura de un desplazador de fase multicapa que proporcione las mismas características del coeficiente de reflexión de las SSF's que se obtuvieron utilizando el modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión.

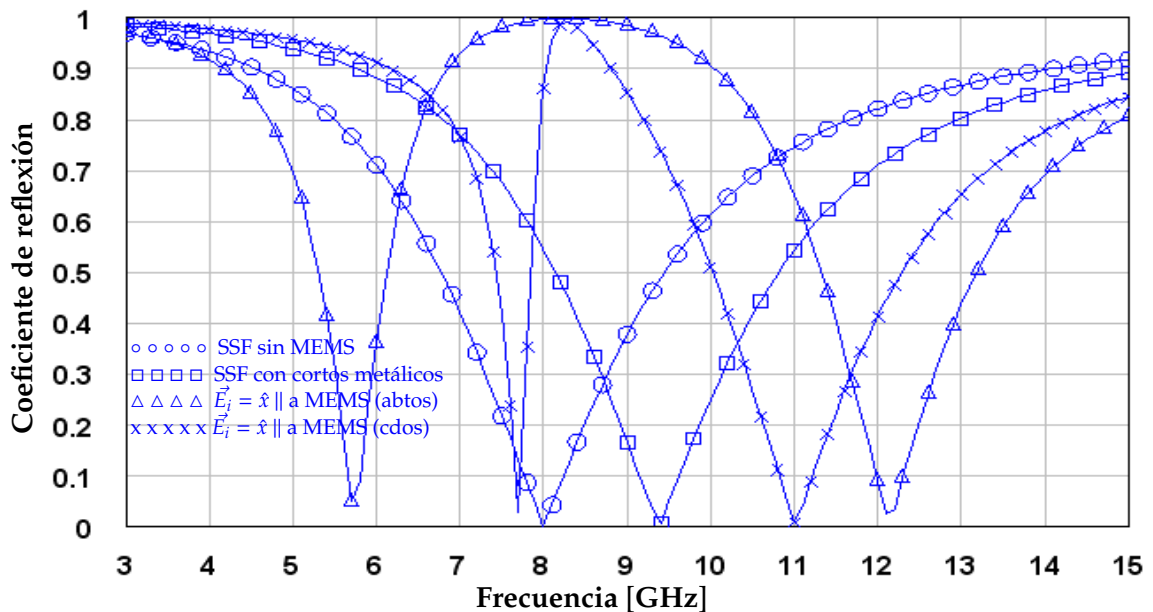


Figura 5.8: Coeficiente de reflexión para las SSF's del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión (utilizando el modelo eléctrico).

En la tabla 5.3, se presentan las frecuencias de resonancia y los anchos de banda para las diferentes características electrodinámicas de las SSF's utilizando el modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas

TABLA 5.3: Frecuencias de resonancia y anchos de banda para las diferentes características electrodinámicas de las SSF's utilizando el modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión.

	Frecuencia de resonancia [GHz]	Ancho de banda [GHz]
SSF sólo (sin MEMS)	8	6.1
SSF con cortos metálicos	9.4	6.2
SSF con interruptores MEMS cerrados paralelos a la polarización de la onda incidente	5.7, 12.1	1.82, 4.3
SSF con interruptores MEMS abiertos paralelos a la polarización de la onda incidente	7.7, 11	1.1, 5.1

de 2 bits segunda versión.

Para el diseño del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits, se simularon distintas SSF's en el software especializado para simulaciones de estructuras en alta frecuencia con el fin de obtener el mismo comportamiento que las características electrodinámicas mostradas en la figura 5.8.

Las dimensiones para las SSF's que poseen las características más aproximadas a las requeridas y el comportamiento de su coeficiente de reflexión, se presentan en la figura 5.9. Mientras que en la tabla 5.4, se presentan los valores para las frecuencias de resonancia y los anchos de banda, de estas SSF's.

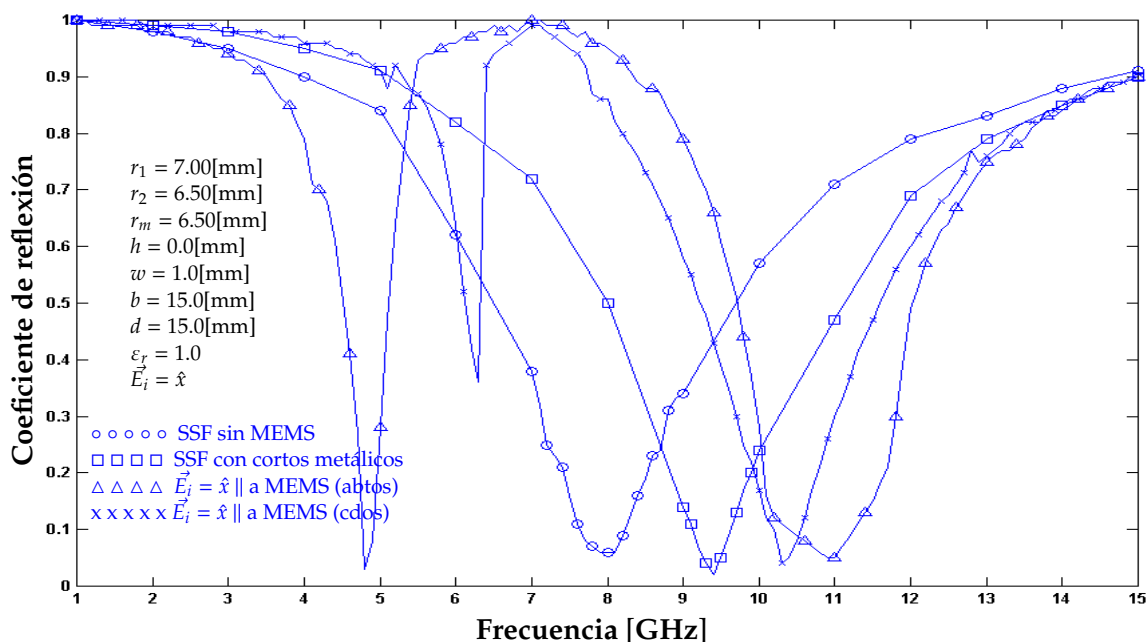


Figura 5.9: Coeficiente de reflexión para las SSF's del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión (utilizando el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia).

TABLA 5.4: Frecuencias de resonancia y anchos de banda para las diferentes características electrodinámicas de las SSF's del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits segunda versión (utilizando el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia).

	Frecuencia de resonancia [GHz]	Ancho de banda [GHz]
SSF sólo (sin MEMS)	8	6.9
SSF con cortos metálicos	9.4	7
SSF con interruptores MEMS cerrados paralelos a la polarización de la onda incidente	4.8, 11	1.4, 4.5
SSF con interruptores MEMS abiertos paralelos a la polarización de la onda incidente	6.3, 10.3	0.4, 5.1

De acuerdo a los resultados presentados en la tabla 5.4, las diferencias más sobresalientes para las SSF's diseñadas utilizando el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia se presentan en las frecuencias de resonancia para las SSF's cuando la polarización de la onda incidente es paralela al eje de los interruptores MEMS en estado cerrado y en estado abierto, respectivamente. Teniendo frecuencias de resonancia de 4.8[GHz] y 11 [GHz] para el primer caso y de 6.3[GHz] y 10.3 [GHz] para el segundo caso.

Una vez diseñadas las SSF's MEMS, el siguiente paso es la incorporación de la pantalla metálica como elemento final del desplazador de fase MEMS de dos capas; además de la ubicación adecuada de cada una de las SSF's y de la pantalla metálica, con el fin de satisfacer el principio de Fox ($\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$). Los valores iniciales para las distancias d_1 (distancia entre la primer SSF MEMS y la segunda SSF MEMS) y D (distancia entre la segunda SSF MEMS y la pantalla metálica) son las obtenidas a partir del modelo eléctrico del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits; es decir, $d_1 = 8.3[mm]$ y $D = 4.06[mm]$ (ver tabla 5.2). Sin embargo; utilizando los valores anteriores para d_1 y D no se obtuvieron los resultados esperados, ver figura 5.10. Teniendo una característica de onda controlada con una banda mayor, pero con niveles mayores a -1 dB.

Debido a los resultados anteriores, se varió el valor de las distancias d_1 y D ; y se obtuvo un mejor desempeño de la característica de onda controlada para los valores de $d_1 = 8.32 [mm]$ y $D = 3.50 [mm]$. En la figura 5.11 se presentan los resultados para el caso anterior; en la cual se puede observar que el ancho de banda del desplazador de fase MEMS de dos capas de 2 bits aumento, teniendo un valor de 1.8 [GHz] (de 9.4 [GHz] a 11.2 [GHz]). A pesar de que este incremento no fue tan considerable como el obtenido a través del modelo eléctrico, es un buen resultado comparado con el obtenido del desplazador de fase MEMS de una sólo capa de 2 bits (ancho de banda de 1.1 [GHz]).

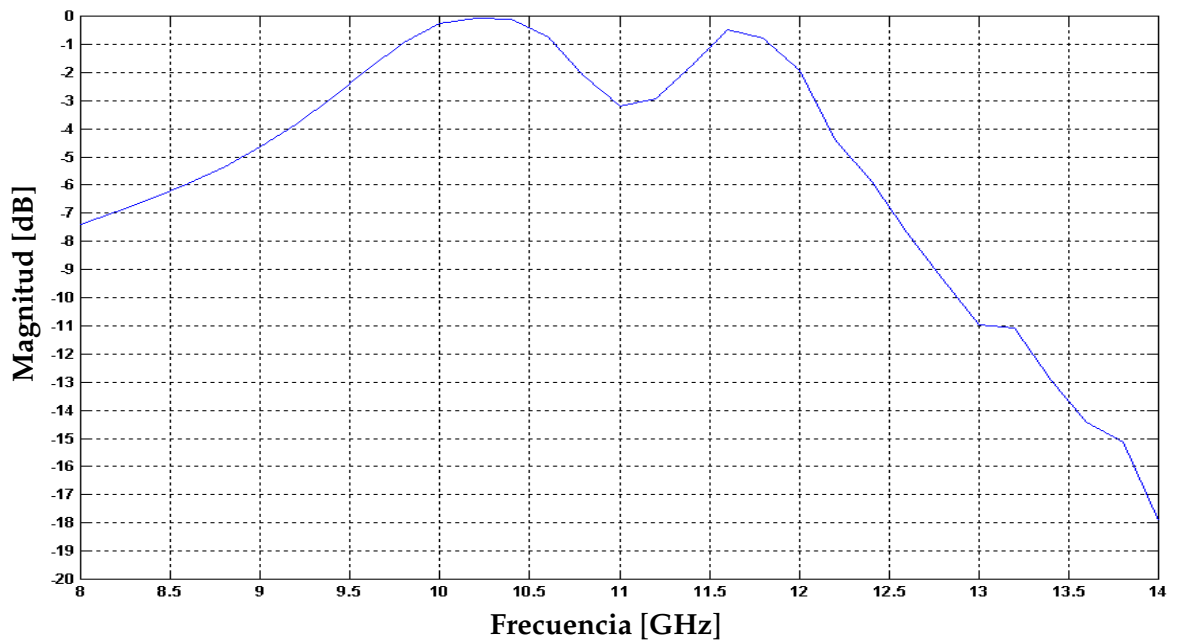


Figura 5.10: Característica de onda controlada del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits (utilizando los valores d_1 y D del modelo eléctrico y el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia).

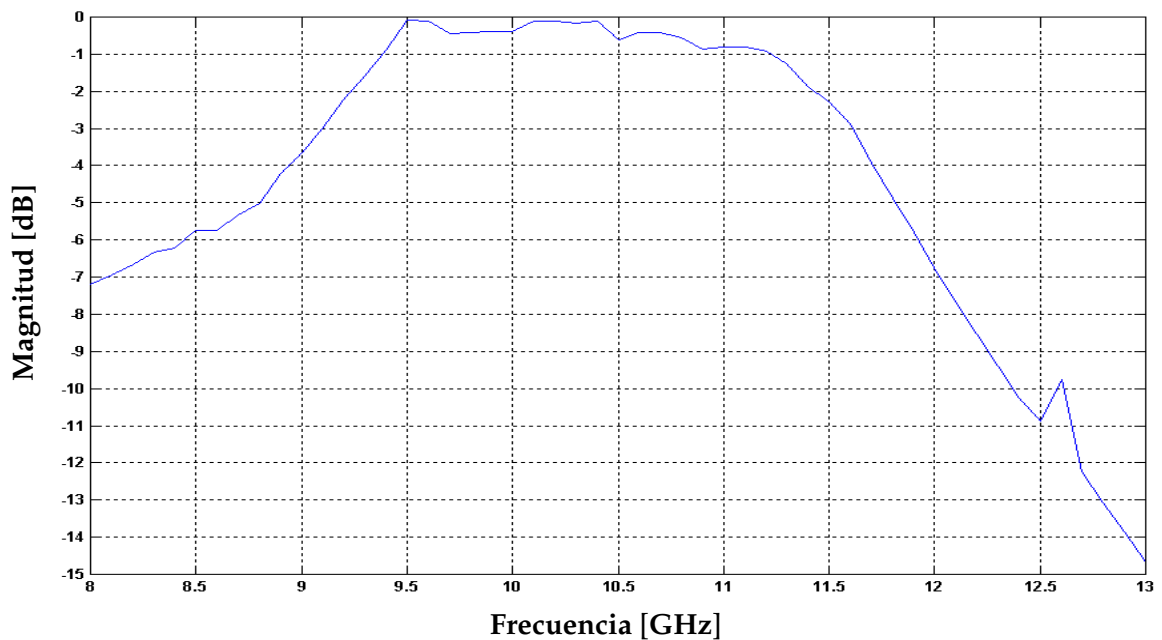


Figura 5.11: Característica de onda controlada del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits optimizado (utilizando el software especializado para simular estructuras en alta frecuencia).

En la tabla 5.5, se presentan los valores para cada uno de los elementos del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits optimizado.

TABLA 5.5: Valores de los elementos para el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de bits optimizado (utilizando el software especializado para simulaciones en alta frecuencia).

Elemento	Valor
Radio externo de las SSF's MEMS (r_1)	7.0 [mm]
Radio interno de las SSF's MEMS (r_2)	6.0 [mm]
Radio medio de las SSF's MEMS (r_m)	6.5 [mm]
Ancho de la apertura anular de las SSF's (w)	1.0 [mm]
Dimensiones de las SSF's (b y d)	15 [mm] x 15 [mm]
Capacitancia edo. cdo. (C_{cdo}) @ 10 [GHz] [3]	4.7814 [pF]
Resistencia edo. cdo. (R_{cdo}) @ 10 [GHz] [3]	0.3806969 [Ω]
Capacitancia edo. abto. (C_{abto}) @ 10 [GHz] [3]	118.9 [fF]
Resistencia edo. abto. (R_{abto}) @ 10 [GHz] [3]	0.4515916 [Ω]
Impedancia característica de las líneas de transmisión (Z_0)	377 [Ω]
Distancia entre la primer SSF y la segunda SSF (d_1) @ 10 [GHz]	8.32 [mm]
Distancia entre la segunda SSF y la pantalla metálica (D) @ 10 [GHz]	3.5 [mm]

5.2. Arreglos Reflectivos Optimizados

El objetivo principal de tener desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits con un mejor desempeño en frecuencia, es el poder conseguir arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con un banda de trabajo mayor.

A continuación se diseñarán y simularán arreglos reflectivos del tipo Spyraphase de dos capas con elementos MEMS utilizando distribución rectangular; los cuales son un arreglo de desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de dos bits y que son ubicados utilizando una distribución rectangular, ver figura 5.13.

Cuando una onda incidente de polarización circular incide normalmente sobre el arreglo reflectivo del tipo Spyraphase multicapa, ésta ilumina a cada uno de los elementos desfasadores del arreglo provocando que éstos proporcionen una distribución de fase progresiva. Y debido a que cada uno de los desplazadores de fase está configurado para proporcionar un cierto desplazamiento de fase, se generan una infinidad de ondas reflejadas que se propagan o se desvanecen fuera del plano del arreglo reflectivo; de las cuales la que posee la mayor intensidad es conocida como onda principal, figura 5.12.

La onda reflejada principal está compuesta por dos modos Floquet principales, un modo Floquet TE y un modo Floquet TM. La magnitud C_i para cada uno de los modos Floquet TE o TM es obtenida a partir de [4]:

$$C_i = \int_S \vec{E}_R \cdot \vec{\Psi}_i^*(x, y) \quad (5.1)$$

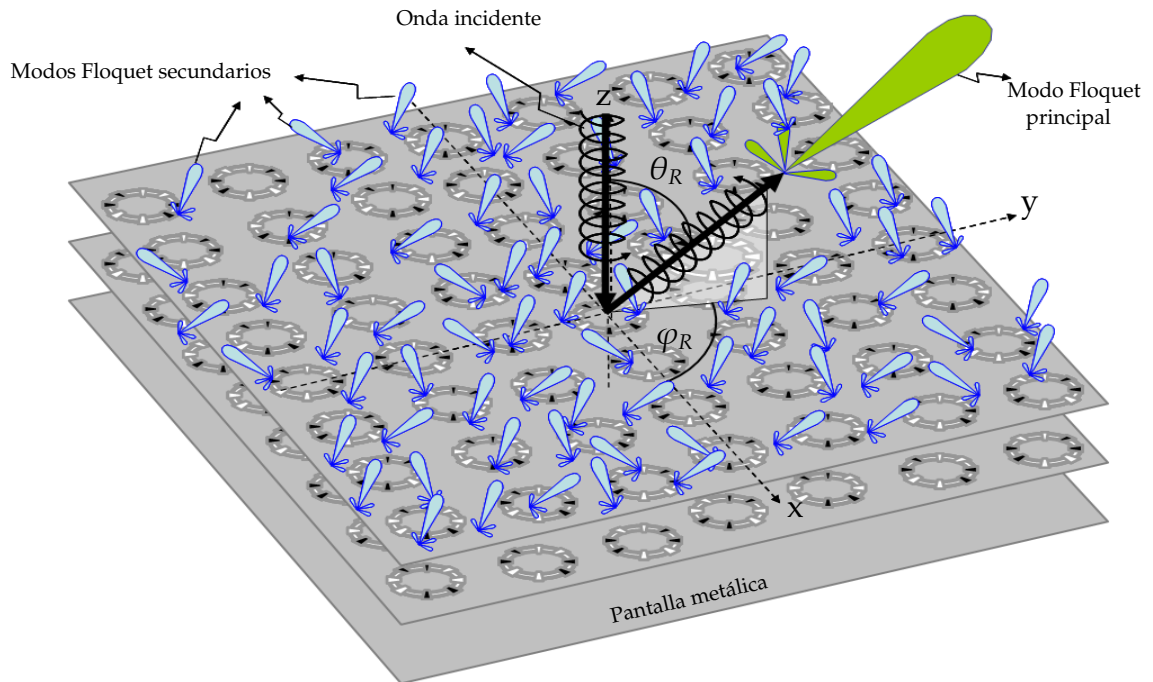


Figura 5.12: Principio de operación del Arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS multicapa (propagación de modos Floquet reflejados ante la incidencia normal de una onda de polarización circular.)

En donde \vec{E}_R es el campo eléctrico reflejado total y $\vec{\Psi}_i(x, y)$ es el sistema de vectores normalizados de modos Floquet.

Para definir el sistema de vectores normalizados de modos Floquet se tiene que definir la distribución que será utilizada para los elementos desfazadores y se tiene que establecer cual será la celda unitaria para cumplir las condiciones de periodicidad.

En la figura 5.13, se muestra parte del arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS de dos capas utilizando distribución rectangular, en donde se puede apreciar que la celda unitaria de este arreglo está conformada por más de un desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits.

Una vez definida la celda unitaria del arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con elementos MEMS con desplazadores de fase ubicados mediante una distribución rectangular y utilizando para la iluminación del arreglo una onda de polarización circular con incidencia normal ($\theta_0 = 0, \varphi_0 = 0$), el sistema de vectores normalizados de modos Floquet $\vec{\Psi}_i(x, y)$ está dado por [4]:

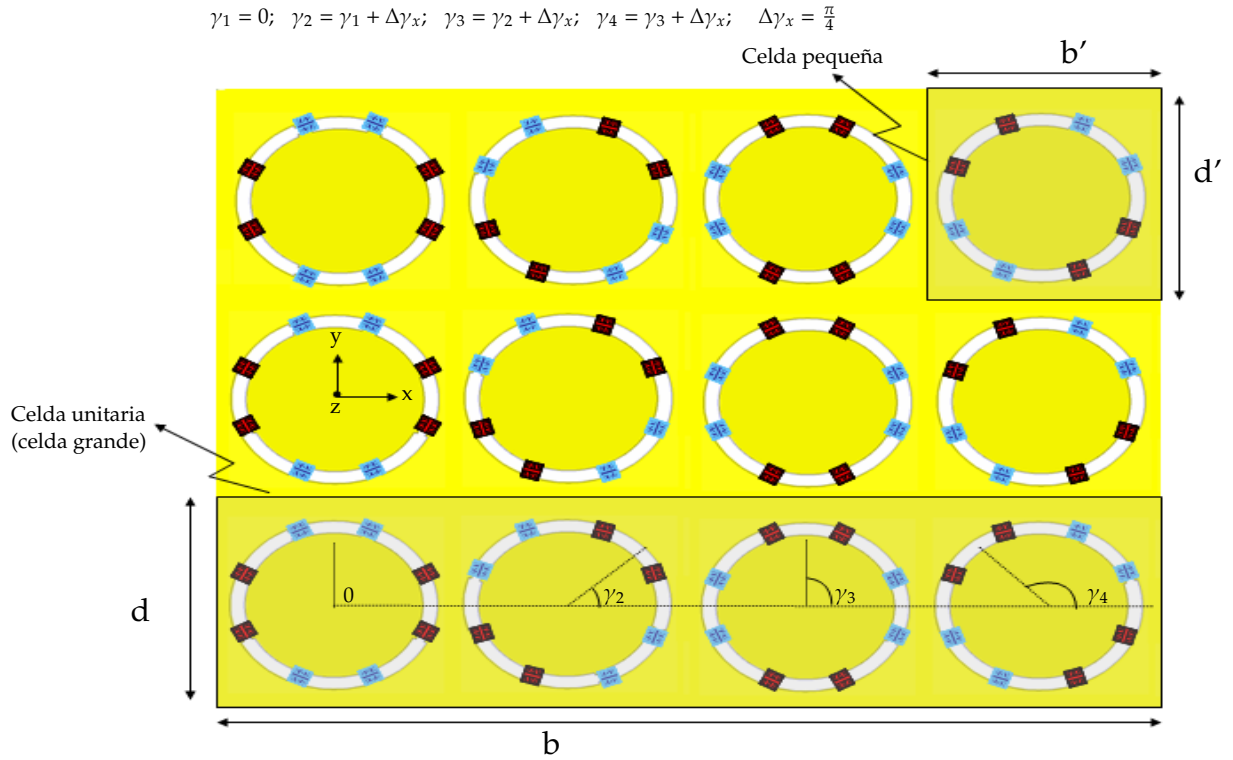


Figura 5.13: Arreglo reflectivo del tipo Sphyrphase con elementos MEMS multicapa y con distribución rectangular para cada uno de los elementos desfazadores que lo conforman.

$$\vec{\Psi}_{1mn} = \sqrt{\frac{1}{b'd'}} \left\{ \frac{k_{ymn}\hat{x} - k_{xmn}\hat{y}}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{-j(k_{xmn}\hat{x} + k_{ymn}\hat{y})} \quad (5.2)$$

$$\vec{\Psi}_{2mn} = \sqrt{\frac{1}{b'd'}} \left\{ \frac{k_{xmn}\hat{x} + k_{ymn}\hat{y}}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{-j(k_{xmn}\hat{x} + k_{ymn}\hat{y})} \quad (5.3)$$

Con [1]:

$$\begin{aligned} k_{xmn} &= \frac{2\pi m}{b'} \\ k_{ymn} &= \frac{2\pi n}{d'} \\ k_{r_{mn}}^2 &= k_{xmn}^2 + k_{ymn}^2 \end{aligned} \quad (5.4)$$

En donde los subíndices 1 y 2 que preceden al subíndice mn denotan un modo TE o un modo TM, respectivamente; k_{xmn} y k_{ymn} son las constantes de propagación de los modos Floquet mn en las direcciones x y y , respectivamente. \hat{x} y \hat{y} son los vectores unitarios sobre los ejes x y y , respectivamente. Y $b' = N_x b$ y $d' = N_y d$ son el largo y ancho de la celda unitaria (celda grande), respectivamente.

La diferencia de la posición angular progresiva $\Delta\gamma_x$ de los interruptores MEMS en estado cerrado para dos celdas pequeñas adyacentes sobre el eje x del arreglo reflectivo del tipo Spyraphase de dos capas cuyos elementos desfazadores están distribuidos de manera rectangular (figura 5.13), está dada por [1]:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi M_x}{N_x} \quad (5.5)$$

Siendo N_x el número de celdas pequeñas que integran una celda grande a lo largo del eje x y M_x representa el desplazamiento de fase en términos del número total de 2π que son introducidos por la celda unitaria. A partir de la ecuación 5.5, se pueden aproximar los diferentes valores para $\Delta\gamma_x$, teniendo la posibilidad de controlar la dirección de la onda reflejada sobre el plano XZ.

El cálculo para las pérdidas de conversión del arreglo del tipo Spyraphase de dos capas con elementos MEMS, está dado por:

$$L_c = \frac{Y_{1mn} |C_{1mn}|^2 + Y_{2mn} |C_{2mn}|^2}{2 Y_{00} |C_{00}|^2} \quad (5.6)$$

Teniendo:

$$\begin{aligned} Y_{1mn} &= \frac{\Gamma_{mn}}{\omega \mu_0} \\ Y_{2mn} &= \frac{\omega \epsilon_0}{\Gamma_{mn}} \\ \Gamma_{mn}^2 &= k^2 - k_{xmn}^2 - k_{ymn}^2 \end{aligned} \quad (5.7)$$

En donde Y_{1mn} y Y_{2mn} son las admitancias para los modos Floquet TE_{mn} y TM_{mn} , respectivamente. $k = 2\pi\lambda_0$, λ_0 es la longitud de onda del espacio libre, y μ_0 y ϵ_0 son las constantes eléctrica y magnética del espacio libre. C_{1mn} y C_{2mn} son las magnitudes de los modos TE_{mn} y TM_{mn} que conforman la onda reflejada principal, mientras que C_{00} es la magnitud del modo incidente.

5.2.1. Diseño y simulación de arreglos reflectivos del tipo Spyraphase multicapa

Para el diseño de los siguientes arreglos reflectivos del tipo Spyraphase de dos capas con elementos MEMS, se considerará que el desplazamiento de fase en términos del número total de 2π que son introducidos por la celda unitaria ' M_x ' es igual a uno. Por lo que, para el caso particular cuando se trabaja con una onda de polarización circular y de incidencia normal al arreglo, la pareja de modos Floquet principales reflejados son los modos TE_{10} y TM_{10} .

De la ecuación 5.4, se tiene que las constantes de propagación en los ejes x y y son:

$$\begin{aligned}
k_{x_{10}} &= \frac{2\pi}{b'} \\
k_{y_{10}} &= 0 \\
k_{z_{10}} &= \sqrt{k^2 - k_{x_{10}}^2 - k_{y_{10}}^2} = \sqrt{(2\pi f)^2 \mu_0 \varepsilon_0 - \left(\frac{2\pi}{b'}\right)^2}
\end{aligned} \tag{5.8}$$

Los ángulos φ_R y θ_R que definen la dirección de la onda reflejada, están dados por:

$$\begin{aligned}
\varphi_R &= \tan^{-1}\left(\frac{k_{y_{10}}}{k_{x_{10}}}\right) = 0 \\
\theta_R &= \tan^{-1}\left(\frac{k_{x_{10}}}{k_{z_{10}}}\right)
\end{aligned} \tag{5.9}$$

Por lo tanto para el caso en que los modos Floquet principales son los modos TE_{10} y TM_{10} , el número de desplazadores de fase que conforman la celda grande del arreglo reflectivo, se obtiene aproximadamente como:

$$N_x = \frac{2\pi \sqrt{[1 + (\tan\theta_R)^2]}}{b k \tan\theta_R} \tag{5.10}$$

Mientras que para el caso general, donde los modos Floquet principales son los modos TE_{m0} y TM_{m0} , el número de celdas pequeñas que conforman una celda grande en el arreglo reflectivo con distribución sesgada, está dado por:

$$N_x = \frac{2\pi m \sqrt{[1 + (\tan\theta_R)^2]}}{b k \tan\theta_R} \tag{5.11}$$

De donde, b es el largo de la celda pequeña (o largo del desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo); $k = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$, siendo f la frecuencia central de trabajo del desplazador de fase MEMS y μ_0 y ε_0 son las constantes eléctrica y magnética del espacio libre. θ_R es el ángulo de reflexión que se desea y m es el subíndice del modo Floquet principal.

A continuación se presenta el procedimiento para la obtención del número de desplazadores de fase que conforman la celda unitaria, a partir del ángulo de reflexión que se desea. Los desplazadores de fase que serán utilizados en el diseño del arreglo reflectivo Spyraphase multicapa, son los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits diseñados en la sección 5.1.2 y cuyas

características son presentadas en la tabla 5.5. De la ecuación 5.10 y considerando $\theta_R = 30^\circ @ 10 \text{ [GHz]}$:

$$N_{x_{30^\circ}} = \frac{2\pi \sqrt{[1 + (\tan 30^\circ)^2]}}{2\pi(15[\text{mm}]) (10[\text{GHz}]) \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \tan 30^\circ} \approx 4 \quad (5.12)$$

De manera similar al caso anterior, se diseñaron arreglos reflectivos del tipo Spyraphase de dos capas con elementos MEMS para ángulos de reflexión de 40° y 25° , para los cuales el número de desplazadores de fase que conforman la celda unitaria son $N_{x_{40^\circ}} \approx 3$ y $N_{x_{25^\circ}} \approx 5$, respectivamente.

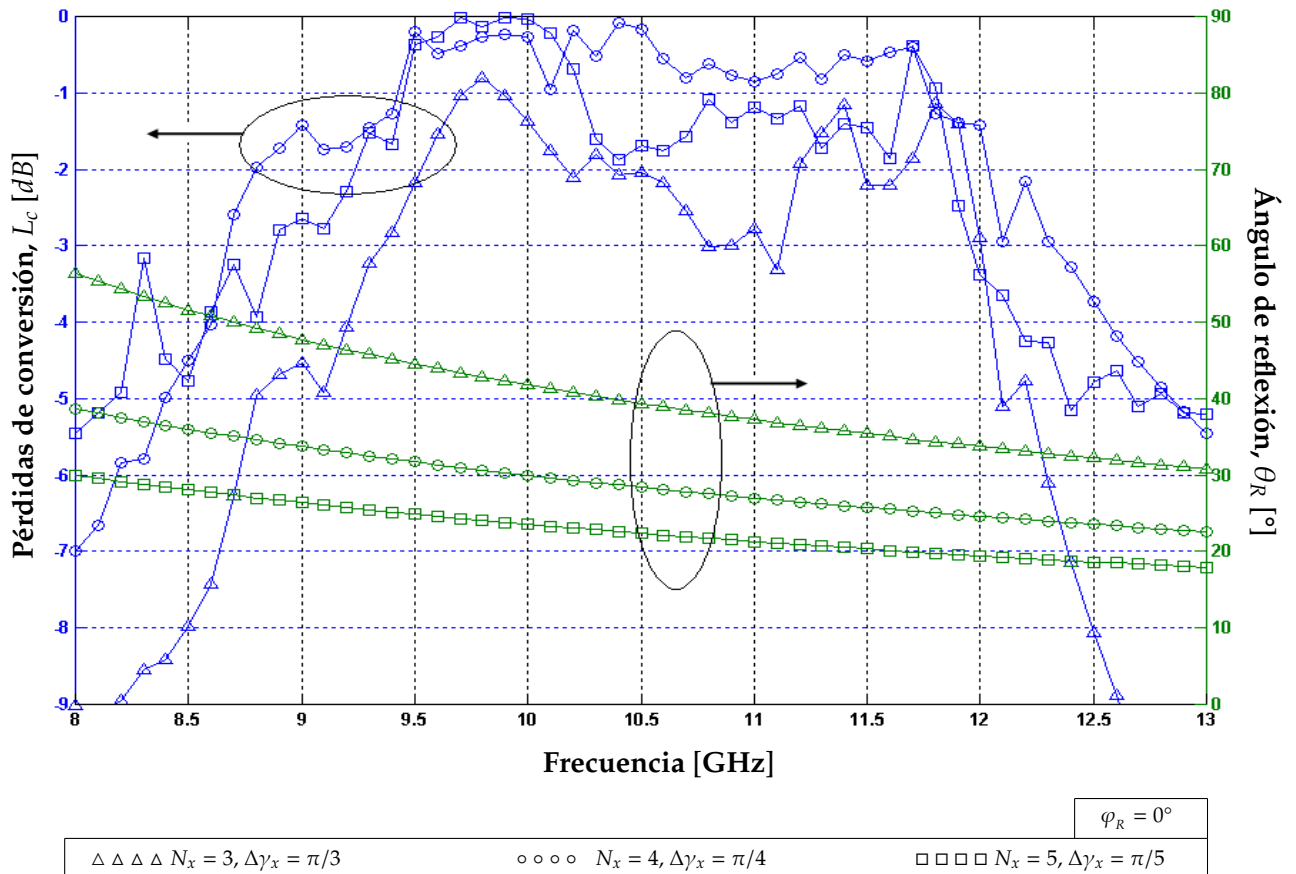


Figura 5.14: Pérdidas de Conversión para el Arreglo Reflectivo Optimizado en la Banda X (Distribución Rectangular)

En la figura 5.14, se presentan los resultados de las pérdidas de conversión para los diferentes arreglos reflectivos del tipo Spyraphase de dos capas con elementos MEMS diseñados anteriormente, los cuales utilizan una distribución rectangular

para la ubicación de cada uno de sus elementos desfazadores. El plano de escaneo para estos arreglos reflectivos del tipo Spyraphase es el plano XZ. Para las simulaciones se utilizó el software especializado para simulaciones de estructuras en alta frecuencia y una onda de polarización circular con incidencia normal al arreglo reflectivo.

El arreglo reflectivo del tipo Spyraphase de dos capas con elementos MEMS, que presenta el mejor desempeño es el arreglo que tiene por celda unitaria (o celda grande) a un conjunto de cuatro desplazadores de fase MEMS, $N_x = 4$. Para este arreglo reflectivo del tipo Spyraphase se tiene que $\Delta_x = \frac{\pi}{4}$, y sus pérdidas de inserción son menores a -1 dB en una banda de frecuencias de 9.45 [GHz] - 11.75 [GHz] (ancho de banda de 2.3 [GHz]) con un ángulo de reflexión de 29.93° @ 10 [GHz], figura 5.15.

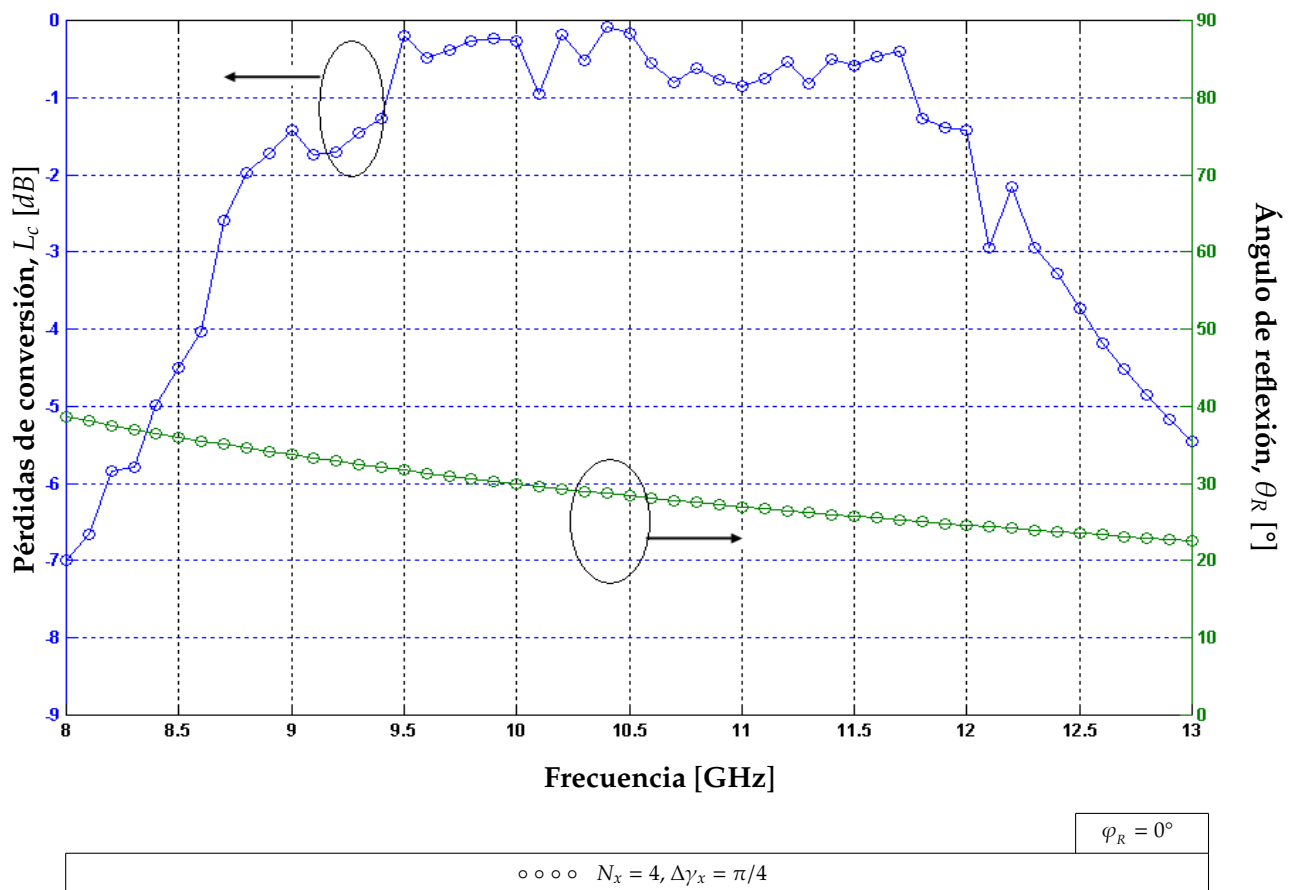


Figura 5.15: Pérdidas de Conversión para el Arreglo Reflectivo Optimizado de cuatro celdas en la Banda X ($N_x = 4$, $\Delta\gamma_x = \pi/4$) (Distribución Rectangular).

Mientras que las pérdidas de conversión son menores a -2 dB, para el arreglo reflectivo del tipo Spyraphase con $N_x = 5$ para la banda de frecuencias de 9.25

[GHz] - 11.85 [GHz] (ancho de banda de 2.6 [GHz]), con un ángulo de reflexión cercano a los 25° a una frecuencia de 10 [GHz]. Para el arreglo con $N_x = 3$, las pérdidas de conversión son menores a -3 dB, en una banda de frecuencias de 9.43 [GHz] - 12 [GHz] (ancho de banda de 2.57 [GHz]) y se tiene un ángulo de reflexión cercano de $41.78^\circ @ 10$ [GHz]. Se observan pérdidas superiores a -1 dB, debido a los errores de fase que se generan al aproximar los desplazamientos de fase requeridos a partir de las combinaciones de fase que los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits permiten.

En la tabla 5.6, se resumen los resultados para los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase de dos capas con elementos MEMS utilizando distribución rectangular.

TABLA 5.6: Pérdidas de conversión para diferentes arreglos reflectivos del tipo Spyraphase de dos capas con elementos MEMS (distribución rectangular), a una frecuencia de 10 [GHz].

Ángulo de reflexión θ_R [°]	$\Delta\gamma_x$ [°]	N_x	M_x	Pérdidas de conversión [dB]
41.78	60	3	1	-1.37
29.98	45	4	1	-0.26
23.56	36	5	1	-0.10

5.3. Conclusiones

Se concluye que los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits tuvieron un incremento en su ancho de banda del 163 % respecto al ancho de banda obtenido con desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de una sola capa de dos bits. Los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits que fueron diseñados tienen un ancho de banda de 1.8 [GHz]. Mientras que, al utilizar el modelo eléctrico de los desplazadores de fase MEMS de dos capas de 2 bits, el ancho de banda de éstos es de 2.6 [GHz].

Se concluye que las dimensiones de las celdas unitarias de las SSF's MEMS que constituyen los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits son de 15[mm]x15[mm]; estas SSF's MEMS tienen un radio medio $r_m = 6.5[mm]$ y una apertura anular con ancho $w = 1[mm]$. La distancia ' d_1 ' entre la primer SSF MEMS y la segunda SSF MEMS es de 8.32 [mm] y la distancia ' D ' entre la segunda SSF MEMS y la pantalla metálica es de 3.50 [mm].

Se concluye que el arreglo reflectivo del tipo Spyraphase de dos capas con elementos MEMS con el mejor desempeño fue el arreglo con $N_x = 4$ y $\Delta_x = \frac{\pi}{4}$; el cual tiene pérdidas de conversión menores a -1 dB, tiene un ancho de banda

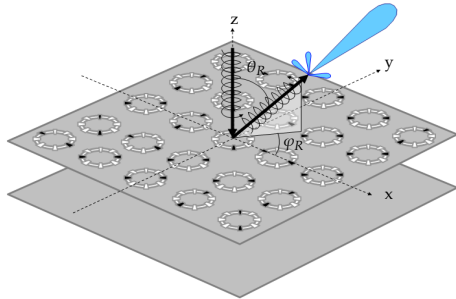
de 2.3 [GHz] y posee un ángulo de reflexión de 29.98° a una frecuencia de 10 [GHz].

Se concluye que los arreglos reflectivos que requieren desplazadores de fase que proporcionen desplazamientos de fase diferentes a 0° , 45° , 90° y 135° (los cuales son los desplazamientos de fase que se pueden obtener con los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits), poseen mayores pérdidas de conversión debido a los errores de fase que son introducidos al aproximar los diferentes valores para los desplazamientos de fase a partir de los desplazamientos de fase que los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits permiten.

Se concluye que los mayores errores de fase se presentan en el arreglo reflectivo con $N_x = 3$ y $\Delta_x = \frac{\pi}{3}$, teniendo pérdidas de conversión de -3 dB, y un ancho de banda de 2.57 [GHz]; además de proporcionar un ángulo de reflexión de 41.78° a una frecuencia de 10 [GHz]. Mientras que, el arreglo reflectivo con $N_x = 5$ y $\Delta_x = \frac{\pi}{5}$, presenta pérdidas de conversión de -2 dB, y un ancho de banda de 2.6 [GHz]. Teniendo un ángulo de reflexión de 23.56° a una frecuencia de 10 [GHz].

Bibliografía

- [1] MARTYNYUK, A.E.; MARTINEZ, J.I.; MARTYNYUK, N.A.: "*Spiraphase-Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators*," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No.1, Enero 2004.
- [2] MARTYNYUK, A.E.; KHOTIAINTSEV, S.N.; VOUTESMERI, V.S.: "*Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator*," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 45, No.6, Junio 1997.
- [3] MENDOZA, D.T.: "*Desarrollo de un Interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso*," UNAM, 2007.
- [4] AMITAY, N.; GALINDO, V. y WU,C.: "*Theory and Analysis of Phased Array Antennas*," *Wiley Interscience*, 1972; pp.37-45 y pp. 315-317.



Capítulo 6

Conclusiones Generales

En esta tesis se presentó el análisis, diseño y simulación de arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos MEMS, utilizando dos diferentes distribuciones para la ubicación de sus elementos desfasadores: rectangular y sesgada. Teniendo arreglos reflectivos con pérdidas menores a -1 dB dentro de la banda X (8-12 [GHz]).

Los arreglos del tipo Spyraphase con elementos MEMS presentados en esta tesis, son arreglos de desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits impresos sobre una superficie plana y que se alimentan espacialmente mediante una antena del tipo bocina, permitiendo reflejar un campo electromagnético con distribuciónn de fase progresiva en una dirección en particular. Mientras que, los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (con desplazamientos de: 0° , 90° , 180° y 270°) diseñados en esta tesis están conformados por una SSF (Superficie Selectiva de Frecuencia) MEMS y por una pantalla metálica ubicada a una cierta distancia de la SSF, con el fin de satisfacer el principio de Fox para antenas del tipo Spyraphase ($\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$).

El diseño de los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits (para los cuales se tiene que en cualquier combinación de desplazamiento de fase, dos interruptores MEMS del total de ocho, se encuentran en estado cerrado), se basó en el principio de Fox para antenas del tipo Spyraphase. El cual nos dice que si se logra tener una diferencia de fase de 180° entre las componentes de la onda reflejada (con coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , respectivamente), debidas a la incidencia de una onda con polarización circular sobre el desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo, la fase de la onda reflejada será igual a dos veces la posición angular de los interruptores MEMS en estado cerrado.

Para lograr satisfacer el principio de Fox, la posición de la pantalla metálica para los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de 2 bits que conforman los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase que utilizan distribución rectangu-

lar, fue de $D = 7.805[mm]$. Estos desplazadores poseen un ancho de banda de 1.1 [GHz] y su frecuencia central es de 10 [GHz]. Las Superficies Selectivas de Frecuencia MEMS de aperturas anulares en las cuales están integrados estos desplazadores de fase, tienen una frecuencia de resonancia de 10 [GHz]. Las dimensiones de dichas SSF's son $b=d=12$ [mm], tienen un radio medio igual a 4.4 [mm] y el ancho de la apertura anular es de 1 [mm].

Mientras que los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo diseñados para los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase que utilizan distribución sesgada, poseen un ancho de banda de 0.9 [GHz] y su frecuencia central es de 10 [GHz]. La posición de la pantalla metálica con respecto a la SSF MEMS para poder satisfacer el principio de Fox, es de $D = 7.56[mm]$. Las SSF's MEMS de aperturas anulares en las cuales están integrados dichos desplazadores de fase tienen una frecuencia de resonancia de 10 [GHz]. Las dimensiones de estas SSF's son $b=d=13.856$ [mm], tienen un radio medio igual a 4.5 [mm], el ancho de la apertura anular es de 1 [mm] y $\beta = 60^\circ$ (donde β define la inclinación de la distribución sesgada).

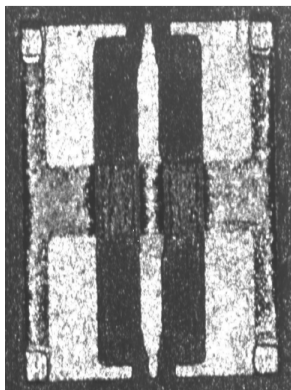
Se diseñarán arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos MEMS que utilizan distribución rectangular, con pérdidas de conversión menores a -1 dB a una frecuencia de 10 [GHz] y con ángulos de reflexión θ_R de hasta 56.38° , teniendo una banda de trabajo de 1 [GHz]. El plano de escaneo para estos arreglos reflectivos, fue el plano XZ. Por otra parte, el plano de escaneo para los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase con elementos MEMS que utilizan distribución sesgada fue un plano paralelo al eje normal del arreglo, con un ángulo $\varphi_R = -30^\circ$ con respecto al plano XZ. Estos arreglos tuvieron pérdidas de conversión menores a -1 dB a una frecuencia de 10 [GHz] para ángulos de reflexión θ_R de hasta 56.38° , y su banda de trabajo fue de aproximadamente 1 [GHz].

Como parte final de esta tesis, se analizaron, diseñaron y simularon, arreglos reflectivos del tipo Spyraphase multicapa con elementos MEMS utilizando distribución rectangular. Los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits que se diseñaron (y que son la base de los arreglos reflectivos del tipo Spyraphase multicapa) tienen un ancho de banda de 1.8 [GHz]. Las dimensiones de las celdas unitarias de las dos SSF's MEMS que constituyen los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits son de $15[mm] \times 15[mm]$; estas SSF's MEMS tienen un radio medio $r_m = 6.5[mm]$ y una apertura anular con ancho $w = 1[mm]$. La distancia ' d_1 ' entre la primer SSF MEMS y la segunda SSF MEMS es de 8.32 [mm] y la distancia ' D ' entre la segunda SSF MEMS y la pantalla metálica es de 3.50 [mm].

Se logró diseñar un arreglo reflectivo del tipo Spyraphase multicapa con elementos MEMS que utiliza distribución rectangular, con pérdidas de conversión menores a -1 dB, y que tiene un ancho de banda de 2.3 [GHz] ($N_x = 4$ y $\Delta_x = \frac{\pi}{4}$). Y posee un ángulo de reflexión θ_R de 29.98° a una frecuencia de 10 [GHz].

Mientras que, los arreglos reflectivos multicapa que requieren desplazadores de fase que proporcionen desplazamientos de fase diferentes a 0° , 45° , 90° y 135° (los cuales son los desplazamientos de fase que se pueden obtener con los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits), poseen mayores pérdidas de conversión debido a los errores de fase que son introducidos al aproximar los diferentes valores para los desplazamientos de fase a partir de los desplazamientos de fase que los desplazadores de fase MEMS del tipo reflectivo de dos capas de 2 bits permiten. Teniendo pérdidas de conversión menores a -2 dB y -3 dB, para arreglos con $N_x = 5$ y $\Delta_x = \frac{\pi}{5}$ y para arreglos con $N_x = 3$ y $\Delta_x = \frac{\pi}{3}$, respectivamente. Estos arreglos tienen un ancho de banda de 2.6 [GHz] y 2.57 [GHz] con ángulos de reflexión θ_R de 23.56° y de 41.78° , respectivamente.

Finalmente se concluye, que los arreglos reflectivos del tipo Spyrphase con elementos MEMS son una alternativa a las antenas inteligentes convencionales dentro de un sistema de telecomunicaciones, debido al excelente desempeño electrodinámico que presentan a frecuencias mayores a 10 [GHz].



Apéndice A

Interruptor MEMS utilizando tecnología flexible de circuito impreso

El interruptor MEMS para RF que es utilizado como elemento de control electrónico en el desplazador de fase del tipo reflectivo y que opera en la banda X (8-12 [GHz]) fue desarrollado por el centro de diseño UNAMemms utilizando tecnología flexible. Dicho interruptor es del tipo paralelo capacitivo y consiste de una membrana de aluminio de $0.5 [\mu\text{m}]$ suspendida sobre el conductor central de una guía de onda coplanar (CPW). La membrana está apoyada en cuatro postes de cobre de $6 [\mu\text{m}]$ colocados sobre los planos de tierra de la CPW. Sobre el conductor central se coloca $1 [\mu\text{m}]$ de CYCLOTENE, el cual tiene la función de dieléctrico. El sustrato utilizado como base del interruptor es de material Rogers R04003C y posee un grosor de $203 [\mu\text{m}]$.

La elección de este interruptor MEMS como elemento electrónico de control se debió a que sus características electrodinámicas a una frecuencia de 10 [GHz] son mejores que las que presenta un diodo p-i-n a la misma frecuencia destacando un $FCC > 5000$, ver tabla A.1.

El principio de operación del interruptor es el siguiente: Cuando se aplica una diferencia de potencial $\approx 22 [\text{V}]$ (voltaje de actuación) en el interruptor; la membrana de aluminio se colapsa de su posición original hacia el conductor central de la CPW provocando un corto circuito, lo cual hace que la trayectoria de la señal de RF sea obstruida. Sin embargo; cuando la membrana se encuentra en su posición original, la señal de RF viaja a través del conductor central de la CPW.

La geometría del interruptor es presentada en la figura A.1. En las figuras A.2, A.3 y A.4 se presentan las curvas características del interruptor.

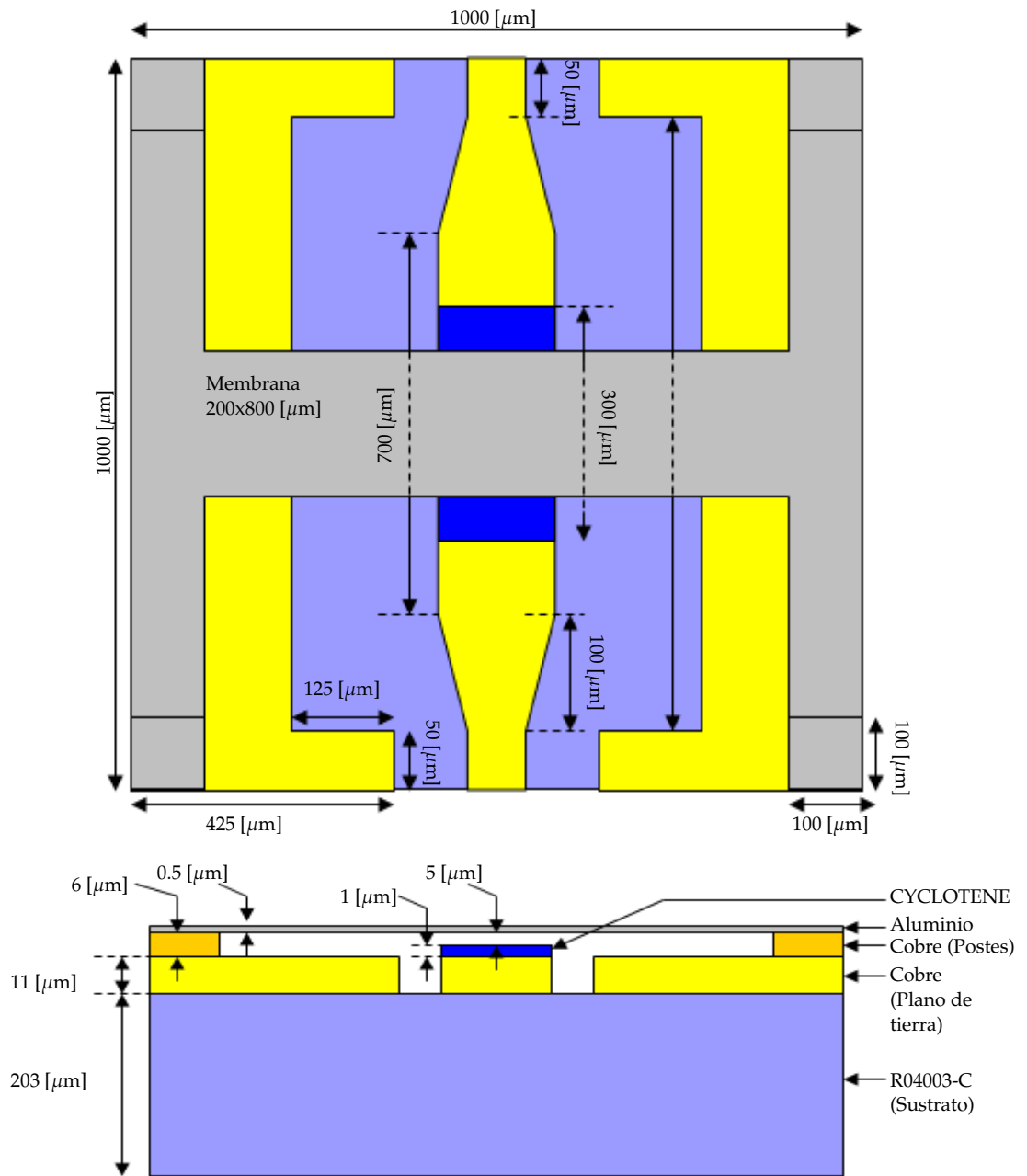


Figura A.1: Interruptor MEMS para la banda X [1].

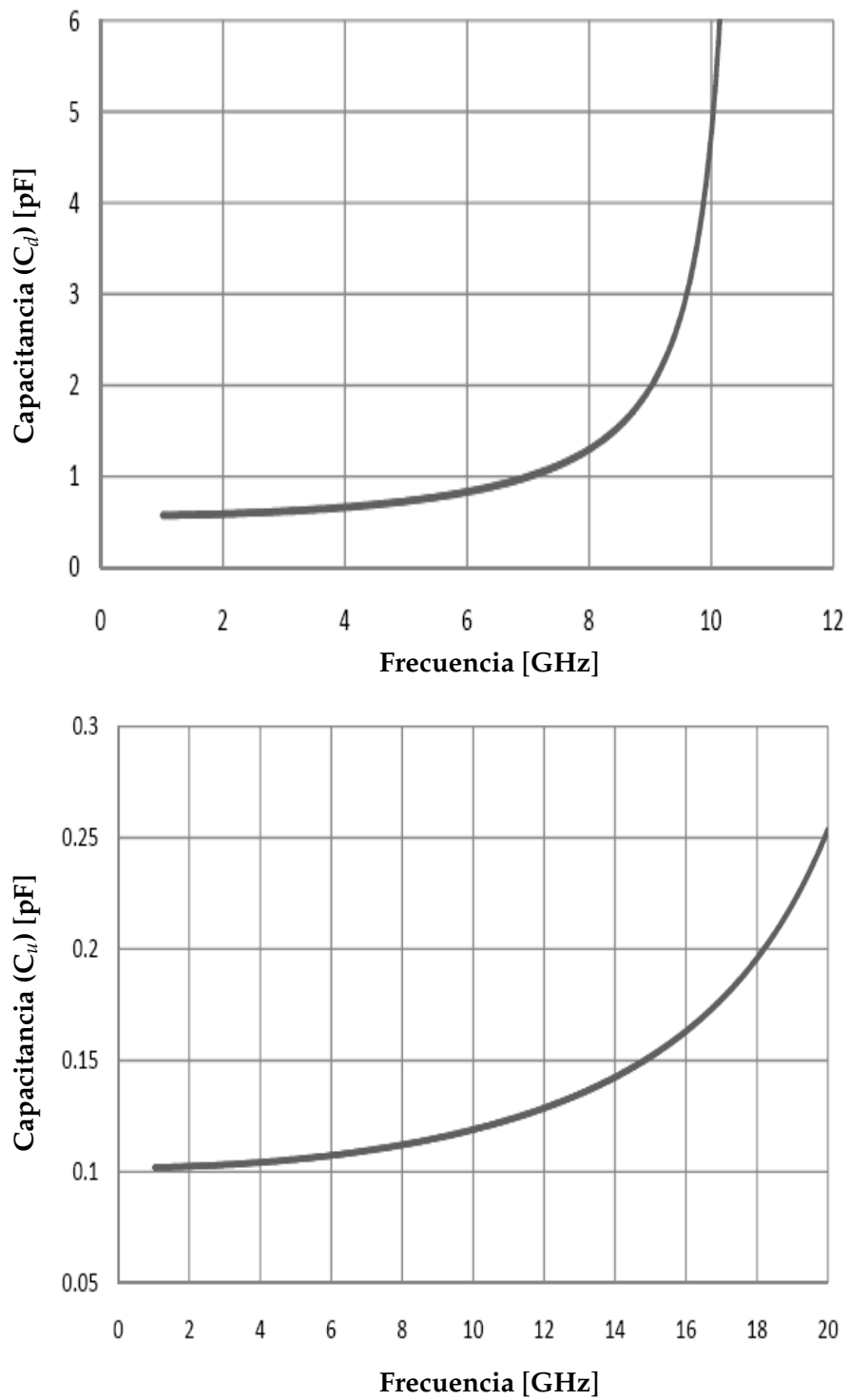


Figura A.2: Capacitancias del Interruptor MEMS para la banda X [1]: a) Estado cerrado b) Estado abierto

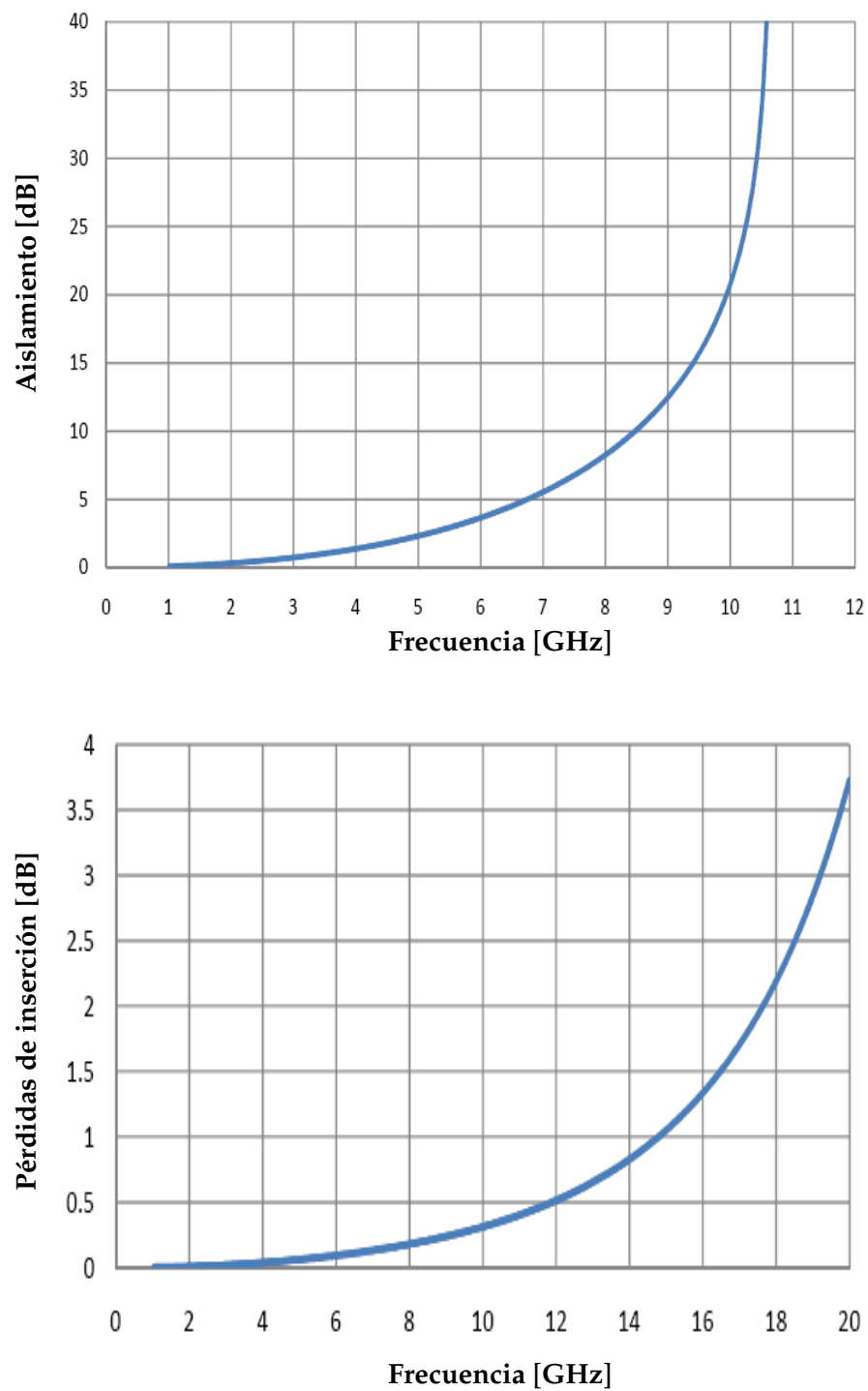


Figura A.3: Aislamiento y pérdidas de inserción del Interruptor MEMS para la banda X [1].

TABLA A.1: Características electromecánicas y electrodinámicas del interruptor MEMS para la banda X [1].

Parámetro	Banda X (10 GHz) Interruptor MEMS	Banda X (10 GHz) Diodo p-i-n
Dimensiones Interruptor [μm]	1000 x 1000	pequeño
Área de actuación [μm]	200x100	-
Gap Interruptor [μm]	6	-
Dimensiones membrana (Al) [μm]	800x200	-
Espesor membrana	0.5	-
CPW (Cu) [G/W/G] [μm]	150/100/150	-
Espesor CPW [μm]	11	-
Cte. Rigidez de la membrana [N/m]	1.142	-
Voltaje de actuación [V]	22	$\pm 3-5$
Tiempo de conmutación [μs]	39.786	-
FCC	99405.096	5000
Capacitancia edo. abto. (C_u) [fF]	118.9	17
Capacitancia edo. cdo. (C_d) [pF]	4.7814	-
Pérdidas de inserción [dB]	0.3137	0.7
Aislamiento [dB]	-20.8653	-35

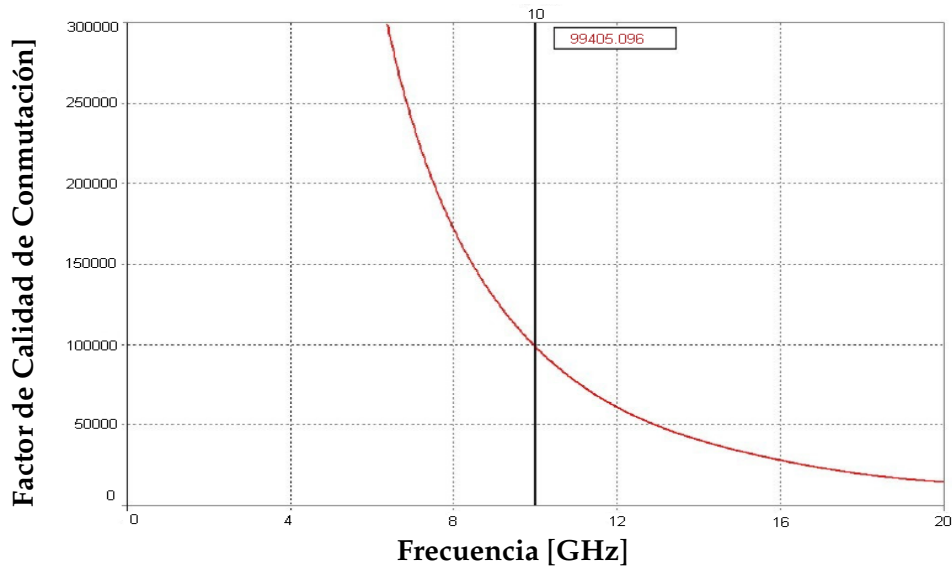


Figura A.4: Factor de Calidad de Conmutación (FCC) del Interruptor MEMS para la banda X [1].

Referencia:

[1] MENDOZA, D.T.: "Desarrollo de un Interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso," UNAM, 2007.

Apéndice B

Bandas de frecuencia

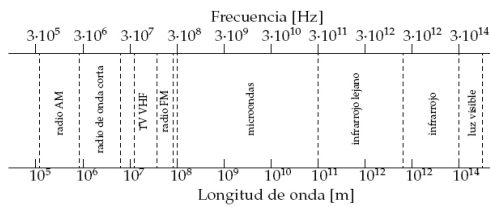
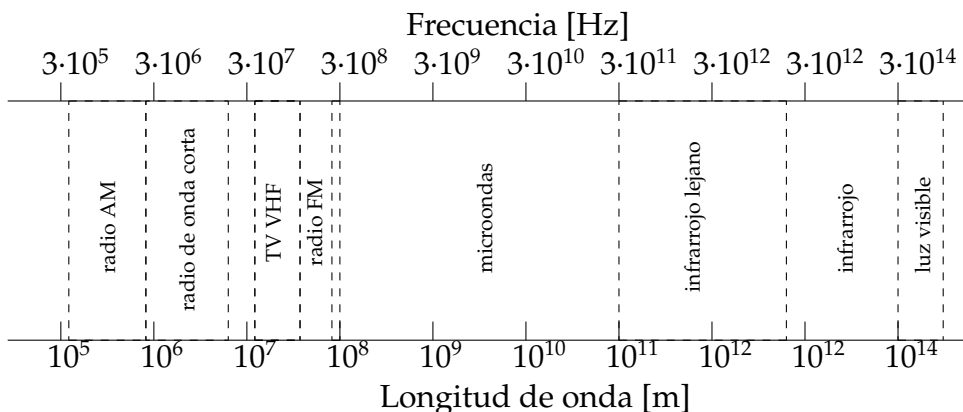


TABLA B.1: Bandas de Frecuencia [1].

De 30 Hz a 300 GHz			
Nombre	Abreviatura	Frecuencia	Longitud de onda
Frecuencias extremadamente bajas	ELF	30 Hz... 300 Hz	10 Mm... 1 Mm
Frecuencias de voz	VF	300 Hz... 3 kHz	1 Mm... 100 km
Frecuencias muy bajas	VLF	3 kHz... 30 kHz	100 km... 10 km
Frecuencias bajas	LF	30 kHz... 300 kHz	10 km... 1 km
Frecuencias medias	MF	300 kHz... 3 MHz	1 km... 100 m
Frecuencias altas	HF	3 MHz... 30 MHz	100 m... 10 m
Frecuencias muy altas	VHF	30 MHz... 300 MHz	10 m... 1 m
Frecuencias ultra altas	UHF	300 MHz... 3 GHz	1 m... 10 cm
Frecuencias super altas	SHF	3 GHz... 30 GHz	10 cm... 1 cm
Frecuencias extremadamente altas	EHF	30 GHz... 300 GHz	1 cm... 1 mm

> 1 GHz		
Nombre	Frecuencia	Longitud de onda
Banda L	1 GHz... 2 GHz	30 cm... 15 cm
Banda S	2 GHz... 4 GHz	15 cm... 7.5 cm
Banda C	4 GHz... 8 GHz	7.5 cm... 3.75 cm
Banda X	8 GHz... 12 GHz	3.75 cm... 2.5 cm
Banda Ku	12 GHz... 18 GHz	2.5 cm... 1.67 cm
Banda K	18 GHz... 26.5 GHz	1.67 cm... 1.13 cm
Banda Ka	26.5 GHz... 40 GHz	1.13 cm... 7.5 mm
Banda Q	32 GHz... 50 GHz	9.38 mm... 6 mm
Banda U	40 GHz... 60 GHz	7.5 mm... 5 mm
Banda V	50 GHz... 75 GHz	6 mm... 4 mm
Banda W	75 GHz... 100 GHz	4 mm... 3.33 mm



Referencia:

- [1] WHITAKER, J. C.: "The Electronics Handbook," Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 1996.

Índice alfabético

- Adhesión de obleas, 12
- Aislamiento, 34
- Arreglo de fase, 111
 - principio de operación, 111
- Arreglo reflectivo, 112
 - del tipo Spyrhaphase, 124
 - multicapa, 158
 - perdidas de conversión, 128
 - principio de operación, 124
- Crecimiento epitaxial, 20
 - definición, 20
- Deposición química en fase vapor, 23
 - CVD, 23
 - HDP-CVD, 23
 - LCVD, 23
 - PECVD, 23
- Desplazador de fase
 - análogo, 50
 - con materiales ferroeléctricos, 52
 - con MEMS, 52
 - de estado sólido, 50
 - definición, 49
 - digital, 50
 - HRL de 5 bits, 70
 - Raytheon de línea conmutada, 74
 - Raytheon de línea reflectiva, 69
 - Raytheon LTMD, 74
 - Rockwell de línea conmutada, 71
 - técnicas de diseño
 - arreglos reflectivos, 67
 - basados en alimentadores de antena, 64
 - basados en interruptores 1:N, 63
 - basados en redes conmutables, 61
 - del tipo de Banco de capacitores conmutables, 59
 - del tipo de línea-cargada, 57
 - del tipo de línea-conmutada, 56
 - del tipo reflectivo, 53
 - del tipo varactor, 59
 - técnica de distribución, 65
 - UoM/Rockwell de línea conmutada, 72
- Desplazador de fase MEMS del tipo reflectivo
 - onda controlada, 114
 - onda no controlada, 114
 - principio de operación, 113
 - multicapa, 145
- Dióxido de Silicio, 17
 - formas, 17
- Evaporación, 22
- Floquet
 - modos TE, 125
 - modos TM, 125
 - Teorema, 125
- Fotorresist, 24
- Frecuencia natural de resonancia, 34
- Grabado, 25
 - anisotrópico, 25
 - humedo, 25
 - isotrópico, 25
 - seco, 25
- Interruptor
 - Analog Devices, 40
 - En forma de S, 46
 - Illinois, 44
 - Lincoln, 45
 - Michigan
 - bajo voltaje de actuación, 43
 - en-línea, 43

- Parámetros de diseño, 33
- Raytheon, 42
- Rockweel Scientific, 40
- Interruptores MEMS
 - definición, 30
- Litografía, 24
 - pasos, 24
- Métodos de giro, 23
 - definición, 23
 - materiales, 23
- Materiales, 14
 - aislantes, 17
 - aleaciones de metales, 17
 - metales, 17
 - polímeros, 18
 - silicio, 15
- MEMS
 - aplicaciones, 6
 - definición, 5
 - fabricación, 7
 - materiales, 14
 - técnicas de fabricación, 20
- Micromaquinado
 - de superficie, 9
 - de volumen, 7
 - grabado húmedo, 8
 - grabado seco, 9
 - proceso, 7
 - flujo del, 7
- Nitruro de Silicio, 17
- Oxidación térmica, 21
- Pérdidas de inserción, 33
- Polisilicio, 17
- Principio de Fox, 114
- Procesos LIGA, 14
- Pulverización catódica (Sputtering), 21
- Silicio, 15
 - amorfo, 17
 - cristalino, 16
 - estructura, 15
 - formas, 16
 - planos de corte, 16
 - polisilicio, 17
- Superficie Selectiva de frecuencia, 86
 - ajustable con cargas reactivas, 99
 - ajustable con cortos eléctricos, 95
 - ajustable con MEMS, 101
 - elementos, 86
 - modelo eléctrico, 89
 - principio de operación, 88
- Tecnología MMIC, 58
- Tiempo de transición, 34
- Tiempo de vida, 35
- Velocidad de conmutación, 34
- Voltaje de actuación, 34