



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**PROGRAMA DE MAESTRIA Y DOCTORADO EN
INGENIERIA**

FACULTAD DE INGENIERIA

**SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA
RECONFIGURABLES BASADAS EN MICROSISTEMAS
ELECTROMECHANICOS (MEMS)**

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERIA

INGENIERIA ELECTRICA-TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A :

MARTINEZ LOPEZ ROSALBA

TUTOR

DR. JOSE ISMAEL MARTINEZ LOPEZ



2007



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. MARTYNYUK OLEKSANDR

Secretario: DR. HERNANDEZ CORDERO JUAN ARNALDO

Vocal: DR. MARTINEZ LOPEZ JOSE ISMAEL

1^{er}. Suplente: DR. SVYRYD VOLODYMYR

2^{do}. Suplente: DR. RODRIGUEZ CUEVAS JORGE

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:

CIUDAD UNIVERSITARIA

TUTOR DE TESIS:

DR. MARTINEZ LOPEZ JOSE ISMAEL

FIRMA

DEDICATORIA

**A MI SEÑOR Y SALVADOR JESUCRISTO, A ÉL SEA TODA LA GLORIA,
LA HONRA Y LA ALABANZA.**

“Porque de tal manera amó Dios al mundo, que ha dado a su Hijo unigénito, para que todo aquel que en él cree, no se pierda, mas tenga vida eterna” Juan 3:16

GRATITUDES

A Dios, por su amor y misericordia hacia mi vida. Bendito y Alabado sea mi Señor y Salvador Jesucristo.

A mis padres Ismael y Julia, por su amor y apoyo incondicional. Gracias por el ejemplo que me han dado, gracias por estar conmigo en todo momento. Este logro es de ustedes.

A mis hermanos Ismael, Angel y Lourdes, por su amor y por todos los momentos que compartimos juntos.

A mi director de tesis, Dr. José Ismael Martínez López, por su apoyo, enseñanzas y dirección para la realización del presente trabajo.

A mí Jurado, integrado por los Doctores Oleksandr Martynyuk, Juan Arnaldo Hernández Cordero, José Ismael Martínez López, Volodymyr Svyryd y Jorge Rodríguez Cuevas, por su tiempo dedicado a la revisión de este trabajo y por sus valiosos comentarios que lo enriquecieron.

A la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, por la enseñanza y formación que recibí.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT, por el apoyo económico.

Indice General

Introducción	1
Capítulo 1 Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF)	3
1.1. Introducción	3
1.2. Principio de operación de las superficies selectivas de frecuencia	4
1.2.1. Elementos en las superficies selectivas de frecuencia	5
1.3. Aplicaciones	6
1.3.1. Radomos Híbridos	6
1.3.2. Filtro supresor de banda	7
1.3.3. Subreflectores dicroicos	8
1.4. Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables	9
1.4.1. SSF con cargas reactivas	9
1.4.2. SSF impresas en sustratos de ferrita	10
1.4.3. SSF utilizando microsistemas electromecánicos (MEMS)	12
Capítulo 2 Microsistemas Electromecánicos (MEMS)	17
2.1. Introducción	17
2.1.1. Orígenes de MEMS	17
2.2. Tecnologías de fabricación	18
2.2.1. Proceso convencional de fabricación de circuitos integrados (CI)	18
2.2.2. Micromaquinado de volumen	20
2.2.3. Micromaquinado de superficie	20
2.2.4. Proceso LIGA	21
2.3. Mecanismos de actuación	23
2.3.1. Actuación electrostática	23
2.3.2. Actuación térmica	25
2.3.3. Actuación piezoeléctrica	25
2.4. Procesos de fabricación de MEMS	25
2.4.1. PolyMUMPs	26
2.4.2. Modificaciones al proceso PolyMUMPs	31
2.5. MEMS para Radiofrecuencia y Microondas	32
2.5.1. Capacitores	32
2.5.1.1. Capacitor de placas paralelas	32
2.5.1.2 Capacitor tipo peine (<i>comb-drive</i>)	34
2.5.1.3. Capacitores MEMS variables	35
2.5.2. Interruptores MEMS	41
2.5.2.1. Constante de Rigidez	41
2.5.2.2. Voltaje de actuación	42
2.5.2.3. Velocidad de conmutación	42
2.5.2.4. Resistencia en serie	43
2.5.2.5. Pérdidas de inserción	43
2.5.2.6. Aislamiento	43
2.5.2.7. Factor de calidad de conmutación FCC	43
2.5.2.8. Frecuencia de Resonancia	44
2.5.2.9. Manejo de potencia	44

2.5.2.10. Acoplamiento de Impedancias	44
2.6. Interruptores de tipo electrostático	45
2.6.1. Cantilevers	45
2.6.2. Interruptores de Membrana	46
2.6.3. Tipos de contacto	46
2.6.4. Configuración eléctrica	46
2.6.5. Interruptores en serie	47
2.6.6. Interruptores en paralelo	48
Capítulo 3 Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en aperturas anulares	52
3.1. Introducción	52
3.2. Modelo matemático de las superficies selectivas de frecuencia con aperturas anulares	53
3.2.1. Método del acoplamiento modal	55
3.3. Características de Transmisión de una SSF basada en aperturas anulares	62
3.3.1. Variación del tamaño del elemento.	63
3.3.2. Variación del ancho de la ranura.	64
3.3.3. Variación de las dimensiones de la celda unitaria.	65
3.3.4. Efecto de la carga dieléctrica	67
3.3.5. Variación del grosor del dieléctrico	68
3.4. Modelo matemático de la Superficie Selectiva de Frecuencias basada en aperturas anulares con cargas reactivas	69
Capítulo 4 Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables basadas en MEMS	73
4.1. Introducción	73
4.2. Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en Interruptores MEMS	73
4.3. Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en varactores MEMS	82
4.4. Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en vigas deslizantes	86
4.5. Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en actuadores <i>scratch drive</i>	89
4.6. Comparación de resultados	91
Conclusiones	94
Apéndice A Estructuras periódicas planas infinitas y modos Floquet	96
Apéndice B Coeficientes de acoplamiento entre las funciones base de la apertura anular y los modos Floquet	104

Resumen

Se presenta el análisis de las superficies selectivas de frecuencia reconfigurables basadas en aperturas anulares y microsistemas electromecánicos (MEMS). Se desarrolló un modelo matemático de onda completa para analizar estructuras periódicas infinitas de aperturas anulares con dispositivos MEMS como elementos de carga. Este modelo permite analizar la incidencia de una onda electromagnética sobre la estructura. Los MEMS utilizados son interruptores, capacitores variables y vigas corredizas. Los resultados numéricos de los coeficientes de transmisión para diferentes estructuras en la banda X, K y Ku muestran la característica reconfigurable del arreglo para un amplio intervalo de frecuencias. Estas estructuras son la base para el diseño de superficies selectivas de frecuencia reconfigurables, convertidores de polarización y antenas de arreglos de fase.

Introducción

El análisis y diseño de Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) ha recibido mucha atención en los últimos años debido a la variada gama de aplicaciones, entre las que podemos mencionar las antenas multibanda, los radomos, los subreflectores dicróicos y los lentes de arreglos transmitivos y reflectivos. Las aplicaciones más recientes son etiquetas para identificación de radiofrecuencia (RFID), dispositivos anticolidión, rutas de robots guiados, supresión de interferencia y sistemas de baja probabilidad de intercepción. Las propiedades especiales de las SSF han permitido aplicaciones muy útiles en el desarrollo de antenas debido a la característica de filtrado de frecuencias en el espacio.

Una superficie selectiva de frecuencia es básicamente un arreglo periódico bidimensional de elementos cuya topología y tamaño junto con su periodicidad determinan la respuesta en frecuencia de la superficie ante la incidencia de una onda electromagnética plana. Las superficies selectivas típicamente han sido estáticas y usadas en aplicaciones con frecuencias fijas. Sin embargo, ciertas aplicaciones reciben un enorme beneficio si se obtiene una respuesta en frecuencia reconfigurable en el tiempo. Las técnicas para obtener esta respuesta son variadas. Una de ellas consiste en el uso de un sustrato de ferrita donde su permeabilidad magnética relativa es modificada con la polarización de un campo magnético. Otra técnica consiste en agregar cargas reactivas como varactores o diodos pin en cada elemento de la superficie para modificar electrónicamente sus características de reflexión. Sin embargo estos métodos tienen varias desventajas como altas pérdidas (sustrato de ferrita), altas corrientes de polarización (varactores o diodos pin) y sobre todo, altos costos. De forma alternativa es posible obtener el corrimiento de frecuencia en una SSF al utilizar Microsistemas Electromecánicos para Radiofrecuencia (RF MEMS), los cuales ofrecen muchas ventajas significativas que los hacen muy atractivos para ser usados en esta aplicación. Las principales ventajas de los MEMS son sus ultra bajas

pérdidas, el bajo consumo de potencia de DC para su polarización y su costo de fabricación, ya que al ser implantados mediante un proceso de fabricación planar mediante técnicas fotolitográficas dicho costo no se incrementa al aumentar el número de elementos. Además que se eliminan los altos costos y errores de un proceso estándar de manufactura al evitar interconectar cientos o miles de elementos que se requieren en este tipo de superficies.

Los objetivos del presente trabajo son:

- Desarrollo del modelo matemático que permita estimar las características de reflexión de una SSF considerando elementos reactivos.
- Análisis de los RF MEMS que pueden ser usados como elementos reactivos para modificar dinámicamente la respuesta de la SSF.
- Cálculo de las características de reflexión de las SSF reconfigurables basadas en MEMS.

El presente trabajo está dividido en cuatro capítulos. En el primer capítulo se analiza el estado del arte de la tecnología de las SSF. En el capítulo 2 se analiza la tecnología de los RF MEMS haciendo énfasis en aquellos microsistemas que por sus características pueden ser usados para obtener una característica reconfigurable de la superficie. En el capítulo 3 se presenta el desarrollo del modelo matemático de las superficies selectivas de frecuencia con cargas reactivas. El tipo de superficie a analizar es de tipo apertura y se considera como elemento de la superficie un anillo ranurado. En el capítulo 4 se calcula el desempeño de las superficies selectivas de frecuencia reconfigurables basadas en MEMS y finalmente se presentan las conclusiones generales del trabajo.

Capítulo 1

Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF)

1.1. Introducción

Las propiedades únicas y usos prácticos de las superficies selectivas de frecuencia (SSF) realizados hace muchos años han producido un extensivo campo de trabajo en los sectores académicos e industriales.

Las aplicaciones de las SSF en las frecuencias de microondas son predominantemente para los sistemas de antenas.

Los reportes publicados de las propiedades básicas de las estructuras fueron en 1946 pero el nombre de SSF fue usado hasta mucho tiempo después. La exactitud en el modelo de sus propiedades electromagnéticas empezó a tomar forma a finales de los años 1960's, donde se obtuvo mucha experiencia a partir del trabajo de los arreglos de fase de esa época. Con la llegada de las computadoras digitales, los análisis eficientes y las técnicas de medición de banda ancha, la comprensión y el grado de sofisticación en el diseño y fabricación de las SSF han aumentado. Además las misiones espaciales y antenas satelitales han utilizado exitosamente la tecnología de las SSF.

El análisis y diseño de superficies selectivas de frecuencia ha tenido mucha importancia debido a que tiene como característica el filtrado de frecuencias.

Una Superficie Selectiva de Frecuencia SSF es un arreglo periódico de dos dimensiones de parches conductores en un sustrato dieléctrico o aperturas sobre una pantalla metálica (Fig. 1.1).

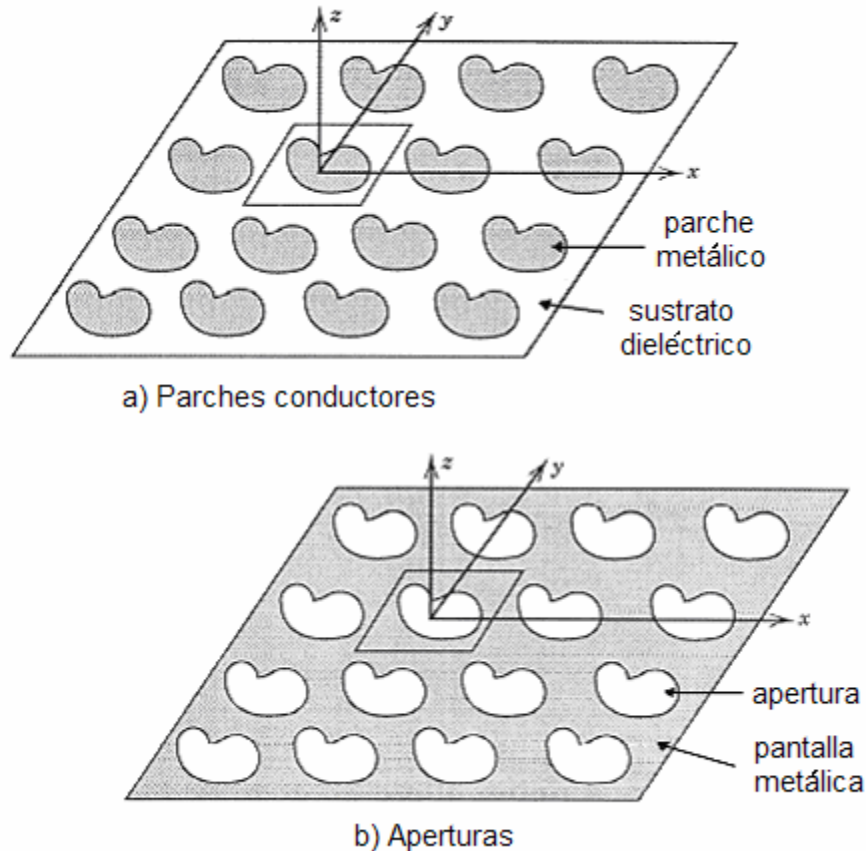
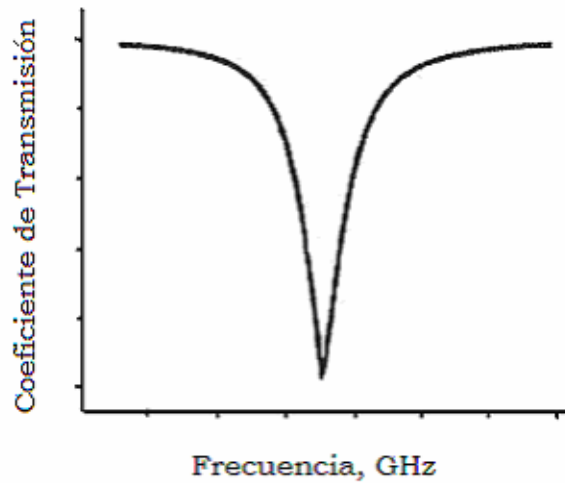


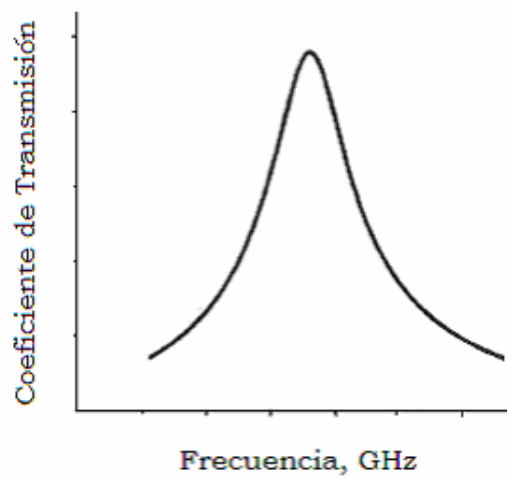
Fig. 1.1 Superficie Selectiva de Frecuencia.

1.2. Principio de operación de las superficies selectivas de frecuencia

Las superficies selectivas de frecuencia se comportan básicamente como un filtro electromagnético pasivo. La Fig. 1.2a muestra la respuesta del coeficiente de transmisión de un arreglo tipo parche. La estructura es transparente para las frecuencias que se encuentran dentro de su banda de paso, mientras que las ondas incidentes de las frecuencias que se ubican en la banda de rechazo son reflejadas. La resonancia se presenta debido a las corrientes inducidas en los elementos y la superficie actúa como una pantalla metálica en la frecuencia de resonancia. En la Fig. 1.2b se muestra la respuesta para el caso de una superficie tipo apertura. La fuerte concentración de campo en las aperturas a la frecuencia de resonancia determina una respuesta paso banda haciendo que la estructura sea transparente para la onda incidente a dicha frecuencia [1].



a)



b)

Fig. 1.2 Coeficiente de transmisión de una SSF. a) Tipo parche, b) Tipo apertura.

1.2.1. Elementos en las superficies selectivas de frecuencia

Existen diversas formas de elementos en las SSF. Las formas más estudiadas son: dipolo, dipolo cruz, cruz de Jerusalén, tripolo, lazo cuadrado y anillo (Fig. 1.3).

La forma del elemento juega un papel importante en las superficies selectivas de frecuencia. El elemento debe soportar la polarización de la onda incidente y tiene mucha influencia en el desempeño del arreglo.



Fig. 1.3 Elementos en la SSF.

Los parámetros principales son su nivel de polarización cruzada, su ancho de banda, su estabilidad de frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia y su relación de separación entre bandas (f_r/f_i) [2].

1.3. Aplicaciones

Las aplicaciones tradicionales han sido en radomos, en subreflectores dielectricos y en lentes de arreglos transmitivos y reflectivos [3]-[6]. Las aplicaciones más recientes son etiquetas para identificación por radiofrecuencia, dispositivos anticolidión, rutas de robots guiados, supresión de interferencia y sistemas de baja probabilidad de intercepción. Además, las capacidades de las superficies selectivas de frecuencia han sido ampliadas al integrarles dispositivos activos a la celda unitaria de la estructura periódica. Tales elementos pueden permitir funciones de amplificación, mezcla, corrimiento de fase y oscilación.

1.3.1. Radomos Híbridos

Quizá la primer idea que llega a la mente es la aplicación de radomos paso banda usados para reducir la sección transversal del radar (radar cross section (RCS)) de antenas fuera de su banda de operación [7].

Una situación típica se muestra en la Fig. 1.4a donde la antena de radar montada al frente de un avión ha sido cubierta con un radomo, cuya característica del filtro paso banda se muestra en la Fig. 1.4b.

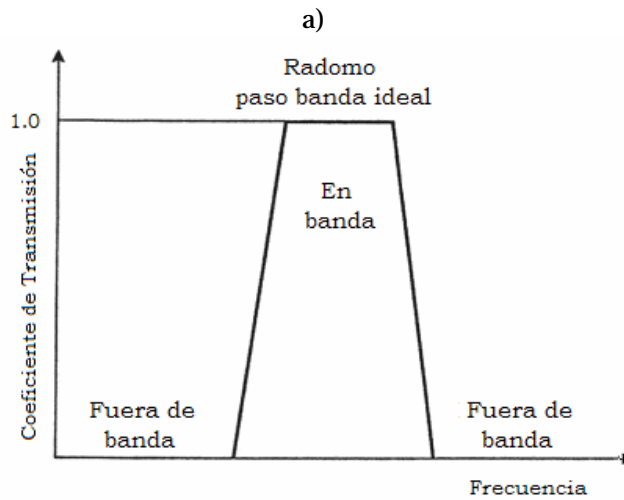
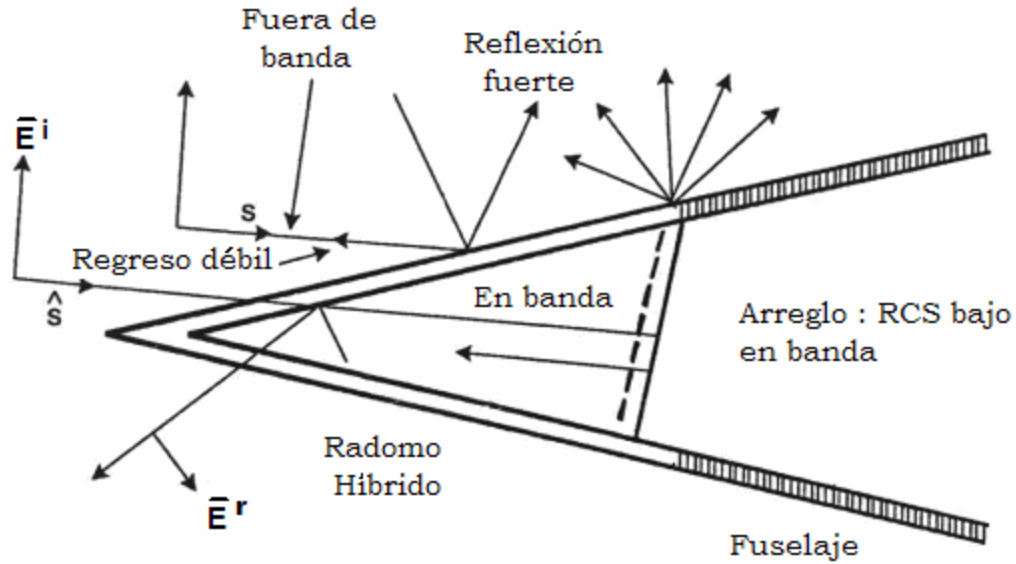


Fig. 1.4 Radomo híbrido. a) Geometría, b) Respuesta en frecuencia.

Cuando el radomo es opaco y expuesto al campo incidente la mayoría de las señales serán reflejadas debido a que la forma del radomo producirá una señal muy débil, se tiene un bajo RCS. Si la señal incidente tiene una frecuencia donde el radomo es transparente, el radomo es incapaz de reducir la RCS de la antena.

1.3.2. Filtro supresor de banda

Otra situación se muestra en la Fig. 1.5 donde varias antenas en general han sido montadas en un mástil. Todo el montaje ha sido cubierto por una Superficie Selectiva de Frecuencia para desviar las señales fuera de banda mientras que las señales deseadas pasen a través de él.

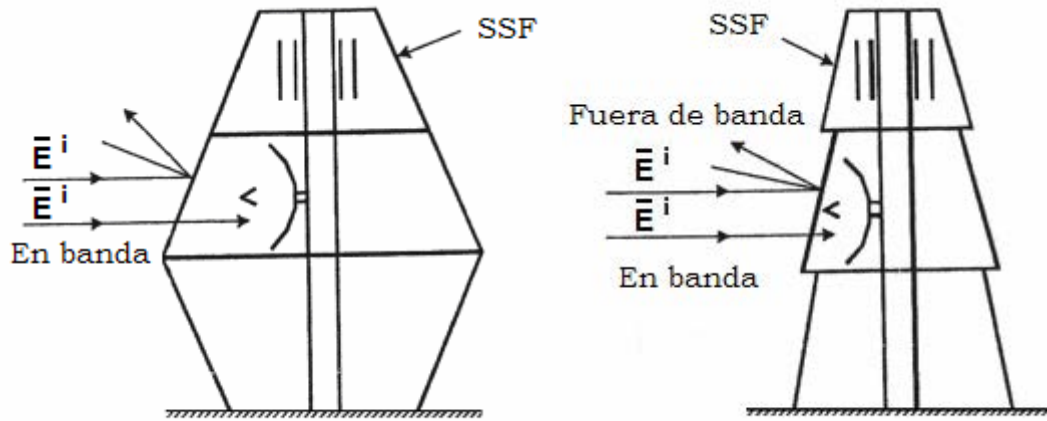
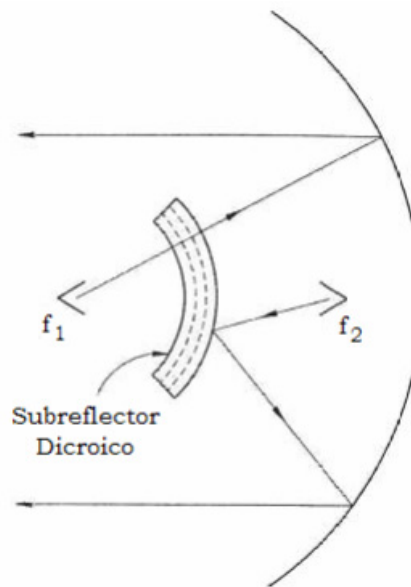


Fig. 1.5 Filtro supresor de banda.

1.3.3. Subreflectores dicroicos

Otra aplicación se muestra en la Fig. 1.6 donde un sistema *Cassegrain* que tiene el subreflector hecho de una estructura dicroica. Este término se refiere a una superficie periódica que es transparente a estructuras de una frecuencia de banda f_1 y opaca a otra frecuencia de banda f_2 .



Sistema *Cassegrain*

Fig. 1.6 Uso de una estructura periódica como un Subreflector *Cassegrain*.

1.4. Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables

La necesidad de modificar dinámicamente la respuesta de las superficies selectivas de frecuencia ha llevado a investigar mecanismos de desvío de frecuencia que permitan ajustar los parámetros de la superficie para aplicaciones en tiempo real. A continuación se presenta el estado de la técnica de las superficies selectivas de frecuencia reconfigurables.

1.4.1. SSF con cargas reactivas

Los diodos PIN y los varactores poseen una impedancia variable que puede ser modelada como una carga reactiva. El agregar cargas reactivas como varactores o diodos pin en cada elemento de la superficie permite modificar electrónicamente sus características de reflexión. Si se utilizan diodos varactores como capacitores variables es posible la realización de una superficie sintonizable electrónicamente [8].

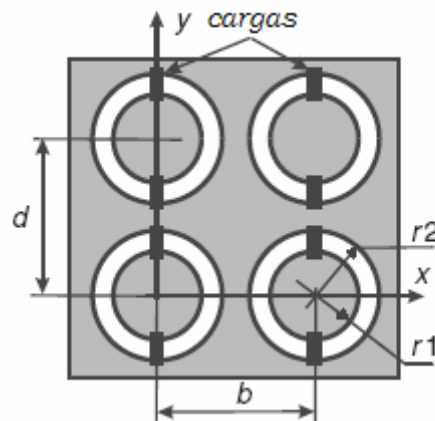


Fig. 1.7 SSF con cargas reactivas.

La variación de la frecuencia de resonancia para una estructura periódica de aperturas anulares con cargas reactivas fue analizada en [9]. Se simuló una estructura con $b=11.43\text{mm}$, $d=10.13\text{mm}$, $r1=3.5\text{mm}$ y $r2=4.03\text{mm}$. Se considera que las aperturas están impresas en un sustrato dieléctrico con permitividad $\epsilon_r = 2.40$ y un grosor $h=0.102\text{mm}$. En la Fig. 1.7 se muestra la conexión de las cargas reactivas. Se simuló la dispersión de una onda plana que incide normalmente sobre la superficie con polarización y . Los coeficientes de reflexión para la superficie cargada con capacitancias variables son mostradas en la Fig. 1.8. Puede verse que el incremento de la capacitancia produce una reducción en la frecuencia de resonancia del arreglo. Esta

característica permite transformar la estructura en una superficie selectiva de frecuencias sintonizable. La Fig. 1.8 muestra el coeficiente de reflexión de la SSF con cargas activas.

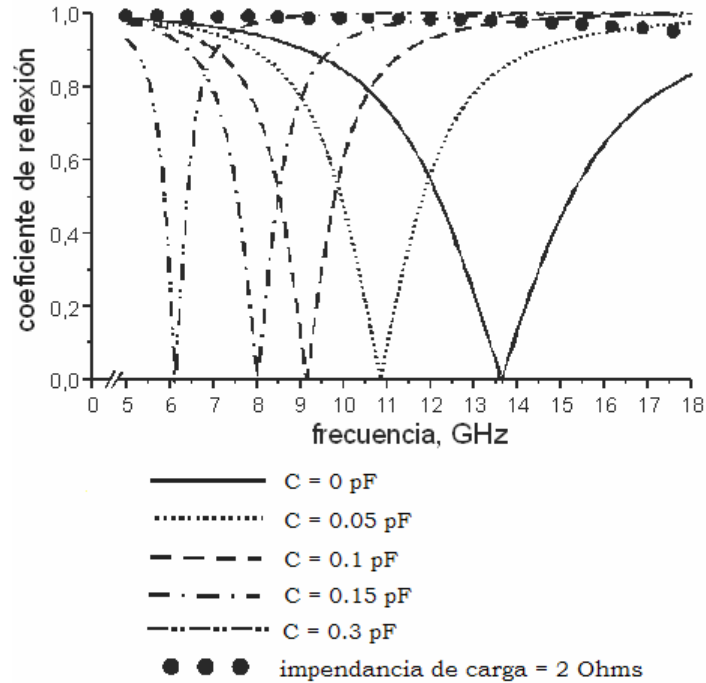


Fig. 1.8 Coeficiente de reflexión de la SSF con cargas activas [8].

1.4.2. SSF impresas en sustratos de ferrita

Las superficies selectivas de frecuencia impresas en sustratos de ferrita son polarizadas con campos magnéticos de DC. Polarizando el sustrato cambia la permeabilidad, la cual cambia las características de frecuencia de la SSF de modo que la frecuencia de resonancia puede ser continuamente variada o bien la superficie puede ser conmutada de reflexión a transmisión [10].

La Fig. 1.9 muestra una SSF con elementos de lazo cuadrado impresos en un sustrato de ferrita con una permitividad relativa $\epsilon_r = 15$, espesor de 1,27mm y magnetización de saturación de $4\pi M_s = 1730$ Gauss. La respuesta de transmisión de una pequeña muestra de la SSF fue examinada en un simulador de guía de onda. El rango de frecuencia del simulador es de 7,5 a 15 GHz.

El campo eléctrico fue incidente en la dirección y . (Fig. 1.9).

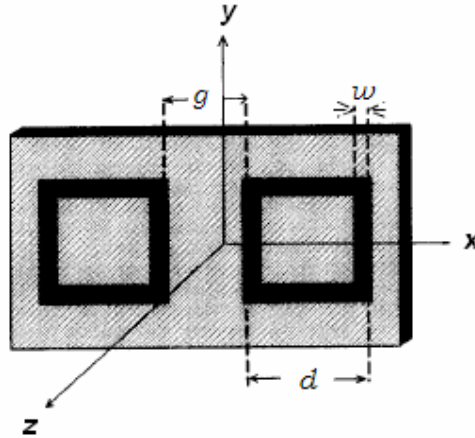


Fig. 1.9 Geometría de la SSF de lazo cuadrado en sustrato de ferrita [10].

Fueron usados imanes permanentes para polarizar las ferritas. La polarización del campo fue aplicado a través del sustrato en la dirección solo de y , que es perpendicular a la onda del campo magnético y la dirección de propagación.

El comportamiento de la frecuencia de resonancia de la SSF fue estudiado cuando la polarización del campo magnético fue variada de 0 a 5000 Gauss. El correspondiente cambio en la frecuencia de resonancia es graficado en la Fig. 1.10.

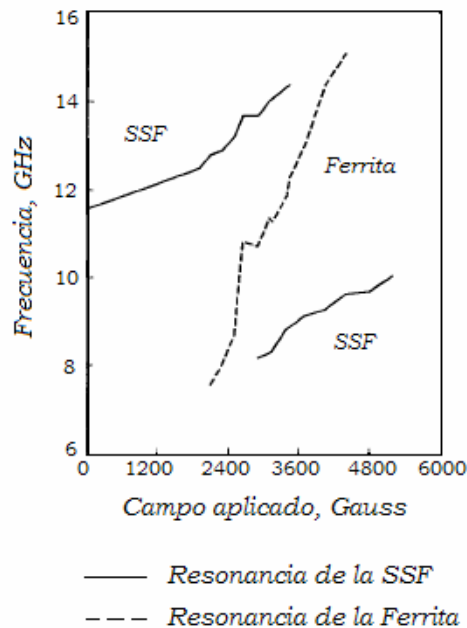


Fig. 1.10 Sintonización magnética de la resonancia de la SSF de lazo cuadrado. SSF con dimensiones $d=3.2$ mm, $w=0.2$ mm y $g=1.3$ mm [10].

La frecuencia de la resonancia fundamental del lazo cuadrado aumento constantemente mientras la polarización del campo incrementaba, de 11.6 GHz en

polarización cero a 14GHz en 3000 Gauss de polarización, siguiendo la disminución en μ_r del sustrato.

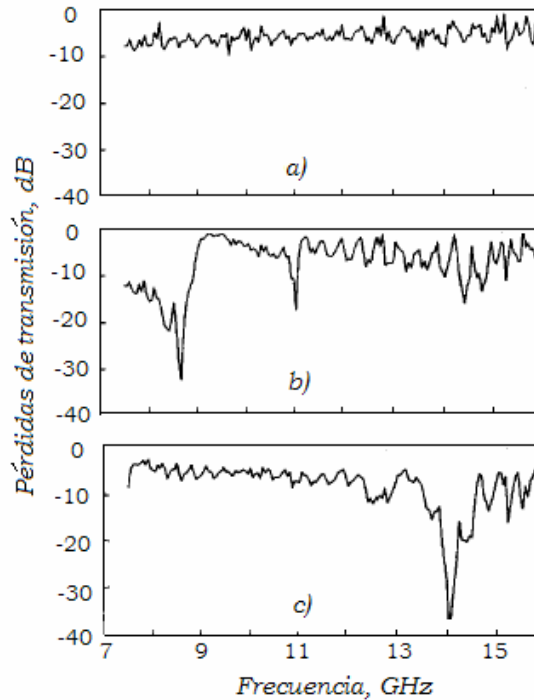
En la Fig. 1.11 la respuesta de transmisión de otro elemento cuadrado de la SSF es graficado sin polarización y con polarización del campo magnético de 4000 Gauss aplicados a lo largo de la dirección y del sustrato. En este caso $d=6.2$ mm, $w=0.8$ mm y $g=5.1$ mm. La resonancia de la SSF es en 8.7GHz para cero polarización del campo (Fig. 1.11b), correspondiendo a la reflexión de la onda incidente. El pico fue de ~ 30 dB de profundidad. Cuando la polarización magnética de 4000 Gauss fue aplicada a la ferrita el pico desaparece, con pérdidas de inserción totales de ~ 5 dB. (Fig. 1.11c). Estas pérdidas residuales fueron debidas a las reflexiones del sustrato de ferrita las cuales tenían una permitividad relativa de ~ 15 como se muestra en la Fig. 1.11a, la cual es la medición de la respuesta de la ferrita sola, es decir en ausencia de algún arreglo de elementos o polarización del campo. Aquí las pérdidas a 8.7GHz son de ~ 7 dB.

La aplicación de la polarización por lo tanto conmuta la respuesta del filtro de reflexión a transmisión.

Los sustratos de ferrita sintonizan las características de resonancia de las SSF sobre un alto rango de frecuencias, las geometrías de las SSF como dipolos, dipolos cruz y anillos dan resultados similares.

1.4.3. SSF utilizando microsistemas electromecánicos (MEMS)

Las superficies selectivas de frecuencia estáticas pueden ser reconfigurables debido a las ventajas que proporciona la tecnología de los microsistemas electromecánicos (MEMS). Existen técnicas que pueden ser aplicadas a las SSF planares existentes para hacerlas sistemas reconfigurables. Inclinando cada elemento periódico planar uniformemente fuera de su plano de soporte, la respuesta en frecuencia puede ser ajustada. Como los elementos son inclinados, la frecuencia de resonancia cambia y el ancho de banda de la respuesta se reduce.



a) Sustrato de ferrita no polarizado.
 b) SSF en sustrato de ferrita no polarizado.
 c) SSF en sustrato de ferrita polarizado 4000 Gauss.

Fig. 1.11 Cambio de la respuesta en frecuencia de la SSF con el campo magnético. Dimensiones de otro elemento cuadrado $d=6.2$ mm, $w=0.8$ mm y $g=5.1$ mm [10].

El diseño de la SSF es un arreglo periódico de elementos movibles. Los actuadores MEMS son usados para inclinar cada uno de los elementos fuera del plano de soporte del sustrato [11].

Para ser posible el inclinamiento de cada elemento de la SSF se usa la tecnología de actuación magnética MEMS. Cada microactuador consiste de elementos magnéticos los cuales son fabricados en una estructura de una viga de torsión mecánica flexible. Un campo magnético externo aplicado uniformemente sobre el arreglo entero produce una fuerza de torsión en los elementos magnéticos, los cuales se alinean ellos mismos con este campo. Por el equilibrio de la cantidad de fuerza de torsión creada por el campo magnético externo y la fuerza de torsión mecánica restablecida por la viga de torsión, el ángulo de inclinación de los elementos puede ser controlado con precisión. La geometría y las fuerzas se muestran esquemáticamente en la Fig. 1.12.

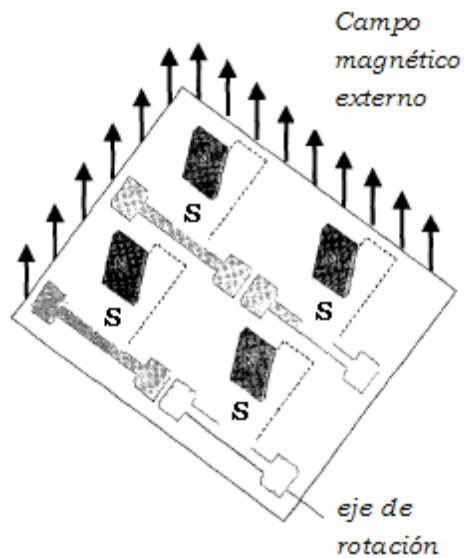


Fig. 1.12 Geometría de la celda unitaria de la SSF reconfigurable MEMS. El campo magnético externo crea una fuerza de torsión para rotar los elementos [11].

El resultado es un cambio en la frecuencia de resonancia y se muestra en la Fig. 1.13. El diseño exhibe un cambio en la frecuencia de 4.5% de posibilidad de sintonización.

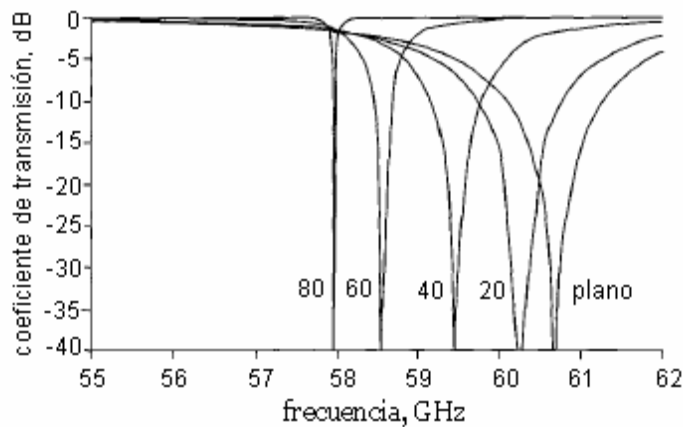


Fig. 1.13 Gráfica de la respuesta para cuando los elementos están en el plano y cuando están inclinados 20°, 40°, 60° y 80°. Corresponde al 4.5% de posibilidad de sintonización [11].

Se concluye que se puede modificar las características de reflexión de una SSF agregando cargas reactivas como diodos pin o varactores en cada elemento de la superficie, otra forma es la de polarizar un sustrato de ferrita para cambiar su

permeabilidad magnética relativa y una forma alternativa la de utilizar las ventajas que tiene el usar la tecnología basada en microistemas electromecánicos MEMS. En el siguiente capítulo se realizará una introducción de los aspectos generales de dicha tecnología, así como de los dispositivos MEMS que pueden ser integrados dentro de la SSF.

Bibliografía

[1] J. C Vardaxoglou, Frequency Selective Surfaces –analysis and design. Research Studies Press, LTD., Taunton, Somerset, Inglaterra. 1997.

[2] T. K. Wu, Frequency Selective Surface and Grid Array. Wiley-Interscience, Nueva York, 1995.

[3] C. C. Chen, “Transmission through a conducting screen perforated periodically with apertures,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-18, pp.627-632, 1970.

[4] C. C. Chen, “Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-21, pp.1-6, 1973.

[5] C. C. Chen, “Scattering by a two-dimesional periodic array of conducting plates,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-18, pp. 660-665, Sept. 1970.

[6] C. C. Chen, “Diffraction of electromagnetic waves by a conducting screen perforated periodically with circular holes,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, pp. 475-481, May 1971.

[7] B. A. Munk, Frequency Selective Surfaces – Theory and design. Wiley-Interscience, Nueva York, 2000.

[8] A. E. Martynyuk, J.I. Martinez Lopez, and N. A. Martynyuk, “Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators,” Electron. Lett. 6th January 2005 , vol.41, no.1.

[9] A. E. Martynyuk, J.I. Martinez Lopez, and N. A. Martynyuk, “Spiraphase type reflectarrays based on loaded ring slot resonators,” IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. 52, no.1, Enero 2004, pp.142-153.

[10] T. K. Chang, R. J. Langley and E. A. Parker, "Frequency selective surfaces on biased ferrite substrates," *Electron. Lett.*, no.15, pp.1193-1194, July 1994.

[11] J. P. Gianvittorio, J. Zendejas, Y. Ramat-Samii and J. Judy, "Reconfigurable MEMS-enabled frequency selective surfaces," *Electron. Lett.* 5th December 2002 , vol.38, no.25.

Capítulo 2

Microsistemas Electromecánicos (MEMS)

2.1. Introducción

Los microsistemas electromecánicos (MEMS) son la integración de elementos mecánicos, sensores, actuadores y electrónica en un mismo sustrato a través de diversas tecnologías de microfabricación. Mientras la electrónica es fabricada usando una secuencia de procesos de circuitos integrados, los componentes micromecánicos son fabricados usando procesos de micromaquinado.

2.1.1. Orígenes de MEMS

Puede decirse que los MEMS fueron originados por Richard P. Feynman con su famoso *“There´s Plenty of Room at The Botoom”* presentada en 1959 en el encuentro anual de la Sociedad Física Americana. Feynman investigó sobre las ventajas de manipular y controlar objetos en escalas microscópicas.

La invención del microprocesador en 1970 provocó un interés en las técnicas de fabricación en litografía, las cuales tendrían un gran impacto en los métodos de fabricación MEMS.

En 1979, el primer acelerómetro MEMS fue desarrollado por investigadores de la Universidad de Stanford. El acelerómetro MEMS se convirtió en el primer dispositivo MEMS de éxito comercial. En 1998 se produjeron 27 millones de microacelerómetros de silicio.

En 1981 el artículo de K.Eric Drexler, *“Protein design as a pathway to molecular manufacturing”*, es publicada en los Procedimientos de la Academia Nacional de ciencia. Es el primer artículo en nanotecnología molecular en aparecer.

En 1984 el proceso de micromaquinado superficial de polisilicio es desarrollado en la Universidad de California, Berkeley. Los MEMS y los circuitos integrados pueden ser fabricados juntos y al mismo tiempo.

En 1986 se inventa el microscopio de fuerza atómica.

En 1991 es descubierto el nanotubo de carbón.

En 1996 Richard Smalley desarrolla una técnica para producir nanotubos de carbón de diámetro uniforme.

A partir del año 2000 el número de dispositivos MEMS y sus aplicaciones se incrementa [1].

2.2. Tecnologías de fabricación

Las tecnologías de fabricación de los MEMS están basadas en las tecnologías de fabricación de los circuitos integrados (CI), solo que ahora se consideran estructuras en tres dimensiones con la capacidad de poseer partes móviles. Es por esta razón que ahora se agregan procesos de micromaquinado de volumen y de superficie para obtener dichas estructuras.

2.2.1. Proceso convencional de fabricación de circuitos integrados (CI)

El proceso convencional de fabricación de los CI está basado en la fotolitografía y en grabados químicos (Fig. 2.1).

El proceso de fabricación CI que permite transferir el patrón trazado de un circuito a la superficie de una oblea de dos dimensiones es el siguiente:

- 1.- La oblea es primero cubierta con una capa delgada de dióxido de silicio (SiO_2) en el que el patrón que se quiere grabar estará definido.

- 2.- El material (SiO_2) en la superficie de la oblea es cubierto con un material sensible a la luz llamado fotoresist (Fig. 2.1a).

- 3.- La fotomáscara (hecha de vidrio y cuadrangular) con el patrón a transferir es colocado en la oblea y el fotoresist es expuesto a través de la máscara a la luz ultravioleta (UV) donde el óxido será removido (Fig. 2.1b).

4.- El fotoresist es revelado con un proceso muy similar al usado para revelar las fotografías. Las partes de la capa del fotoresist que fueron expuestas a la luz ultravioleta pueden o no ser removidas de acuerdo al tipo de fotoresist, positivo o negativo (Fig. 2.1c, 2.1d).

a) Si el resist que ha sido expuesto a la luz ultravioleta es removido, quedando una capa de SiO₂ en el área expuesta, es un resist positivo y la máscara contiene una copia del patrón el cual permanecerá en la superficie de la oblea.

b) El resist negativo permanecerá sobre la superficie de la oblea en las partes que fueron expuestas a la luz ultravioleta.

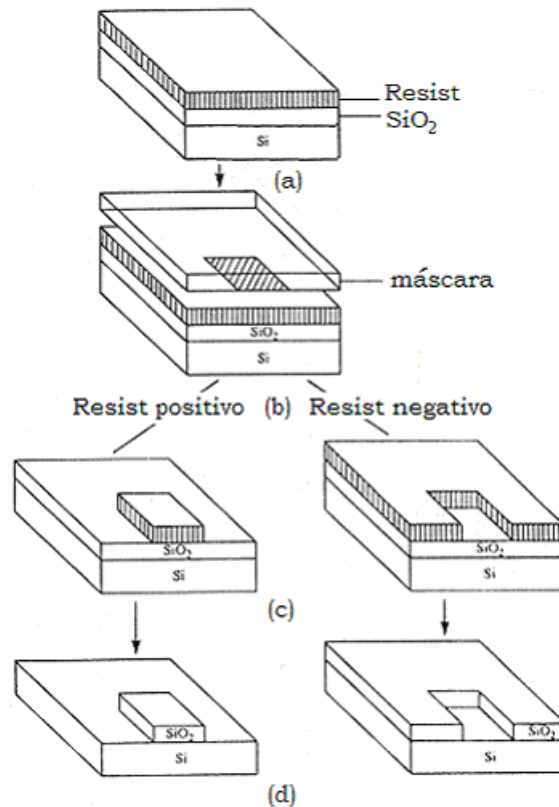


Fig. 2.1 Fotolitografía con resist positivo y negativo.

Los procesos convencionales no están planeados para realizar estructuras de tres dimensiones como los requeridos para los dispositivos MEMS [2], para este propósito se desarrollaron los procesos llamados micromaquinado de volumen y micromaquinado de superficie.

2.2.2. Micromaquinado de volumen

La técnica de micromaquinado de volumen permite remover selectivamente una cantidad significativa de silicio de un sustrato para formar membranas en un lado de una oblea, huecos u otras estructuras.

La técnica de micromaquinado puede ser dividida en grabado húmedo y grabado seco de silicio de acuerdo a la fase de grabado. Los grabados líquidos que usan casi exclusivamente sustancias químicas acuosas, son referidos como grabado húmedo, mientras que grabados de vapor y plasma son referidos como grabados secos.

El micromaquinado de volumen es la más madura de las dos tecnologías de micromaquinado de silicio. Surgió a principios de 1960 y ha sido usada desde entonces en la fabricación de diferentes microestructuras. Es utilizada en la manufactura de la mayoría de los dispositivos comerciales - sensores de presión, válvulas de silicio, acelerómetros de silicio.

El término de micromaquinado de volumen viene del hecho de que este tipo de micromaquinado es usado para realizar estructuras micromecánicas dentro del volumen de una oblea de silicio monocristalino para remover selectivamente material de la oblea mediante procesos de grabado. Las dimensiones de las microestructuras fabricadas usando micromaquinado de volumen están en el rango de 200 a 500 μm .

2.2.3. Micromaquinado de superficie

Con esta técnica se construyen estructuras en la superficie del silicio depositando capas delgadas de “capas de sacrificio” y “capas estructurales” y removiendo eventualmente las capas de sacrificio para liberar la estructura mecánica (Fig. 2.2). La principal ventaja de las estructuras de micromaquinado de superficie es su fácil integración con los componentes de circuitos integrados. El micromaquinado de superficie requiere compatibilidad de materiales estructurales, materiales de sacrificio y grabados químicos. Los materiales estructurales deben poseer las propiedades físicas y químicas que son convenientes para el diseño de la aplicación. En suma, deberán tener propiedades mecánicas satisfactorias como por ejemplo buena resistencia al desgaste. Los materiales sacrificiales deben tener buenas propiedades mecánicas como buena adhesión para evitar el deterioro del dispositivo durante la fabricación. Los grabados para remover los materiales de sacrificio deben tener excelente selectividad, deben tener una apropiada viscosidad y las características de tensión en la superficie [3].

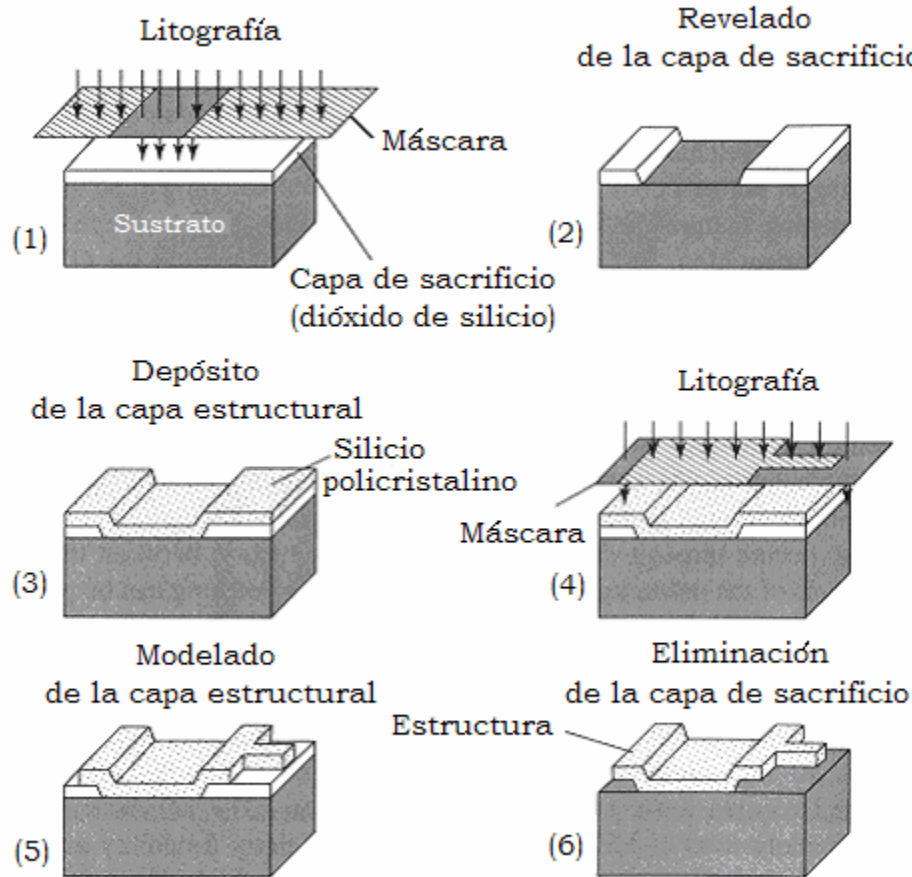


Fig. 2.2 Pasos del proceso de micromaquinado de superficie.

2.2.4. Proceso LIGA

Los dispositivos MEMS generalmente requieren complejas microestructuras de tres dimensiones. Muchas tecnologías de microfabricación han sido desarrolladas para realizar dispositivos de tres dimensiones. El proceso LIGA es una de estas tecnologías. LIGA es un acrónimo alemán para *Lithographie, Galvanoformung, Abformung* (litografía, electroformación, modelado). Fue desarrollado por el Centro de Investigación Karlsruhe en Alemania, en la década de los años 1980's, usando litografía de rayos X para la exposición de máscaras, electroformación para formar las partes metálicas y el modelado para producir micropartes con plástico, metal, cerámicas o sus combinaciones. Con el proceso LIGA se pueden alcanzar microestructuras del orden de milímetros.

El proceso LIGA es el primero en crear un molde de la estructura deseada en la superficie del sustrato. La creación de la estructura tridimensional deseada es formada en tres pasos: Primero un sustrato de metal es cubierta con una espesa capa de fotoresist en el cual la máscara es modelada y revelada. Para penetrar la gruesa capa de

fotore Resist, es necesario exponerlo a los rayos X (Synchrotron). Segundo el patrón que fue creado en el fotore Resist es usado como modelo en un molde de inserción. Tercero la estructura del molde de inserción el cual puede ser conductivo o magnético, es usada para efectuar el grabado de la estructura deseada (Fig. 2.3). Sin embargo, el alto costo de producción del proceso LIGA debido a que el hecho de que no es fácil el acceso a las fuentes de rayos X, limita la aplicación del proceso LIGA.

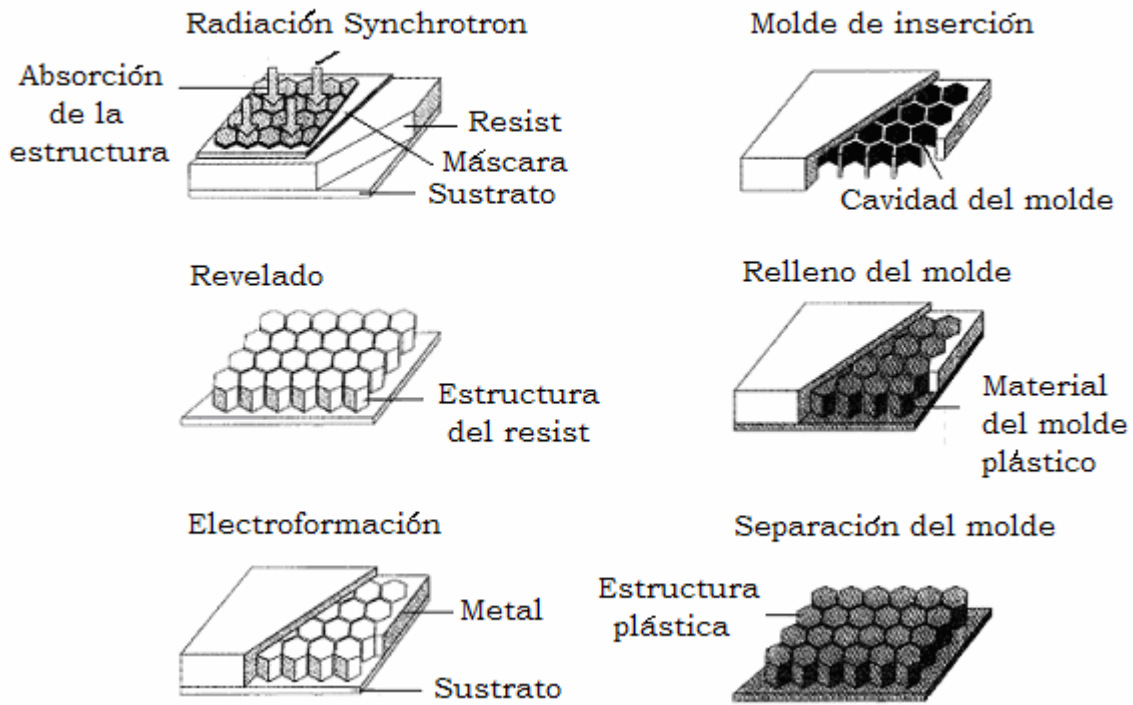


Fig. 2.3 Proceso LIGA.

2.3. Mecanismos de actuación

A fin de obtener movimiento en las micro-estructuras existen diferentes mecanismos para obtener el movimiento mecánico. Entre los más comunes se encuentran la actuación electrostática, la electotérmica, la piezoeléctrica, la química, etc. A continuación se describen algunos de dichos mecanismos.

2.3.1. Actuación electrostática

La actuación electrostática es el tipo más común de conversión de energía electromecánica en sistemas micromecánicos. Este es un ejemplo típico de un transductor que almacena energía. Asumiendo que el dispositivo es de bajas pérdidas, esta energía almacenada es conservada y después es convertida en otra forma de energía. La estructura de este tipo de transductores comúnmente consiste de un arreglo de capacitor, donde una de las placas es movable para la aplicación de un voltaje. Este produce un desplazamiento, que es una forma de energía mecánica.

Para derivar una expresión del coeficiente de acoplamiento electromecánico, primero consideramos un capacitor de placas paralelas. En la Fig. 2.4 la placa de la izquierda esta fija, y la placa de la derecha es movable. Las relaciones constitutivas de esta estructura para voltaje (V) y fuerza (F) se encuentran en términos del desplazamiento (x) y de la carga (Q).

La capacitancia de esta configuración es:

$$C_0 = \frac{\epsilon A}{d_0} \quad (2.1)$$

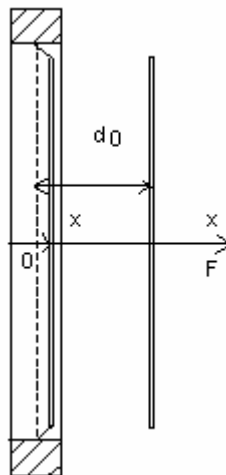


Fig. 2.4 Transductor electrostático.

Cuando un voltaje es aplicado a través del sistema, la placa de la derecha se mueve hacia la otra, resultando un hueco neto:

$$d = d_0 - x \quad (2.2)$$

La capacitancia con las placas en su nueva posición es:

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} = \frac{\varepsilon A}{d_0 - x} = \varepsilon A \left[d_0 \left(1 - \frac{x}{d_0} \right) \right]^{-1} = C_0 \left(1 - \frac{x}{d_0} \right)^{-1} \quad (2.3)$$

Puesto que la carga es conservada, el voltaje instantáneo a través de las placas se encuentra en términos de la carga (cantidad eléctrica) y del desplazamiento (cantidad mecánica) como:

$$V(t) = \frac{Q(t)}{C_0} \left[1 - \frac{x(t)}{d_0} \right] = \frac{Q(t)}{C_0} - \frac{Q(t)x(t)}{C_0 d_0} \quad (2.4)$$

La fuerza electrostática entre las placas puede ser obtenida de la ley de Coulomb. Por el principio de la conservación de energía, el trabajo mecánico realizado en el movimiento de la placa deberá ser balanceado con una variación igual en energía eléctrica.

El trabajo neto realizado es:

$$dW = dW_{\text{electrico}} + F_{\text{Coulomb}} dx \equiv 0 \quad (2.5)$$

Se tiene que:

$$F_{\text{Coulomb}} = - \frac{\partial W_{\text{electrico}}}{\partial x} \quad (2.6)$$

donde

$$W_{\text{electrico}} = \frac{1}{2} CV^2 \quad (2.7)$$

Substituyendo las ecuaciones (2.2) y (2.4) en la ecuación (2.7), y regresamos a la ecuación (2.6) la fuerza electrostática queda:

$$F_{Coulomb} = -\frac{1}{2} \frac{Q^2(t)}{C_0 d_0} \quad (2.8)$$

2.3.2. Actuación térmica

La actuación térmica responde a variaciones de temperatura que se generan sobre ciertas partes del dispositivo, con la finalidad de obtener una respuesta a esta excitación. Dentro de los tipos de actuación, ésta es la que mejor sensibilidad tiene a variaciones pequeñas y además puede soportar grandes rangos de operación. El principio de operación está basado en la expansión térmica a través de secciones del dispositivo. Y esto se logra cuando existen regiones con mayor densidad de corriente que otras, haciendo que dichas zonas se calienten más que otras y debido al fenómeno de expansión térmica se pueda lograr un movimiento mecánico. Cabe señalar que la actuación térmica tiene dos limitantes muy significativas, la primera es que requiere de un consumo de potencia mayor y la segunda es que tiene tiempos de respuesta menores comparados con otros tipos de actuación.

2.3.3. Actuación piezoeléctrica

La actuación piezoeléctrica puede proveer fuerzas de actuación muy grandes, sobre todo cuando se cuenta con películas piezoeléctricas gruesas. Comercialmente se cuentan con cilindros piezocerámicos que pueden generar pocos newtons de fuerza cuando se aplican potenciales del orden de algunos cientos de volts. Sin embargo, los actuadores piezoeléctricos de película delgada ($<5 \mu m$) pueden proveer unos cuantos milinewtons de fuerza. Las actuaciones electrostática y piezoeléctrica tienen bajos consumos de potencia, ya que la corriente eléctrica es muy pequeña.

2.4. Procesos de fabricación de MEMS







MUMPs es un programa comercial que provee bajo costo para la fabricación de MEMS en la industria, universidades y gobiernos. PolyMUMPs es uno de los procesos estándares que ofrece MEMSCAP como parte del programa MUMPs y tiene como propósito general el micromaquinado de MEMS.

2.4.1. PolyMUMPs

PolyMUMPs es un proceso de micromaquinado de superficie de tres capas de polisilicio, y fue derivado del trabajo realizado en el Centro de Actuadores y Sensores de Berkeley (BSAC) de la Universidad de California a finales de los años 1980's y principios de los años 1990's. Muchas modificaciones han sido realizadas para incrementar la flexibilidad y versatilidad del proceso para un ambiente multi-usuario [4]. (Fig. 2.5).



Fig. 2.5: Corte transversal de las 7 capas del proceso PolyMUMPs.

	Poly0		Poly1		Poly2		Metal
	Nitride		1 st Oxide		2 nd Oxide		

Etapas del proceso PolyMUMPs

- La superficie de la oblea tipo n (100) con resistividad de $1-2[\Omega \cdot cm]$ es altamente dopada con fósforo, usando un horno de difusión estándar con PSG como fuente dopante. Después de remover la capa de PSG, se deposita una capa de $0.6 \mu m$ de nitruro de silicio de bajo esfuerzo seguido de una capa de $0.5 \mu m$ de polisilicio (Poly 0). Las obleas son entonces cubiertas con fotoresist.



Figura 2.6 Etapa 1.

- El fotoresist es modelado por litografía por la exposición de la luz ultravioleta a través del primer nivel de máscara (POLY0) y se revela. El fotoresist en las áreas expuestas es removido dejando atrás el patrón de la máscara de grabado.



Figura 2.7 Etapa 2.

- Se utiliza el grabado de plasma para remover el polisilicio no deseado, después del grabado, el fotoresist es químicamente removido con un solvente. Este método de modelamiento de las obleas con fotoresist, grabado y remoción del remanente del fotoresist es usado repetidamente en el proceso PolyMUMPs.

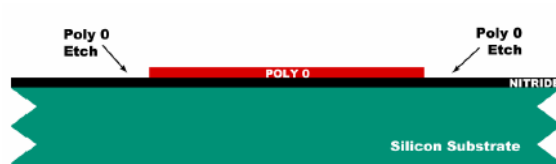


Fig. 2.8 Etapa 3.

- Se deposita una capa de sacrificio de $2.0 \mu\text{m}$ de PSG por LPCVD. Esta es la primera capa sacrificial de óxido.



Fig. 2.9 Etapa 4.

- Las obleas se cubren con fotoresist y el segundo nivel de máscara (DIMPLE) se modela por litografía. Los dimples, $0.75 \mu\text{m}$ de profundidad son transferidos a la primera capa sacrificial de óxido PSG por RIE. Después del grabado es removido el fotoresist.

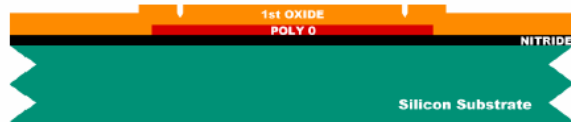


Fig. 2.10 Etapa 5.

- Las obleas son recubiertas con fotoresist y el tercer nivel de máscara ANCHOR1 se modela por litografía. Se remueve el óxido no deseado por RIE.

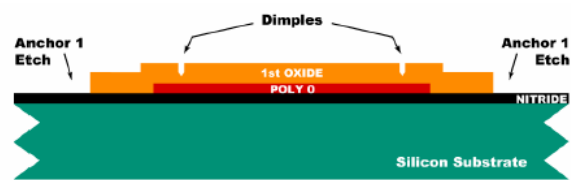


Fig. 2.11 Etapa 6.

- Se deposita una capa de polisilicio no dopada con un espesor de $2.0 \mu\text{m}$, por LPCVD, después se deposita una capa delgada de $0.2 \mu\text{m}$ de PSG sobre el polisilicio y la oblea se recoce a 1050°C por una hora.

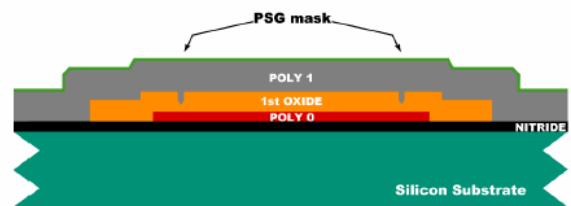


Fig. 2.12 Etapa 7.

- La oblea se cubre con fotoresist y el quinto nivel de máscara (POLY1) se modela por litografía. El PSG es el primer grabado para crear una máscara dura y entonces se graba Poly 1 por el proceso de plasma. Después de que el grabado es completado, se remueve el fotoresist y la máscara dura PSG.

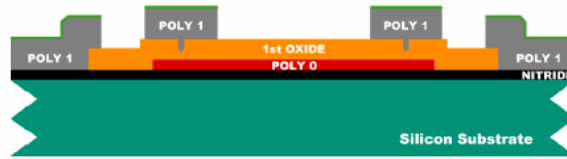


Fig. 2.13 Etapa 8.

- Se deposita la segunda capa de óxido de $0.75 \mu m$ de PSG en la oblea. Esta capa se modela dos veces para permitir el contacto de Poly 1 y las capas del sustrato.

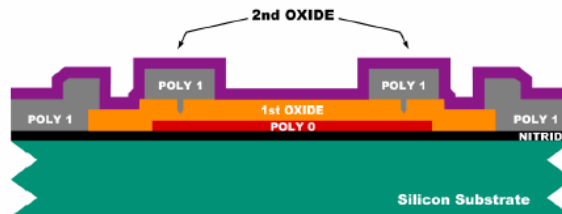


Fig. 2.14 Etapa 9.

- Se cubre la oblea con fotoresist y se modela el quinto nivel de máscara (POLY1_POLY2_VIA) por litografía. Se graba el segundo óxido no deseado por RIE, tapando a Poly 1, y se remueve el fotoresist.

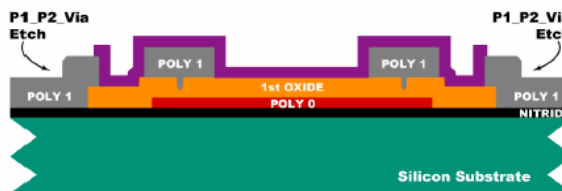


Fig. 2.15 Etapa 10.

- La oblea es recubierta con fotoresist y el sexto nivel (ANCHOR2) se modela por litografía. El segundo y primer óxido son grabados con RIE. El nivel ANCHOR2 abre puntos de contacto para Poly 2 con el Nitruro o Poly 0.

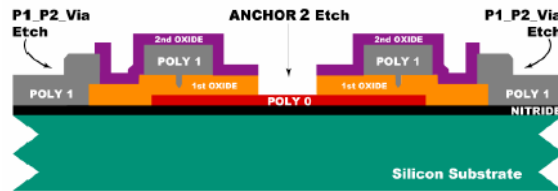


Fig. 2.16 Etapa 11.

- Se deposita una capa de polisilicio no dopado de $1.5 \mu\text{m}$ seguido de $0.2 \mu\text{m}$ de una capa dura de PSG. Las obleas son recocidas por una hora a 1050°C para dopar el polisilicio y reducir los esfuerzos residuales.

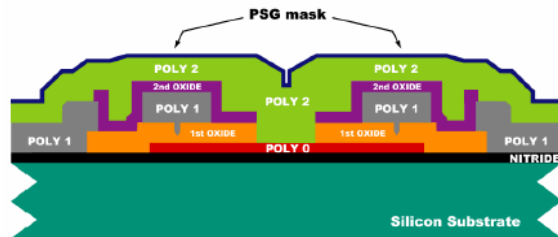


Fig. 2.17 Etapa 12.

- Se cubre la oblea con fotoresist y se modela el séptimo nivel (POLY2) por litografía. Se graban la máscara dura de PSG y la capa Poly 2 y se remueven el fotoresist y la máscara dura. Todas las estructuras mecánicas han sido bien fabricadas. Los pasos restantes son depositar la capa de metal y remover los óxidos de sacrificio.

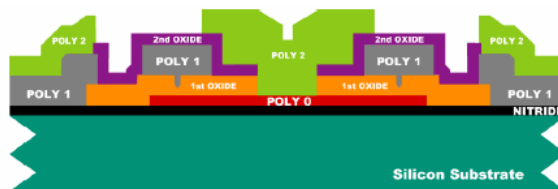


Fig. 2.18 Etapa 13.

- Se cubre la oblea con fotoresist y se modela el octavo nivel (METAL) por litografía. Se deposita el metal y se modela por lift-off.

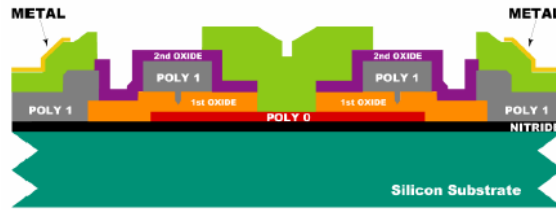


Fig. 2.19 Etapa 14.

- Se liberan las estructuras por inmersión en una solución de HF.

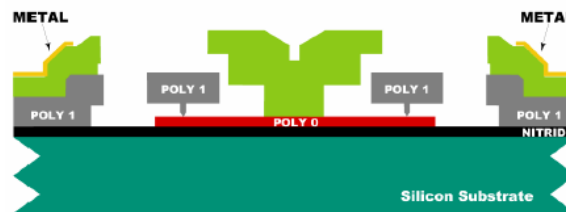


Fig. 2.20 Etapa 15.

2.4.2. Modificaciones al proceso PolyMUMPs

Una de las desventajas del proceso PolyMUMPs para aplicaciones en alta frecuencia es el tipo de sustrato que utiliza, ya que al utilizar silicio su desempeño es pobre en dichas frecuencias. Además de que es un sustrato dopado de alta conductividad, lo que provoca un fuerte acoplamiento del dispositivo al sustrato. Existen algunas alternativas para mejorar los dispositivos basados en PolyMUMPs, entre las que se encuentran:

1. Trabajar el proceso de forma inversa al considerar las capas poly0, poly1 y poly2 como poly2, poly1 y poly0, respectivamente, con la finalidad de quitar mediante un postproceso el sustrato de alta conductividad que está unido a poly0 y de unir la capa Poly2 a una oblea de silicio no dopado de alta resistividad mediante el proceso anodic bonding . De esta manera ahora poly2 es una capa eléctrica y poly1 y poly2 ahora son las capas estructurales.
2. Atacar al sustrato en la parte inferior de la oblea y remover una porción del mismo y así aumentar el aislamiento. Este ataque puede llevarse a cabo con la ayuda de una alineadora de máscaras que posea la opción de alineamiento en ambos lados de la oblea, de esta forma es posible cavar una trinchera por debajo

de la oblea en aquellas regiones críticas donde se tienen problemas de aislamiento.

3. Utilizar un sustrato de silicio no dopado de alta resistividad o de un material dieléctrico como cuarzo. Esta opción es realizable directamente desde la fabricación del MEMS por parte de la compañía MEMSCAP, sin embargo al ser un proceso especial ya no se considera multiusuario y los costos de fabricación aumentan considerablemente.

2.5. MEMS para Radiofrecuencia y Microondas

Existen diferentes dispositivos MEMS utilizados en circuitos de comunicaciones y microondas. Entre los que podemos mencionar los inductores, los capacitores variables o varactores, los interruptores y los resonadores, entre otros. A continuación se describe el estado de la técnica de los dispositivos MEMS para radiofrecuencia y microondas.

2.5.1. Capacitores

El capacitor se puede definir como un componente eléctrico que tiene la propiedad de almacenar energía en forma de campo eléctrico. Esta propiedad eléctrica se le conoce como capacitancia.

2.5.1.1. Capacitor de placas paralelas

El capacitor está formado por dos placas paralelas separadas a una distancia d , dentro de las placas paralelas se tiene un dieléctrico que puede ser cualquier material (aire, plástico, polietileno) lo que va a diferir de uno a otro es el valor de la permitividad del material y en consecuencia se verá afectado el valor de su capacitancia (Fig. 2.21). La capacitancia puede expresarse mediante la siguiente ecuación:

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \quad [F] \quad (2.9)$$

donde:

ε denota la permitividad del material

d representa la distancia de separación entre las placas

A representa el área de las placas

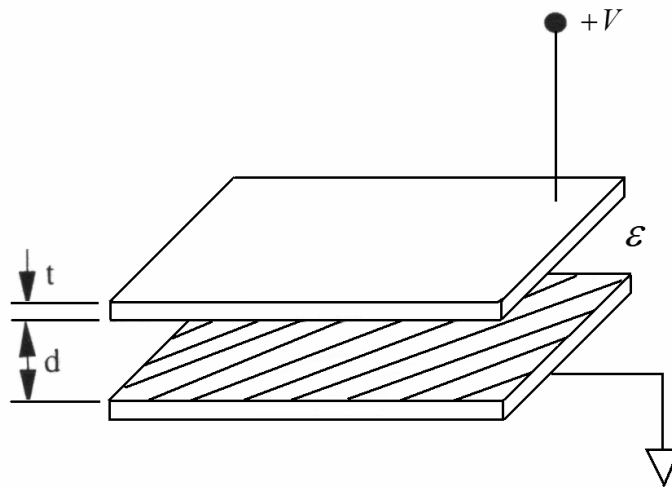


Fig. 2.21 Capacitor de placas paralelas.

La energía potencial electrostática está expresada como:

$$U = \frac{1}{2} CV^2 \quad (2.10)$$

Esta energía potencial representa la energía requerida para prevenir que las cargas opuestas de las placas paralelas se colapsen como resultado de la fuerza de atracción de Coulomb.

$$F = \frac{1}{4\pi\epsilon} \frac{qTqB}{d^2} \quad (2.11)$$

donde qB y qT son masas iguales pero con cargas opuestas de la placa inferior y de la placa superior respectivamente. Esta fuerza puede ser expresada como el gradiente negativo de la energía potencial entre las placas paralelas.

$$F = -\nabla U \quad (2.12)$$

Substituyendo la ecuación (2.9) en la ecuación (2.10) se obtiene:

$$U = \frac{\epsilon AV^2}{2d} \quad (2.13)$$

y substituyendo la ecuación (2.13) en la ecuación (2.12) se obtiene la siguiente expresión:

$$F = \frac{\epsilon AV^2}{2d^2} \quad (2.14)$$

Esta ecuación cuantifica la fuerza que debe ser aplicada en la placa paralela superior para prevenir que se colapse con la placa paralela inferior. También indica que la fuerza incrementa linealmente con el área, incrementa cuadráticamente con el voltaje y decrementa cuadráticamente con la distancia entre las placas.

2.5.1.2. Capacitor tipo peine (*comb-drive*)

La Fig. 2.22 se muestra el capacitor tipo peine (*comb-drive*). La capacitancia de un solo diente puede ser expresada con la siguiente ecuación:

$$C = \frac{\epsilon A}{g} \quad (2.15)$$

donde el área está dada por:

$$A = t(L - x) \quad (2.16)$$

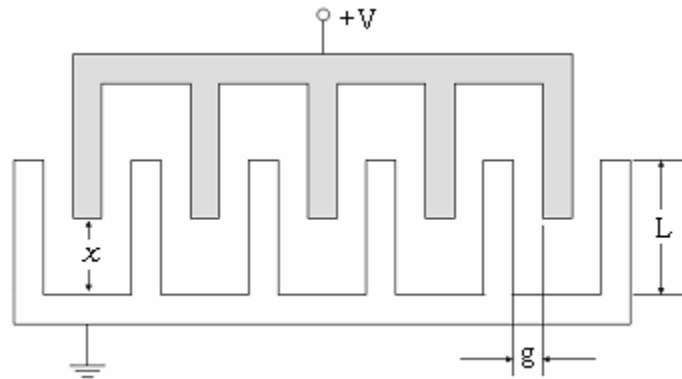


Fig. 2.22 Capacitor “*comb-drive*”. El grosor dentro del plano es t .

Substituyendo la ecuación (2.16) en (2.15), la capacitancia queda expresada por:

$$C = \frac{\epsilon t(L - x)}{g} \quad (2.17)$$

Puesto que cada diente tiene dos lados, cada diente tiene dos capacitores. Para n dientes se tienen n capacitores, la capacitancia total queda expresada por:

$$C_T = 2n \frac{\epsilon t(L-x)}{g} \quad (2.18)$$

Substituyendo la ecuación (2.18) en la ecuación (2.12) se obtiene

$$F = n\epsilon \frac{t}{g} V^2 \quad (2.19)$$

donde F es la fuerza de actuación de desplazamiento.

2.5.1.3. Capacitores MEMS variables

La Fig. 2.23 muestra el capacitor variable con actuación electrostática [5] diseñado por Young y Boser (1996). El capacitor está hecho en un sustrato de silicio. Consiste de una placa de aluminio de un $1 \mu m$ de espesor suspendida en el aire con cuatro vigas sobre una placa fija. Cuando un campo eléctrico es aplicado al sistema de placas paralelas, la placa movable empieza a moverse hacia la placa fija como resultado de una fuerza electrostática. Los electrodos son de $200 \times 200 \mu m$ con $2 \times 2 \mu m$ de huecos. La capacitancia varía de 2.11 a 2.46 pF cuando se le aplica un voltaje de 0 a 5.5 V, que corresponde a un rango de sintonización de 16%.

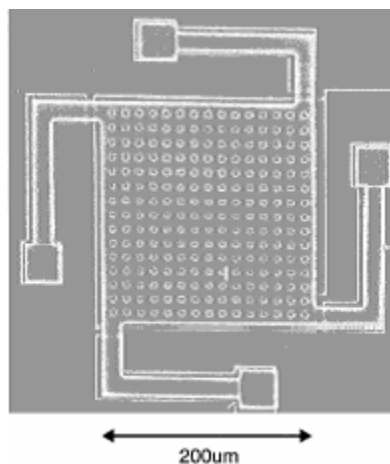


Fig. 2.23: Capacitor variable diseñado por D.J. Young y B.E. Boser (1996).

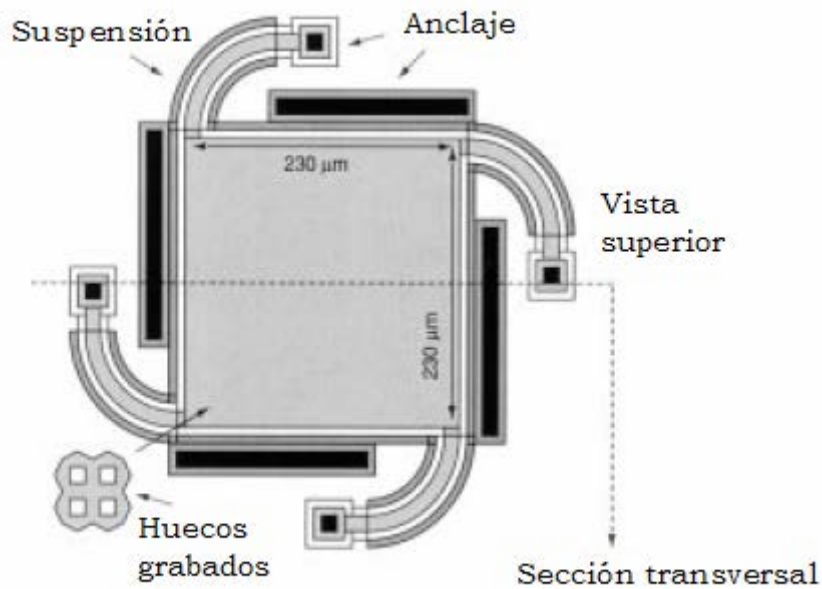
La Fig. 2.24 muestra el capacitor diseñado por Dec y Suyama [6] usando procesos de micromaquinado de polisilicio (MUMP's). Tres capas de polisilicio (poly0, poly1, poly2) y una capa superior de oro.

El capacitor consiste de dos placas paralelas. La capacitancia entre las dos placas se encuentra por:

$$C_D = \frac{\varepsilon_D A}{x + d}$$

donde ε_D es la constante dieléctrica, A es el área de las placas del capacitor, d es la distancia de las placas del capacitor bajo el voltaje de polarización 0[V] y x es el desplazamiento de la placa suspendida desde la posición original cuando se aplica un voltaje de polarización a través de las placas.

Las placas del capacitor tienen un área de $230 \times 230 \mu m$ y son separados por un hueco de aire de $0.75 \mu m$ (después de ser liberada la capa de sacrificio). La meta del diseño es lograr el máximo rango de sintonización teórico de 1.5:1 dentro de un control de voltaje de 3.3V.



(a)

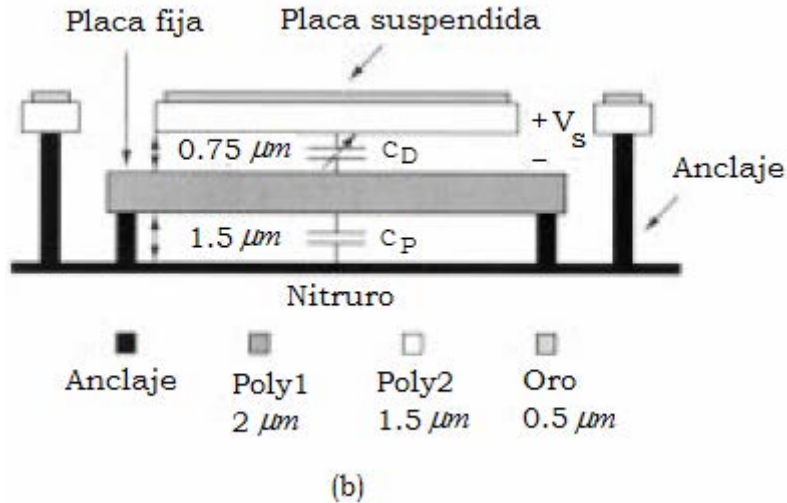


Fig. 2.24 Capacitor variable, a) Vista superior, b) Vista de la sección transversal [6].

La placa suspendida consiste de la capa poly2 y de la capa de oro. Para asegurar el grabado del óxido entre las placas del capacitor, 141 huecos fueron hechos en las placas del capacitor, también se hicieron huecos en la placa inferior del capacitor y así reducir su capacitancia parásita C_p . La capa de oro es usado en la placa superior del capacitor y en las vigas de suspensión para maximizar el factor de calidad Q. (Fig. 2.25).

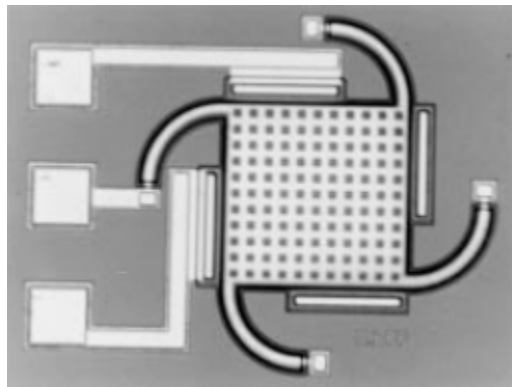


Fig. 2.25 Capacitor variable [6].

El capacitor variable tiene una capacitancia nominal de 1.4 pF cuando el voltaje de sintonización es 0V y tiene un factor Q de 23 a 1GHz y 14 a 2GHz. Cuando el voltaje de polarización es extendido de 0 a 5 V, la capacitancia es sintonizable desde 1.4 pF a 1.9 pF. (Fig. 2.26).

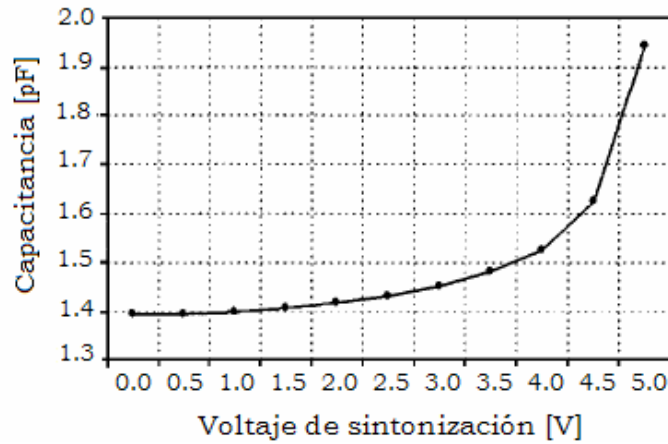


Fig. 2.26 Sintonización del capacitor variable [6].

En la Fig. 2.27 se muestran la vista superior y la vista de la sección transversal de un capacitor sintonizable con dos placas paralelas para un valor de diseño de 0.6 pF [7]. (Fig. 2.28).

Las capas Poly1 y poly2/oro fueron seleccionadas como placas del capacitor, en donde poly2/oro es la placa suspendida. El área de las placas es de $210 \times 230 \mu\text{m}$.

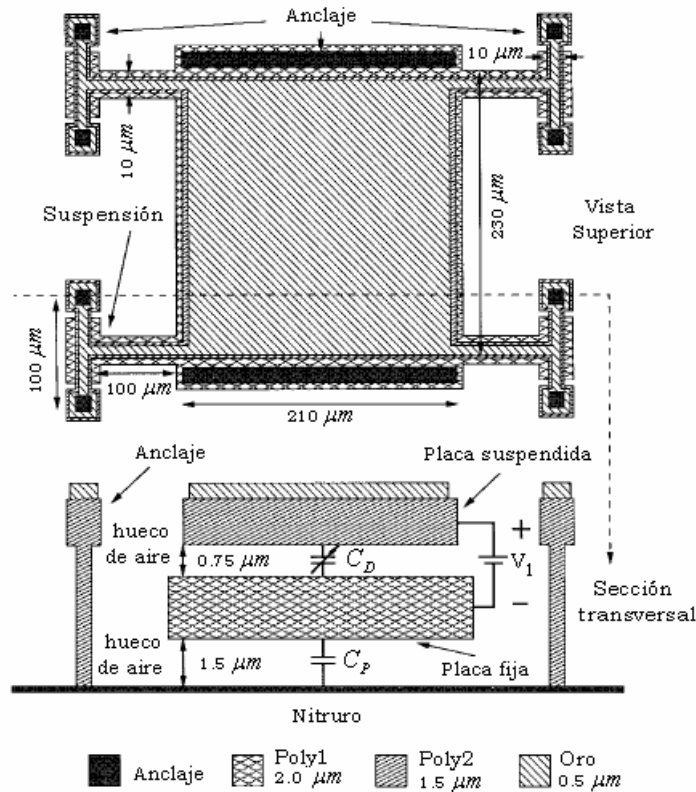


Fig. 2.27 Vista superior y sección transversal del micromaquinado de un capacitor sintonizable con dos placas con valor de diseño de 0.6 pF [7].

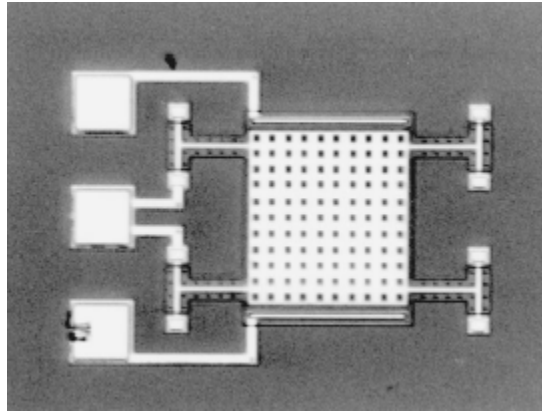


Fig. 2.28 Capacitor sintonizable con dos placas paralelas con valor de diseño de 0.6 pF [7].

El capacitor tiene un factor de calidad de 20 a 1GHz y de 11.6 a 2GHz. Cuando el voltaje de polarización es cero ($V_1=0V$), la capacitancia medida es de 2.05 pF. La medida de la capacitancia es 3.1 pF cuando es aplicado un voltaje $V_1=4V$. El capacitor tiene un rango de sintonización de 1.5:1. (Fig. 2.29).

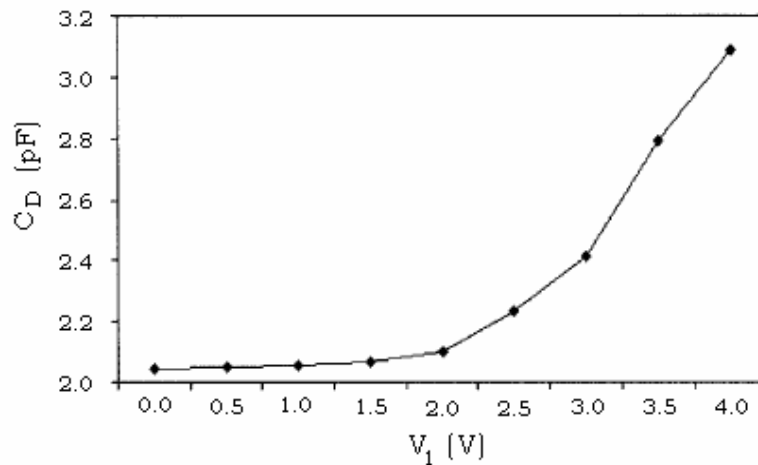


Fig. 2.29 Sintonización medida del capacitor con dos placas paralelas con valor de diseño de 0.6 pF [7].

En la Fig. 2.30 se muestran la vista superior y la vista de la sección transversal de un capacitor sintonizable con tres placas paralelas ($400 \times 400 \mu m$). (Fig. 2.31).

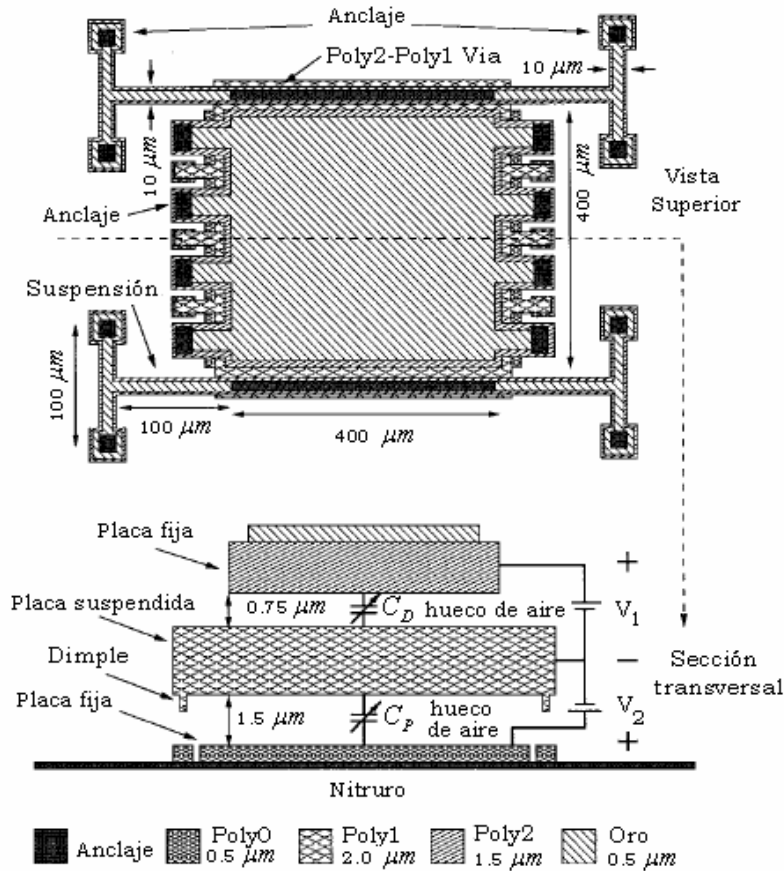


Fig. 2.30 Vista superior y sección transversal del micromaquinado de un capacitor sintonizable con tres placas con valor de diseño de 1.9 pF [7].

El capacitor tiene un factor Q de 15.4 a 1GHz y 7.1 a 2GHz. La medida de la capacitancia es aproximadamente 6.4 pF cuando $V_1=1.8V$ y $V_2=0V$ son aplicados. Cuando $V_1=0V$ y $V_2=4.4V$ la medida de la capacitancia es 3.4 pF. El capacitor tiene un rango de sintonización de 1.87:1. (Fig. 2.32).

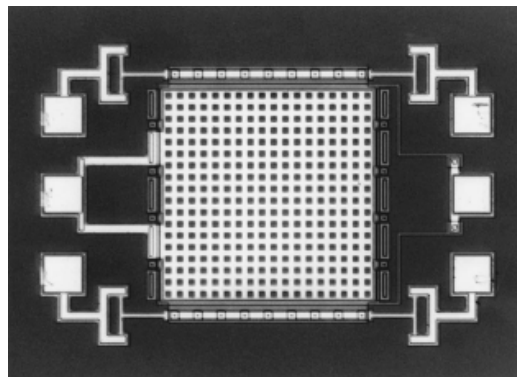


Fig. 2.31 Capacitor sintonizable con tres placas paralelas con valor de diseño de 1.9 pF [7].

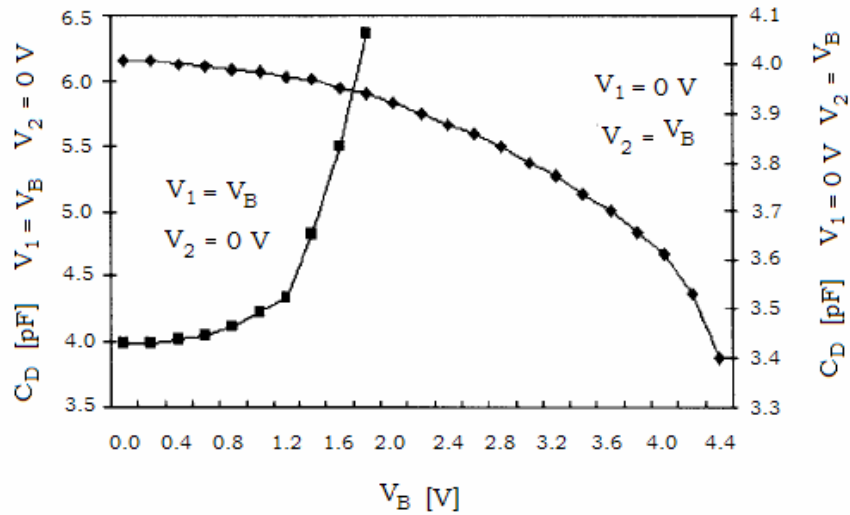


Fig. 2.32 Sintonización medida del capacitor con tres placas paralelas con valor de diseño de 1.9 pF [7].

2.5.2. Interruptores MEMS

Los interruptores MEMS son dispositivos que utilizan el movimiento mecánico para lograr dos estados de actuación: un corto circuito y un circuito abierto en la línea de transmisión de RF.

Los interruptores MEMS pueden clasificarse de acuerdo a diferentes criterios: tipo de actuación, configuración eléctrica, tipo de contacto, número de entradas y salidas, estructura de movimiento para generar contacto, tipo de tecnología de fabricación y tipo de aplicación.

El tipo de actuación que utilizan los interruptores MEMS puede ser electrostático, magnetostático, piezoeléctrico y térmico, pero hasta la fecha, solo los interruptores de tipo electrostático han sido probados en el rango de 0.1-100 GHz con alta confiabilidad (100 millones a 60 mil millones de ciclos) y fabricados con técnicas industriales, además de poseer un bajo consumo de potencia. Una de sus ventajas es que no hay consumo de corriente pero requiere un alto voltaje de actuación, típicamente de 5 a 100 V. La mayoría de los interruptores electrostáticos prometen la mejor configuración de conmutación, donde el factor importante es el bajo consumo de potencia.

2.5.2.1. Constante de Rigidez

El mecanismo de operación de los interruptores MEMS para RF está limitada a pequeñas deflexiones, el comportamiento mecánico puede ser modelado usando una

constante de rigidez k (N/m). La deflexión Δg (m) de la estructura debido a una fuerza aplicada $F(N)$ puede ser obtenida usando la siguiente ecuación [8]:

$$F=k\Delta g \quad [N]$$

2.5.2.2. Voltaje de actuación

Los interruptores MEMS experimentan dos tipos de fuerzas: una debida a la fuerza electrostática generada por el voltaje aplicado a un electrodo de actuación que atrae a un cantilever o a una membrana y otra debido a la fuerza de restauración que se opone a dicha atracción y que involucra a la constante de rigidez de la estructura. Ambas fuerzas pueden ser igualadas para un estado de equilibrio:

$$\frac{\varepsilon AV^2}{2g^2} = k(g_0 - g) \quad [N]$$

Donde ε es la permitividad del material que se encuentra entre las placas que harán contacto, A el área de contacto, V el voltaje aplicado y g la posición a la que se encuentran las placas para un voltaje determinado. k es la constante de rigidez del material con que está hecha la viga y g_0 la distancia inicial entre las dos placas sin aplicar voltaje.

2.5.2.3. Velocidad de conmutación

La velocidad de conmutación es el tiempo necesario que requiere el interruptor para cambiar de estado, es decir para pasar del estado de encendido al estado de apagado y viceversa. Este tiempo se mide cuando se ha aplicado el 50% del voltaje de actuación y la señal de RF ha alcanzado el 90% cuando el interruptor se encuentra encendido. De la misma manera, cuando el interruptor es apagado, el tiempo es medido hasta que el voltaje de la señal de RF disminuya al 10% de la original. Así, la velocidad de conmutación es el tiempo requerido para que el interruptor tenga una respuesta de salida debido a la variación del voltaje de actuación.

El tiempo de conmutación se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$t_s \approx 3.67 \frac{V_p}{V_s \omega_0} \quad [s]$$

2.5.2.4. Resistencia en serie

En muchos casos, el interruptor está conectado en serie con la línea de transmisión. Cualquier resistencia del interruptor durante la transmisión de la señal (estado encendido) podría ocasionar pérdidas de nivel en la señal. Una manera de representar esto sobre todo en bajas frecuencias, es utilizar la resistencia de serie del interruptor mientras conduce. En altas frecuencias, esto es a menudo representado por las pérdidas de inserción.

2.5.2.5. Pérdidas de inserción

Las pérdidas de inserción de un dispositivo para RF son una medida de su eficiencia para la transmisión de la señal. En el caso de un interruptor, las pérdidas de inserción se miden cuando existe la transmisión de la señal o el interruptor se encuentra en estado de encendido. Las pérdidas de inserción están en términos del coeficiente de transmisión S_{21} [dB], entre las terminales de entrada y salida del circuito de conmutación. Uno de los principales objetivos en el diseño de los interruptores para RF es el minimizar las pérdidas de inserción. Las pérdidas resistivas a bajas frecuencias y el efecto piel a frecuencias más altas son las causas principales de estas pérdidas.

2.5.2.6. Aislamiento

El aislamiento de un sistema de conmutación se especifica cuando no existe transmisión de la señal y también está en términos del parámetro S_{21} , bajo el estado de no transmisión o cuando el interruptor está en estado abierto. Un valor grande (en dB) indica un acoplamiento pequeño entre las terminales de entrada y salida. De esta manera, el objetivo del diseño es maximizar el aislamiento. En interruptores MEMS para RF el aislamiento puede verse afectado a consecuencia de la proximidad que se crea entre el contacto del interruptor y la línea de transmisión.

2.5.2.7. Factor de calidad de conmutación FCC

El factor de calidad de conmutación FCC es una figura de mérito de los dispositivos de conmutación y consiste en caracterizar a dichos dispositivos como un sistema de dos estados-un puerto, mediante el cual obtenemos una ecuación o razón que relaciona las impedancias en el estado abierto y en el estado cerrado del dispositivo de conmutación.

Dicha razón nos permite calcular un valor numérico que representa la calidad de conmutación del dispositivo.

2.5.2.8. Frecuencia de Resonancia

La frecuencia de resonancia de los interruptores MEMS ocurre cuando el sistema mecánico alcanza un estado de vibración donde coinciden la frecuencia natural del sistema (debido a la energía cinética) y la frecuencia de la fuerza aplicada (en relación con la energía potencial). Esta frecuencia limita la velocidad de conmutación del interruptor, pero no afecta la frecuencia de la señal de RF que pasa por el interruptor.

2.5.2.9. Manejo de potencia

El manejo de potencia para RF es una medida de la eficiencia con la cual un interruptor transmite la señal de RF y se especifica en términos del punto de compresión de 1 dB. Generalmente se asume que los niveles de potencia de entrada y salida siguen una proporción lineal, pero en muchos dispositivos existe una potencia máxima por encima de la cual esta linealidad no se cumple. El punto de compresión de 1 dB es definido como el nivel máximo de potencia de entrada en el cual la potencia de salida se diferencia por 1 dB con respecto a la de la respuesta lineal.

2.5.2.10. Acoplamiento de Impedancias

La impedancia característica es un elemento crítico en todo el diseño de alta frecuencia. El dispositivo de conmutación debe estar acoplado tanto en la entrada como en la salida, en el estado encendido y en el apagado, minimizando su impacto en el desempeño del resto del sistema. Un componente incorrectamente acoplado causa reflexiones no deseadas dentro del circuito que pueden causar daños a otros sistemas. Aunque un acoplamiento ideal es muy pocas veces conseguido, se debe tener cuidado para minimizar las reflexiones dentro de los límites aceptables.

2.6. Interruptores de tipo electrostático

La actuación electrostática es la más usada en los interruptores MEMS debido a su alta velocidad de conmutación. Sin embargo, su principal desventaja es que requiere de altos voltajes de actuación. Actualmente se han propuesto estructuras con baja constante de rigidez para reducir dichos voltajes y ubicarlos en los niveles que utiliza la electrónica convencional.

2.6.1. Cantilevers

La estructura cantilever consiste en una tira delgada de metal ($1-2 \mu m$ de espesor) fija a un extremo y suspendida encima de la línea de transmisión por un espacio de unos micrómetros. El puente puede ser conectado en serie con la línea de transmisión como se muestra en la Fig. 2.33a o puede ser conectado perpendicular a la línea de transmisión Fig. 2.33b.

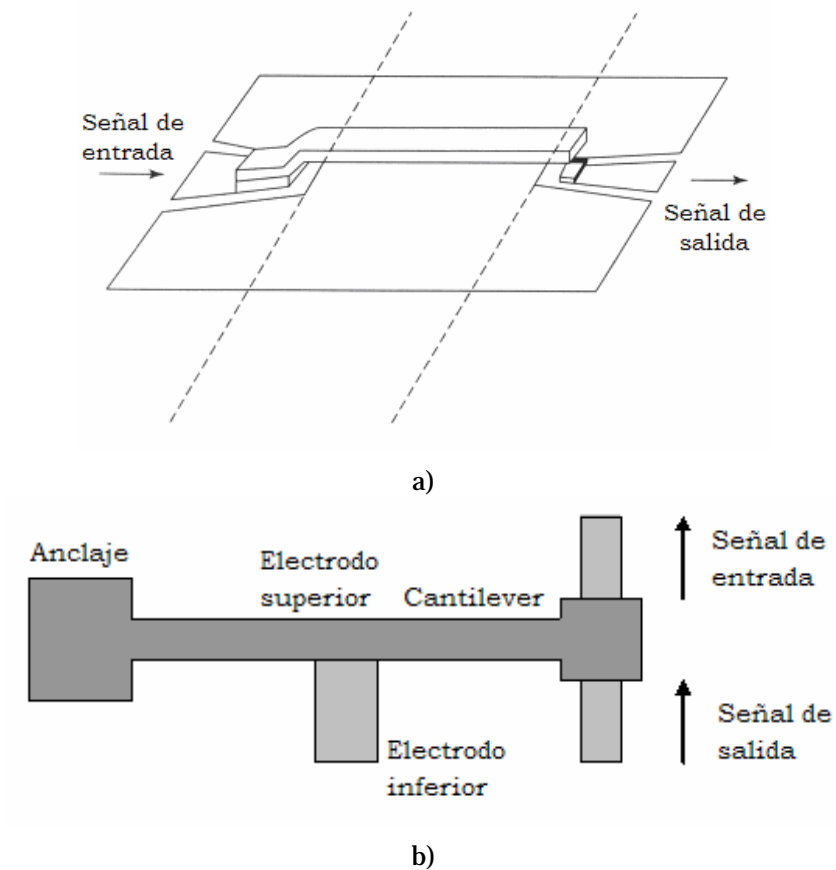


Fig. 2.33 Cantilever, a) en serie con línea de transmisión, b) perpendicular a la línea de transmisión.

2.6.2. Interruptores de Membrana

La membrana está hecha de una capa delgada ($0.5-1.2 \mu m$) de metal (Au, Al, Cu) y generalmente se encuentra anclada a tierra por los extremos, quedando suspendida ($1.5-4 \mu m$) por encima del electrodo de actuación, mediante el cual se logra el *pull in*. En las estructuras de membranas, el electrodo de actuación se encuentra protegido por un dieléctrico para evitar un corto circuito entre la membrana y el electrodo al lograr el contacto.

2.6.3. Tipos de contacto

El contacto en un interruptor es una de las partes más importantes de la estructura, ya que de él depende la transmisión íntegra de la señal. Los contactos ideales son los metálicos debido a sus pocas pérdidas y para obtenerlo es necesario que las dos superficies entre las que se crea el contacto sean de metal. Esta configuración se denomina metal-metal y se implementa generalmente en estructuras de cantilever.

Otro tipo de contacto utilizado en interruptores es el de tipo capacitivo, en el cual las superficies metálicas que establecen contacto quedan separadas por una capa de material dieléctrico, formando así un capacitor. Este tipo de contacto se denomina metal-aislante-metal o capacitivo y se implementa principalmente en estructuras de membranas.

Todos los interruptores sin importar el tipo de contacto, presentan un espacio o hueco entre las superficies de contacto en el estado abierto. Este espacio varía mediante fuerzas electromecánicas, modificando el valor de la capacitancia del interruptor hasta alcanzar el contacto. La relación de la capacitancia en el estado cerrado entre la capacitancia en el estado abierto, es un parámetro muy importante de los interruptores y mientras mayor sea su valor, mejor será su desempeño.

2.6.4. Configuración eléctrica

Existen dos tipos de configuración eléctrica, en serie y en paralelo. Aunque ambos contactos (metal y capacitivo) pueden utilizarse en cualquier tipo de configuración eléctrica, serie o paralelo, el contacto metal-metal es utilizado frecuentemente para los interruptores en serie, mientras que los de contacto capacitivo son utilizados para los interruptores en paralelo.

2.6.5. Interruptores en serie

Existen dos tipos de interruptores MEMS en serie: los interruptores serie en línea y los interruptores serie de costado (Fig. 2.34). La actuación de los interruptores serie en línea ocurre en la misma dirección que la línea de transmisión, mientras que la actuación de los interruptores serie de costado ocurre en un plano perpendicular a la línea de transmisión [9]. Otra diferencia entre los dos diseños es que la señal de RF pasa completamente sobre el interruptor en línea, en este caso la estructura es generalmente un cantilever, el cual tiene que ser completamente de metal para transmitir adecuadamente la señal y su longitud varía entre 100 y 200 μm .

En el caso de los interruptores de costado, la señal de RF solo pasará por el extremo que hace contacto entre el cantilever y la línea de transmisión, por lo tanto solo se necesita que este contacto sea de metal (0.5-2 μm). Debido a que el contacto es de tipo metal-metal, el interruptor muestra bajas pérdidas de inserción.

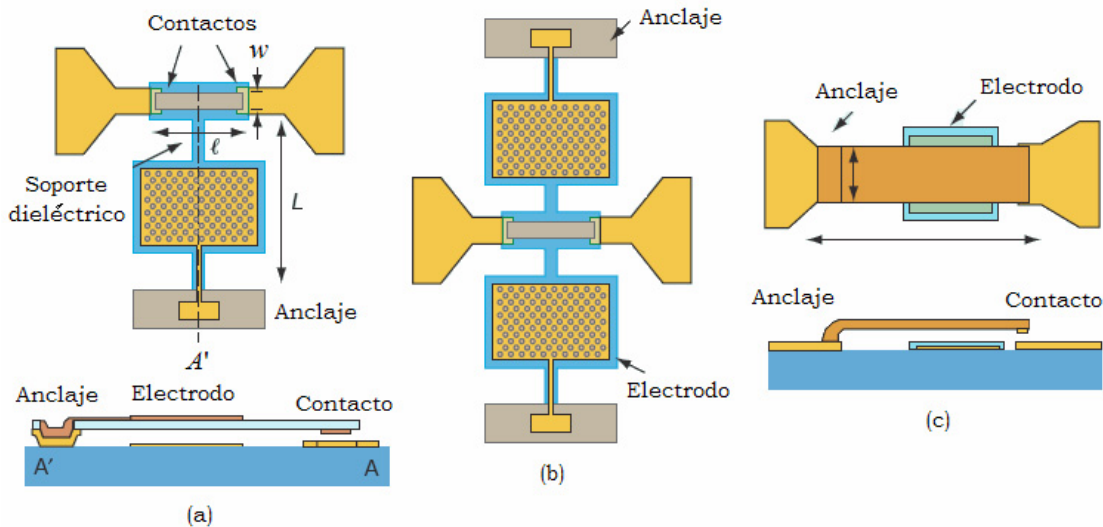


Fig. 2.34 Interruptores MEMS serie, a) de costado con un electrodo de actuación, b) de costado con dos electrodos de actuación, c) en línea.

La viga se encuentra suspendida por arriba de una línea de transmisión, a unas micras (0.5-3 μm). Esta línea de transmisión se interrumpe o secciona a la altura del contacto de la viga, con la finalidad de que al bajar la viga, el contacto de esta una la línea de transmisión y la señal pase lo mejor posible. Para lograr que la viga baje o pase del estado abierto al estado cerrado, es necesario un electrodo de actuación mediante el cual se aplique gradualmente una cantidad de voltaje, creándose una fuerza

electrostática entre el contacto de la viga y la línea de transmisión. Cuando la fuerza electrostática rebasa la fuerza de restauración de la viga, se alcanza el voltaje de *pull in* y la viga se colapsa con la línea de transmisión creando el contacto. Es importante destacar que el voltaje de *pull in* ocurre a una tercera parte de la distancia original que existe entre la viga y la línea de transmisión, para los interruptores en serie. Una vez que el contacto ha sido alcanzado, el interruptor debe cambiar de su estado cerrado al abierto y para obtener el cambio, simplemente se disminuye gradualmente el voltaje del electrodo de actuación hasta que la estructura es liberada y alcanza su posición original.

2.6.6. Interruptores en paralelo

Este tipo de interruptores utilizan las estructuras de membrana (Fig. 2.35) como estructura mecánica de contacto (interruptores capacitivos). La membrana se encuentra suspendida por encima de una línea de transmisión ya sea del tipo coplanar o de tipo microcinta. En el caso cuando la línea es coplanar, la membrana se ancla a ella en el plano de tierra y si es implementada con microcinta los anclajes se conectan al plano de tierra mediante stubs radiales de $\lambda/4$. Los interruptores en paralelo también pueden ser de dos tipos: en línea y de costado. En los interruptores de línea la membrana se conecta en la misma dirección que el electrodo de actuación y la línea de transmisión y en los interruptores de costado, la membrana se ancla en dirección perpendicular a ellos.

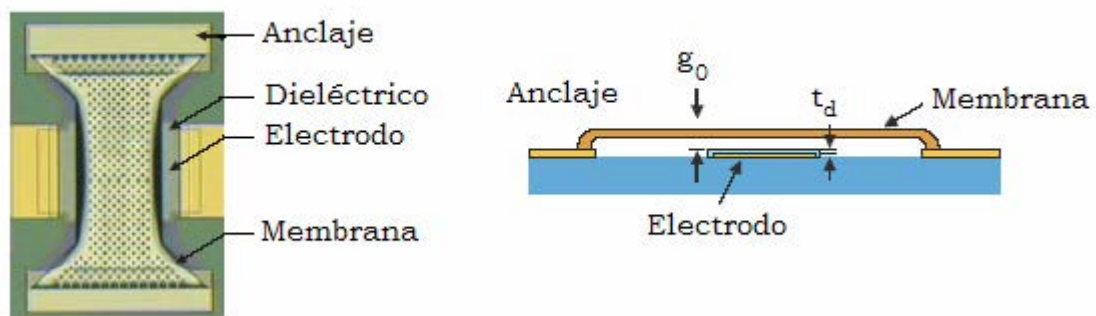


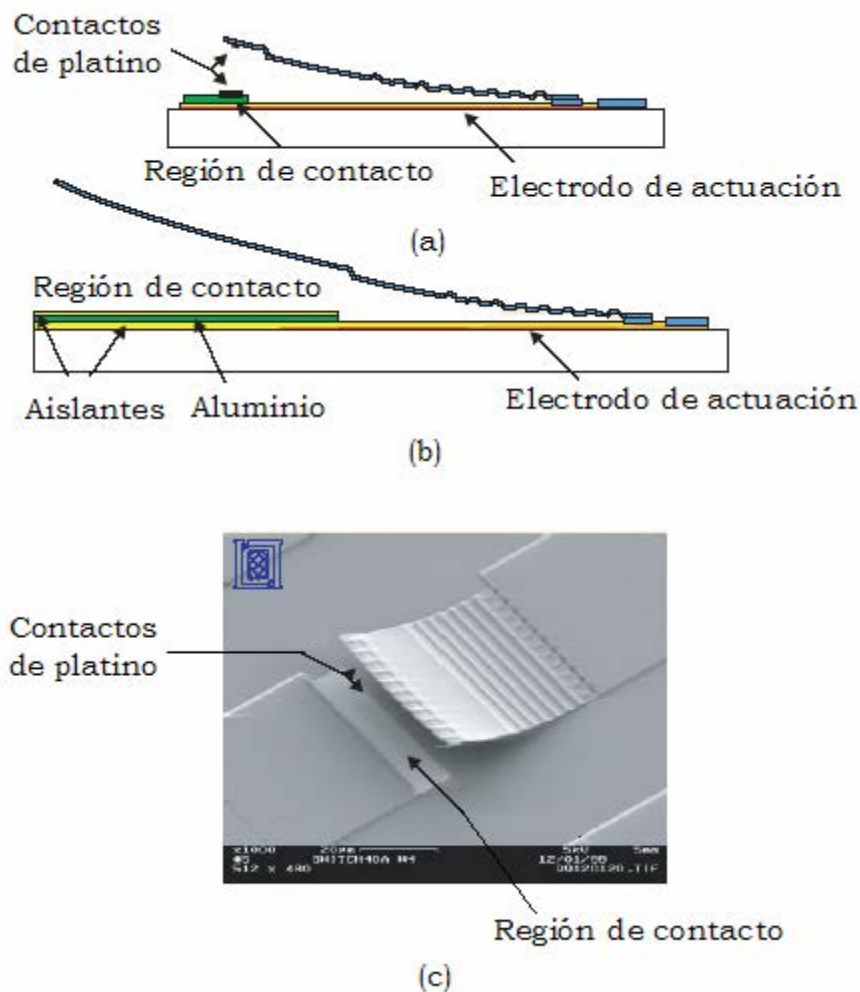
Fig. 2.35 Interruptor capacitivo Raytheon con membrana de costado.

La Fig. 2.36 muestra el interruptor desarrollado por los laboratorios Lincoln [10, 11]. El sustrato utilizado fue de silicio y su estructura consiste de un cantilever ($<50 \mu m$ de longitud) formado por tres capas: $0.2 \mu m$ de S_iO_2 , $0.5 \mu m$ de aluminio y $0.2 \mu m$ de S_iO_2 . Se utiliza poliamida como capa de sacrificio y se modela de tal manera que al liberar la estructura, la superficie del cantilever toma una forma corrugada.

El interruptor ha sido implementado con dos tipos de contacto: metal-metal y capacitivo. El interruptor metal-metal cuenta con un área de contacto pequeña ($8 \times 45 \mu m$) de platino.

El cantilever alcanza en su estado abierto, una distancia de separación con la línea de transmisión de $10-15 \mu m$, obteniendo como resultado una capacitancia pequeña, de $4 fF$ y en el estado cerrado una capacitancia de $1-1.5 pF$. El voltaje de actuación es aproximadamente $80V$ y su velocidad de conmutación es de $1 \mu s$.

El interruptor de contacto capacitivo tiene un área de contacto grande ($50 \times 150 \mu m$) de aluminio y su voltaje de actuación se encuentra en el rango de $30-40V$.



Una vez que se analizó a grandes rasgos la tecnología de los microsistemas electromecánicos MEMS, así como de algunos dispositivos elaborados con esta tecnología, se procederá al desarrollo del modelo matemático de las superficies selectivas de frecuencia con cargas reactivas, donde el tipo de superficie a analizar es de tipo apertura y se considera como elemento de la superficie un anillo ranurado.

Bibliografía

[1] John A. Pelesko, David H. Bernstein, Modeling MEMS and NEMS. Chapman & Hall /CRC, 2003.

[2] Héctor J. De Los Santos, Introduction to Microelectromechanical (MEM) Microwave Systems. Artech House, 1999.

[3] V. Varadan, K. Vinoy, K. Jose, RF MEMS and Their Applications. Wiley. U.S.A 2003.

[4] Jim Carter, Allen Cowen, Busbee Hardy, Ramaswamy Mahadevan, Mark Stonefield, and Steve Wilcenski, PolyMUMPs Design Handbook. Revision 11.0. MEMSCAP Inc.

[5] Darrin J. Young, Bernhard E. Boser, "A Micromachine-Based RF Low-Noise Voltage-Controlled Oscillator," IEEE Custom Integrated Circuits Conference", 1997.

[6] Aleksander Dec., Ken Suyama, "Microwave MEMS-Based Voltage-Controlled Oscillators". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no.11, November 2000.

[7] Aleksander Dec., Ken Suyama, "Micromachined Electro-Mechanically Tunable Capacitors and Their Applications to RF IC's," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, no.12, December 1998.

[8] G. Rebeiz, RF MEMS. Theory, design and technology. Wiley-Interscience. U.S.A 2003.

- [9] G. Rebeiz, J. Muldavin, "RF MEMS Switches and Switch Circuits," IEEE Microwave Magazine. December 2001.
- [10] C. Bozler, R. Drangmeister, S. Duffy, M. Gouker, J. Knecht, L. Kushner, R. Parr, S. Rabe, and L. Travis, "MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components," IEEE Int. Microwave Symp. Dig., Boston, MA. 2000, pp. 153-156.
- [11] S. Duffy, C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast, and M. Gouker, "MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry," Microwave and Wireless Comp. Lett., vol. 11, no. 3, pp. 106-108, March 2001.

Capítulo 3

Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en aperturas anulares

3.1. Introducción

Una superficie selectiva de frecuencia que ofrece excelentes características es la que utiliza como elementos las aperturas anulares ya que soporta la polarización circular. Los resultados medidos para esta superficie muestran bajas pérdidas de inserción y bajo nivel de polarización cruzada, además de poseer buena estabilidad de su frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia de la onda electromagnética. Esta superficie permite ajustar su respuesta paso banda al modificar las dimensiones del anillo y se ha demostrado que su frecuencia de resonancia puede ser ajustada en un amplio intervalo de frecuencias al agregarle cortos metálicos y cargas reactivas [1, 2]. En el presente capítulo se obtiene el modelo matemático de la superficie selectiva de frecuencia basada en aperturas anulares así como los coeficientes de reflexión analizando el efecto en la variación de los parámetros de la superficie. Después se obtiene el modelo matemático de la superficie selectiva de frecuencia con cargas para poder estimar la respuesta del arreglo al integrarse los diferentes dispositivos MEMS.

3.2. Modelo matemático de las superficies selectivas de frecuencia con aperturas anulares

La formulación estándar que ha sido usada por mucho tiempo en la solución de estructuras periódicas es el método de momentos (MoM) en el dominio espectral. El MoM es un procedimiento general para transformar una ecuación operador en una ecuación matricial finita que pueda ser resuelta por métodos directos o iterativos. El procedimiento para aplicar el MoM generalmente involucra cuatro pasos:

1. Formulación de un problema por una ecuación integral apropiada en un dominio finito
2. discretización de la ecuación integral en una ecuación matricial usando funciones base (o de expansión) y funciones de peso (o probatorias)
3. evaluación de los elementos de la matriz, y
4. solución de la ecuación matricial para obtener los parámetros de interés

El MoM ha jugado un rol muy importante en los métodos de solución electromagnéticos debido a la naturaleza no confinada de las ondas electromagnéticas, éstas pueden ser reducidas a un dominio finito a través de una ecuación integral. Además, utilizando el teorema de Floquet, una estructura plana infinita puede ser analizada resolviendo los campos desconocidos en una sola celda periódica. Además, utilizando el acoplamiento modal en el plano del arreglo, el campo electromagnético en las aperturas anulares está bien definido por los modos de guía de onda coaxial que constituyen las funciones de expansión naturales. La representación del campo en la zona lejana para el problema de dispersión está bien definida debido al uso de los armónicos de Floquet para expresar los campos en la zona abierta. El uso del método de Galerkin, que establece que las funciones de peso son idénticas a las funciones base, asegura una rápida convergencia con resultados de exactitud adecuada. Por lo que en el presente análisis se utilizó el teorema de Floquet y el método de acoplamiento modal del campo electromagnético en una celda unitaria de la superficie para la formulación de las ecuaciones integrales. Dichas ecuaciones fueron resueltas por el método de momentos de Galerkin.

El teorema de Floquet permite analizar estructuras periódicas planas infinitas al describir los campos electromagnéticos en la región abierta fuera del arreglo en términos de un juego de modos ortogonales. Estos modos representan físicamente ondas planas TE o TM que se propagan o decaen fuera del plano donde se sitúa la estructura periódica. El teorema de Floquet es una extensión del teorema de la serie de

Fourier para una función periódica y permite una descripción modal del campo de una estructura plana infinita al resolver los campos o las corrientes desconocidos en una sola celda del arreglo periódico.

El procedimiento básico es expandir la distribución desconocida del campo eléctrico cerca de la pantalla metálica en una sumatoria de modos Floquet y relacionar los campos magnéticos desconocidos en los dos lados de la pantalla con las admitancias modales correspondientes en estas dos regiones. Acoplado apropiadamente las componentes tangenciales del campo en la pantalla, se obtiene una ecuación integral para el campo eléctrico desconocido en la apertura. Entonces la distribución del campo eléctrico desconocida es representada por un nuevo juego de funciones ortogonales denominadas funciones base. Utilizando el método de momentos, la ecuación integral es reducida a un sistema de ecuaciones algebraicas lineales en un dominio finito que puede ser resuelto numéricamente por medios iterativos mediante una computadora. Una vez conocida la distribución del campo en la apertura, pueden determinarse las características de transmisión y de reflexión de la superficie.

En la presente formulación modal se hacen las siguientes consideraciones: 1) la extensión de la SSF es infinita, por lo tanto la difracción producida por los bordes en un arreglo real es ignorada, 2) la radiación incidente a la SSF es una onda plana monocromática, por lo que otros tipos de fuente pueden ser tratados como una superposición de ondas planas, y 3) la pantalla conductora es infinitesimalmente delgada. La geometría de la superficie selectiva de frecuencia de aperturas anulares en el plano XY es mostrada en la Fig. 3.1 con celda unitaria *fghi*. Las aperturas anulares idénticas están ubicadas en los nodos de una malla rectangular y poseen una periodicidad invariante a lo largo de las direcciones x y y . b y d son las dimensiones de la celda unitaria en los ejes x y y , respectivamente.

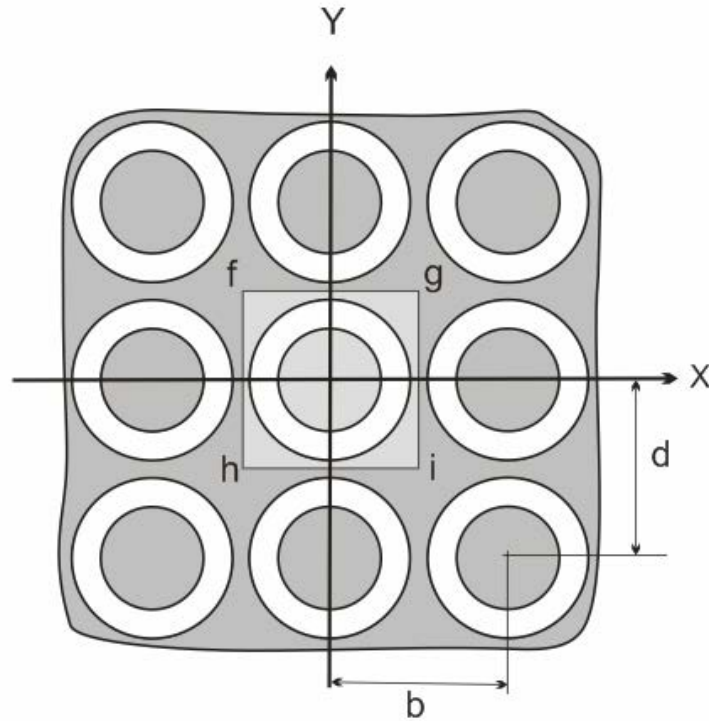


Fig. 3.1 Superficie selectiva de frecuencia de aperturas anulares.

La formulación modal considera que una onda electromagnética plana incide en la superficie. θ_0 es el ángulo entre el vector de propagación \vec{k} de la onda plana incidente con la normal del plano de la pantalla (ángulo de elevación), y φ_0 es el ángulo entre el eje x y la proyección del vector de propagación \vec{k} sobre el plano XY (ángulo azimutal). Los campos electromagnéticos cerca de la pantalla deben de satisfacer los requerimientos de periodicidad impuestos por el teorema de Floquet. Por lo que se deben acoplar los diferentes modos en el plano $z = 0$ dentro de la celda unitaria y mediante la aplicación de las condiciones de frontera se encuentra la ecuación integral en un dominio finito.

3.2.1. Método del acoplamiento modal

El método del acoplamiento modal consiste en dividir el espacio en diferentes regiones con interfaces $z = z_1, z_2, \dots$. En cada región el medio y la geometría son constantes a lo largo de z . En cada región se hace una expansión de los campos mediante los modos Floquet. Las ecuaciones integrales son formuladas para satisfacer las condiciones de frontera en las interfaces $z = z_1, z_2, \dots$

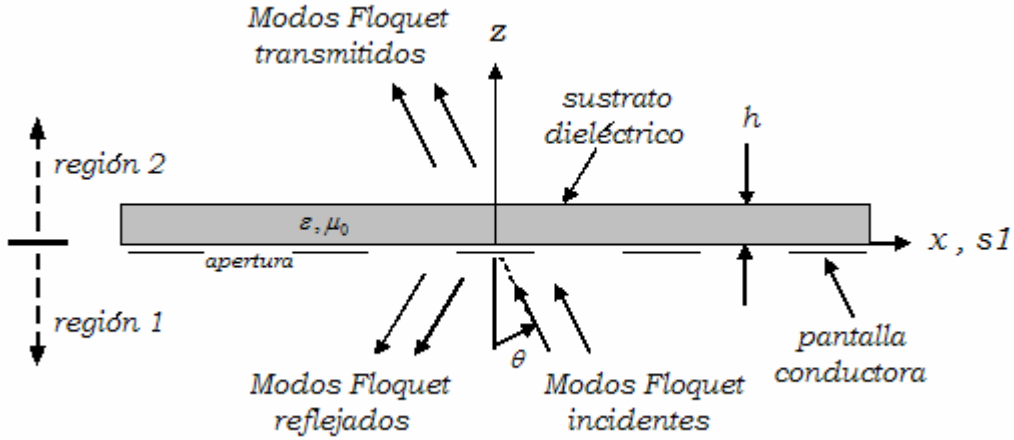


Fig. 3.2 Estructura periódica en el plano XZ.

La onda incidente se propaga en la dirección positiva de z . En el plano $z = 0$ el campo total está formado por tres componentes: el campo incidente, el campo reflejado y el campo transmitido. Todos estos campos pueden ser representados por los modos Floquet. El método de acoplamiento modal es utilizado para encontrar las características de reflexión y transmisión de la SSF de aperturas anulares. La geometría se muestra en la Fig. 3.2. Se considera que la pantalla conductora donde se encuentran las aperturas es infinitesimalmente delgada y se encuentra en $z = 0$. Dicha pantalla se encuentra impresa sobre un sustrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r y grosor arbitrario h .

Las componentes transversales de los campos incidentes \vec{E}_τ^i y \vec{H}_τ^i pueden expresarse como una expansión de los modos Floquet vectoriales:

$$\vec{E}_\tau^i(z \leq 0) = \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} \bar{\Psi}_{\ell 00} \exp(-jk_{00}^z z) \quad (3.1)$$

$$\vec{H}_\tau^i(z \leq 0) = \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} Y_{\ell 00} \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{\ell 00} \exp(-jk_{00}^z z)$$

donde $A_{\ell 00}$ es la magnitud de la onda incidente, $\bar{\Psi}_{\ell 00}$ es el modo Floquet incidente, k_{00}^z es el número de onda del modo Floquet incidente, $Y_{\ell 00}$ son las admitancias modales para el modo Floquet incidente en la región 1 ($z \leq 0$) y el subíndice $\ell = 1$ y $\ell = 2$ denota los modos TE y TM, respectivamente.

Las componentes transversales del campo reflejado pueden ser expandidas en modos Floquet como:

$$\begin{aligned}\bar{E}_\tau^R(z \leq 0) &= \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n R_{\ell mn} \bar{\Psi}_{\ell mn} \exp(jk_{mn}^z z) \\ \bar{H}_\tau^R &= -\sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n R_{\ell mn} Y_{\ell mn} \hat{z} \times \bar{\Psi}_{\ell mn} \exp(jk_{mn}^z z)\end{aligned}\quad (3.2)$$

$m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

donde $R_{\ell mn}$ son los coeficientes de reflexión de los modos Floquet correspondientes del sistema ortogonal de vectores normalizados $\bar{\Psi}_{\ell mn}$, $Y_{\ell mn}$ son las admitancias modales en la región 1 y k_{mn}^z son los números de onda de sus modos Floquet correspondientes.

Las admitancias modales $Y_{\ell mn}$ en la región del espacio libre están dadas por:

$$\begin{aligned}Y_{1mn} &= \frac{k_{mn}^z}{\omega \mu_0} \\ Y_{2mn} &= \frac{\omega \mathcal{E}_0}{k_{mn}^z}\end{aligned}\quad (3.3)$$

Las componentes transversales de la onda transmitida se expresan mediante el teorema de Floquet de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\bar{E}_\tau^T(z \geq 0) &= \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n T_{\ell mn} \bar{\Psi}_{\ell mn} \exp(-jk_{mn}^z z) \\ \bar{H}_\tau^T(z \geq 0) &= \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n T_{\ell mn} \bar{\Psi}_{\ell mn} \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 B_{rpq} Y_{\ell mn}^+ \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{\ell mn} \exp(-jk_{mn}^z z)\end{aligned}\quad (3.4)$$

$m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

donde $T_{\ell mn}$ son los coeficientes de transmisión de los correspondientes modos Floquet $\bar{\Psi}_{\ell mn}$ y $Y_{\ell mn}^+$ son las admitancias modales de los modos Floquet en la región 2 ($z > 0$) y toman en cuenta el dieléctrico que sirve de soporte a la superficie. La región 2 es

modelada mediante un circuito equivalente de línea de transmisión y para modelar el dieléctrico se considera una línea de longitud h tal como se muestra en la Fig. 3.3.

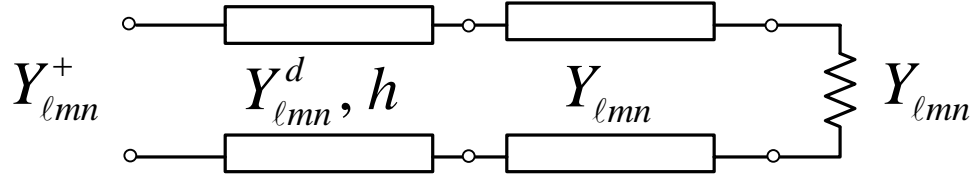


Fig. 3.3 Circuito eléctrico equivalente de la región 2.

Esta línea es conectada a una carga de admitancia $Y_{l_{mn}}$ que corresponde a la admitancia modal en el espacio libre. Las admitancias modales $Y_{l_{mn}}^+$ de la región 2 son obtenidas a partir de la expresión utilizada para calcular la admitancia de entrada de una línea de transmisión:

$$Y_{l_{mn}}^+ = Y_{l_{mn}}^d \frac{Y_{l_{mn}} + jY_{l_{mn}}^d \tan(k_{mn}^{z^d} h)}{Y_{l_{mn}}^d + jY_{l_{mn}} \tan(k_{mn}^{z^d} h)} \quad (3.5)$$

donde $Y_{l_{mn}}^d$ es la admitancia modal en la región del dieléctrico y está dada por:

$$Y_{1mn}^d = \frac{k_{mn}^{z^d}}{\omega\mu_0} \quad (3.6)$$

$$Y_{2mn}^d = \frac{\omega\mathcal{E}}{k_{mn}^{z^d}}$$

$k_{mn}^{z^d}$ es la constante de propagación en el dieléctrico a lo largo del eje z y está dada por:

$$k_{mn}^{z^d} = \begin{cases} \left[\varepsilon_r k^2 - (k_{mn}^\tau)^2 \right]^{1/2} & \text{si } \varepsilon_r k^2 - (k_{mn}^\tau)^2 \geq 0 \\ -j \left[(k_{mn}^\tau)^2 - \varepsilon_r k^2 \right]^{1/2} & \text{si } \varepsilon_r k^2 - (k_{mn}^\tau)^2 < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

donde $k = 2\pi/\lambda = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ es el número de onda ε_0 es la constante eléctrica en el espacio libre y μ_0 es la constante magnética en el espacio libre.

En la región 1 los campos transversales \vec{E}_τ^1 y \vec{H}_τ^1 son:

$$\begin{aligned}\vec{E}_\tau^1(z \leq 0) &= \vec{E}_\tau^i + \vec{E}_\tau^R \\ \vec{H}_\tau^1(z \leq 0) &= \vec{H}_\tau^i + \vec{H}_\tau^R\end{aligned}\tag{3.8}$$

En la región 2 los campos transversales \vec{E}_τ^2 y \vec{H}_τ^2 son:

$$\begin{aligned}\vec{E}_\tau^2(z \geq 0) &= \vec{E}_\tau^T \\ \vec{H}_\tau^2(z \geq 0) &= \vec{H}_\tau^T\end{aligned}\tag{3.9}$$

Acoplando las componentes tangenciales del campo eléctrico en $z = 0$, se obtiene:

$$\begin{aligned}\vec{E}_\tau^1(z = 0^-) &= \vec{E}_\tau^2(z = 0^+) \\ \vec{E}_\tau(z = 0) &= \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} \bar{\Psi}_{\ell 00} + \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n R_{\ell mn} \bar{\Psi}_{\ell mn} = \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n T_{\ell mn} \bar{\Psi}_{\ell mn}\end{aligned}\tag{3.10}$$

en la celda unitaria

La condición de frontera para el campo tangencial eléctrico establece que $\vec{E}_\tau = 0$ en la pantalla conductora de la celda unitaria.

La continuidad del campo tangencial magnético en $z = 0$ permite establecer la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}-\vec{a}_z \times \vec{H}_\tau^1(z = 0^-) &= -\vec{a}_z \times \vec{H}_\tau^2(z = 0^+) \\ -\vec{a}_z \times \vec{H}_\tau(z = 0) &= \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} Y_{\ell 00} \bar{\Psi}_{\ell 00} - \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n R_{\ell mn} Y_{\ell mn} \bar{\Psi}_{\ell mn} = \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n T_{\ell mn} Y_{\ell mn}^+ \bar{\Psi}_{\ell mn}\end{aligned}\tag{3.11}$$

en la apertura

Los coeficientes de reflexión y los coeficientes de transmisión pueden obtenerse mediante:

$$R_{\ell mn} = T_{\ell mn} = \int_{ap} \vec{E}_\tau \cdot \bar{\Psi}_{\ell mn}^* ds,\tag{3.12}$$

Para todos los ℓ , m y n con excepción de los términos $m = n = 0$ que corresponden a la onda incidente. En este caso:

$$A_{\ell 00} + R_{\ell 00} = T_{\ell 00} \quad \text{para } \ell = 1, 2 \quad (3.13)$$

Sustituyendo la ecuación (3.12) y (3.13) en la ecuación (3.11) se obtiene la ecuación integral para la distribución desconocida del campo eléctrico en la apertura.

$$2 \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} Y_{\ell 00} \bar{\Psi}_{\ell 00} = \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{\ell mn} + Y_{\ell mn}^+) \bar{\Psi}_{\ell mn} \int_{ap} \bar{E}_\tau \cdot \bar{\Psi}_{\ell mn}^* ds \quad (3.14)$$

Para resolver la ecuación integral por el método de momentos se expande el campo electromagnético mediante unas funciones base $\bar{\Phi}_{\ell mn}$ que son elegidas para satisfacer las condiciones de frontera en la apertura. El campo tangencial eléctrico es descrito por un nuevo juego de funciones ortonormales de la siguiente forma:

$$\bar{E}_\tau = \sum_{p=1}^2 \sum_q \sum_s F_{pqs} \bar{\Phi}_{pqs} \quad (3.15)$$

donde F_{pqs} es la magnitud del modo pqs de la guía de onda coaxial.

El juego ortonormal de modos vectoriales de la guía de onda coaxial consiste en modos TE y TM y son presentados en el apéndice B. Dichos modos son expresados en coordenadas cilíndricas. Los modos vectoriales TE del campo transversal eléctrico, denotados por el subíndice $p = 1$, son:

$${}^V_H \bar{\Phi}_{1qs}(\rho, \varphi) = \bar{a}_\rho \frac{q}{\rho} Z_q(\beta_s \rho) \begin{cases} \text{sen } q\varphi \\ -\cos q\varphi \end{cases} + \bar{a}_\varphi \beta_s Z_q'(\beta_s \rho) \begin{cases} \cos q\varphi \\ \text{sen } q\varphi \end{cases} \quad (3.16)$$

y los modos vectoriales TM, denotados por el subíndice $p = 2$, son:

$${}^V_H \bar{\Phi}_{2qs}(\rho, \varphi) = -\bar{a}_\rho \alpha_s \bar{Z}'_q(\alpha_s \rho) \begin{cases} \text{sen } q\varphi \\ \cos q\varphi \end{cases} + \bar{a}_\varphi \frac{q}{\rho} \bar{Z}_q(\alpha_s \rho) \begin{cases} -\cos q\varphi \\ \text{sen } q\varphi \end{cases} \quad (3.17)$$

donde $q, s = 0, 1, 2, \dots, \infty$. $Z_q(\beta_s \rho)$ y $\bar{Z}_q(\alpha_s \rho)$ son combinaciones lineales particulares de las funciones de Bessel y Neumann que satisfacen las condiciones de frontera en la guía de onda coaxial. $Z_q'(\beta_s \rho)$ y $\bar{Z}'_q(\alpha_s \rho)$ son sus respectivas derivadas con respecto

al argumento. β_s y α_s son las raíces de las ecuaciones características de $Z_q(\beta_s \rho)$ y $\bar{Z}_q(\alpha_s \rho)$, respectivamente. Los índices izquierdos H y V designan respectivamente el modo horizontal y vertical con variaciones $\cos q\varphi$ o $\sin q\varphi$ de la componente radial del campo.

De acuerdo al método de Galerkin, las funciones de peso son elegidas idénticas a las funciones base. Entonces, tomando el producto escalar de la ecuación (3.14) con las funciones de peso $\bar{\Phi}_{pqS}$ sobre la apertura se obtiene:

$$2 \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} Y_{\ell 00} C_{\ell 00}^{PQS*} = \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{pqS} + Y_{pqS}^+) C_{\ell mn}^{PQS*} \int_{ap} \bar{E}_\tau \cdot \bar{\Psi}_{\ell mn}^* ds \quad (3.18)$$

donde $C_{\ell mn}^{PQS}$ son los coeficientes de acoplamiento entre dos diferentes tipos de modos y se expresan como:

$$C_{\ell mn}^{PQS} = \int_{ap} \bar{\Phi}_{pqS} \cdot \bar{\Psi}_{\ell mn}^* ds \quad (3.19)$$

De acuerdo con la geometría de la apertura es conveniente expresar también los modos Floquet en coordenadas cilíndricas, por lo que al hacer la transformación de coordenadas cartesianas a cilíndricas se tiene:

$$\bar{\Psi}_{1mn}(\rho, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{bd}} [\bar{a}_\rho \sin(\varphi_{1mn} - \varphi) - \bar{a}_\varphi \cos(\varphi_{1mn} - \varphi)] \exp[-jk_r \cos(\varphi - \varphi_{1mn})] \quad (3.20)$$

$$\bar{\Psi}_{2mn}(\rho, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{bd}} [\bar{a}_\rho \cos(\varphi_{1mn} - \varphi) + \bar{a}_\varphi \sin(\varphi_{1mn} - \varphi)] \exp[-jk_r \cos(\varphi - \varphi_{1mn})]$$

donde

$$\varphi_{1mn} = \tan^{-1} \frac{k_{mn}^y}{k_{mn}^x} \quad (3.21)$$

El producto escalar o coeficiente de acoplamiento entre un modo de la guía de onda y un modo Floquet está dado por:

$${}^V_H C_{\ell mn}^{pqS} = \left\langle {}^V_H \bar{\Phi}_{pqS}, \bar{\Psi}_{\ell mn} \right\rangle = \int_{ap} {}^V_H \bar{\Phi}_{pqS} \cdot \bar{\Psi}_{\ell mn} \rho d\rho d\varphi \quad (3.22)$$

Sustituyendo la ecuación (3.15) en (3.18) se obtiene:

$$2 \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} Y_{\ell 00} C_{\ell 00}^{PQS*} = \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{\ell mn} + Y_{\ell mn}^+) C_{\ell mn}^{PQS*} \sum_{p=1}^2 \sum_q \sum_s F_{pqs} C_{\ell mn}^{pqs} \quad (3.23)$$

La ecuación (3.23) es un juego de ecuaciones con F_{pqs} como incógnitas. Este sistema de ecuaciones puede ser escrito en forma matricial como:

$$\left[Y_{PQS}^{pqs} \right] \left[F_{pqs} \right] = 2 \left[I_{PQS} \right] \quad (3.24)$$

donde:

$$Y_{PQS}^{pqs} = \sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{\ell mn} + Y_{\ell mn}^+) C_{\ell mn}^{PQS*} C_{\ell mn}^{pqs} \quad (3.25)$$

$$I_{PQS} = \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} Y_{\ell 00} C_{\ell 00}^{PQS*}$$

La ecuación matricial (3.24) puede ser resuelta numéricamente para encontrar las amplitudes desconocidas de los modos F_{pqs} y con base en (3.15) evaluar el campo eléctrico transversal en la apertura.

3.3. Características de Transmisión de una SSF basada en aperturas anulares

Una vez obtenidos los coeficientes F_{pqs} y con base en las ecuaciones (3.12) y (3.13) es posible evaluar los coeficientes de transmisión del arreglo periódico. La geometría y el circuito eléctrico equivalente de la apertura anular son mostradas en la Fig. 3.4a donde r_1 y r_2 son los radios interior y exterior del anillo ranurado, respectivamente, w es el ancho del anillo y b y d son las dimensiones de la celda en los ejes x y y , respectivamente. La energía magnética almacenada es debida a las corrientes eléctricas inducidas que circulan alrededor de la apertura en la superficie del metal. La energía eléctrica es almacenada debido a la concentración del campo eléctrico en la apertura anular (Fig. 3.4b). El circuito equivalente es mostrado en la Fig.3.4c y corresponde a un circuito resonante paralelo.

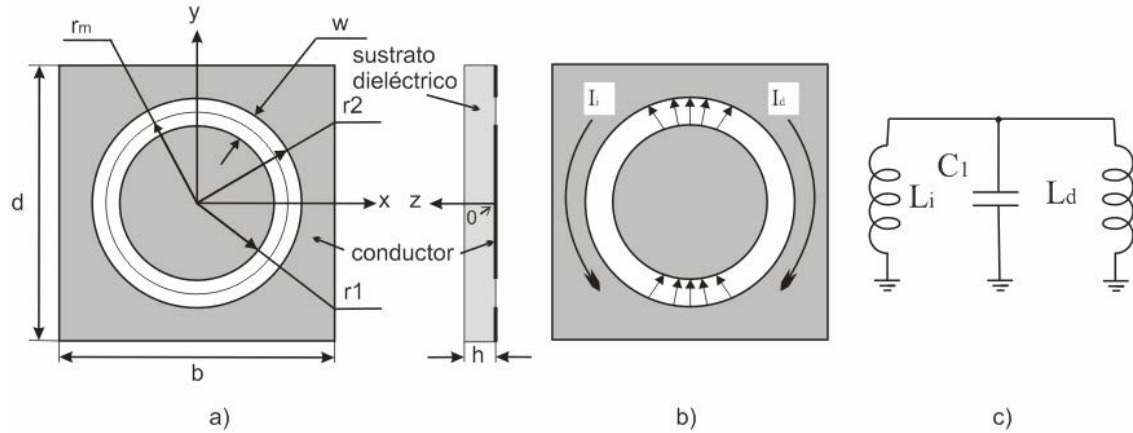


Fig. 3.4 Celda unitaria. a) geometría, b) distribución de campos y corrientes, c) circuito eléctrico equivalente.

La respuesta selectiva de la superficie está en función de los parámetros del arreglo como son el diámetro medio de la apertura, el ancho de la ranura, las dimensiones de la celda unitaria y las características del dieléctrico, entre otros. Con base en el modelo matemático, se simuló numéricamente las características de reflexión del arreglo variando alguno de sus parámetros y dejando constantes los demás para así determinar como influye dicho parámetro en la respuesta de la superficie. Se considera que la excitación de la estructura es con una onda plana de polarización horizontal con incidencia normal al arreglo.

3.3.1. Variación del tamaño del elemento

Las dimensiones del elemento son importantes en la definición de la frecuencia de resonancia de la SSF. Para las aperturas anulares se tiene que la resonancia ocurre cuando la circunferencia media es aproximadamente igual a una longitud de onda. Sin embargo, cuando la superficie está soportada en un sustrato dieléctrico existe un efecto de carga dieléctrica, por lo que la longitud eléctrica de la circunferencia debe de ser una longitud de onda efectiva y entonces la circunferencia física será menor que una longitud de onda en el espacio libre.

Cuando la longitud de onda de la señal es muy cercana a la frecuencia de resonancia, la onda viajará a través de la SSF como si la superficie fuera esencialmente transparente. En la realidad se presentarán unas pequeñas pérdidas debidas al dieléctrico, a la conductividad del metal y a la dispersión.

La superficie selectiva de frecuencia de aperturas anulares se comporta como un filtro paso banda cuya longitud de onda de resonancia es $\lambda_R = 2\pi r_m$, donde r_m es el radio

medio de la ranura. Los resultados de la simulación numérica, considerando una celda de dimensiones $b = d = 7$ mm, $\epsilon_r = 1$ y $h = 0$, son mostrados en la Fig. 3.5 para diferentes valores de radio medio r_m y considerando un ancho de apertura constante $w = 6$ mm.

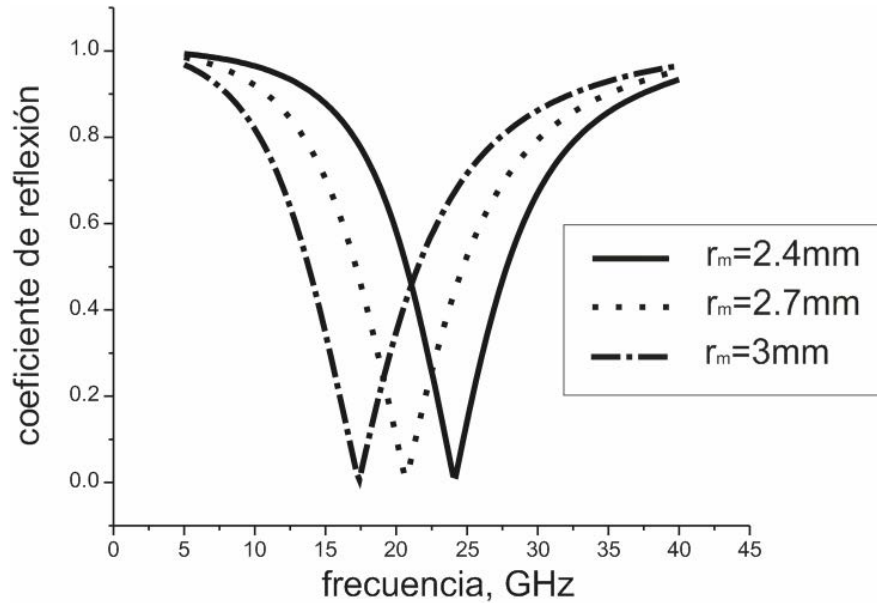


Fig. 3.5 Coeficiente de reflexión para tres diferentes valores de radio medio r_m .

Puede observarse que la resonancia ocurre cuando la circunferencia de la apertura es aproximadamente igual a la longitud de onda λ_R . Por lo que a menor valor de radio medio, menor valor de longitud de onda y mayor valor de la frecuencia de resonancia.

3.3.2. Variación del ancho de la ranura

El circuito eléctrico equivalente mostrado en la Fig. 3.4c no posee pérdidas, sin embargo, cuando incide una onda electromagnética y se dispersa la onda es necesario considerar el acoplamiento con el medio. Si consideramos las pérdidas debidas a la radiación al espacio libre entonces se puede estimar el factor de calidad Q del modelo eléctrico equivalente. Dichas pérdidas pueden representarse en el modelo agregando en paralelo a los elementos reactivos una resistencia R_p . Entonces, para el circuito resonante paralelo podemos obtener su factor de calidad como:

$$Q = 2\pi f_0 R_p C_1 \quad (3.26)$$

donde f_0 es la frecuencia de resonancia.

La variación del ancho de la ranura w , considerando que el radio medio de la ranura se mantiene constante, no tiene efectos significativos sobre la frecuencia de resonancia, sin embargo, el factor de calidad se verá modificado debido a que el valor de la capacitancia C_1 está en función del ancho de la ranura. Se simularon estructuras para tres diferentes anchos de ranura dejando constante el radio medio ($r_m = 3\text{ mm}$). Se consideraron dimensiones de celda $b = d = 7\text{ mm}$ y $\varepsilon_r = 1$.

Los resultados se muestran en la Fig. 3.6. Puede observarse que a medida que la sección de la apertura es más estrecha hay un incremento del factor de calidad, esto es debido a que para secciones más pequeñas existe una mayor concentración de campo eléctrico en la apertura y así un mayor valor de capacitancia. Lo que de acuerdo con (3.26) hace que el circuito sea más selectivo.

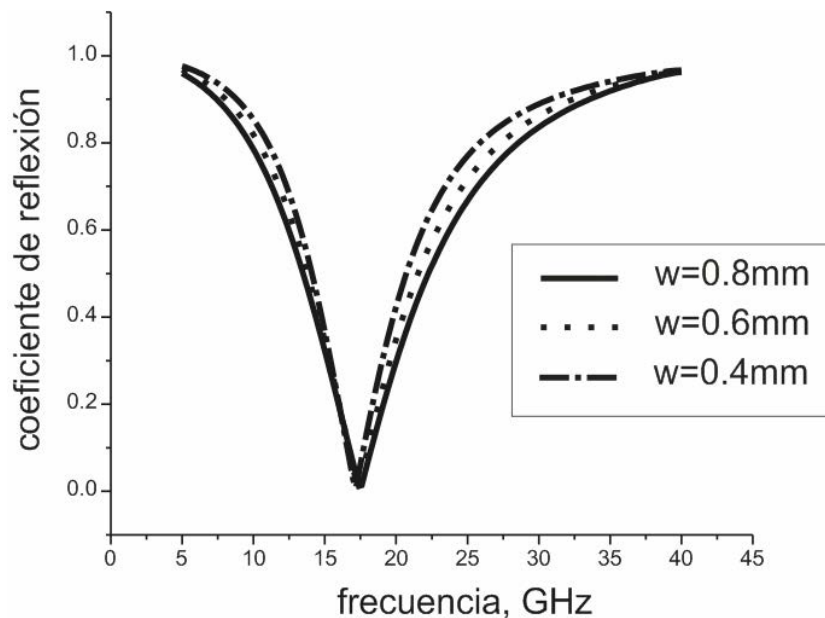


Fig. 3.6 Coeficiente de reflexión para variaciones de sección de apertura w .

3.3.3. Variación de las dimensiones de la celda unitaria

Para estimar por separado el efecto de la variación en cada dimensión de la celda unitaria en los ejes x y y , se deja fija la dimensión en un eje y se hace variar la dimensión en el otro eje. La dimensión fija es de 7 mm , $r_m = 3\text{ mm}$, $w = 0.6\text{ mm}$, $\varepsilon_r = 1$ y $h = 0$. En la Fig. 3.7 se muestran las variaciones con respecto a la dimensión b y en la Fig. 3.8 se muestran las variaciones con respecto a la dimensión d .

Puede observarse que debido a que la onda incidente es de polarización horizontal, la característica de reflexión es prácticamente insensible al variar la dimensión horizontal b y es más sensible a las variaciones de la dimensión vertical de la celda dado que tales variaciones influyen en aumentar o en disminuir el ancho de la sección metálica lateral a la apertura por donde circulan las corrientes inducidas, lo cual afecta al valor de la inductancia en el circuito eléctrico equivalente.

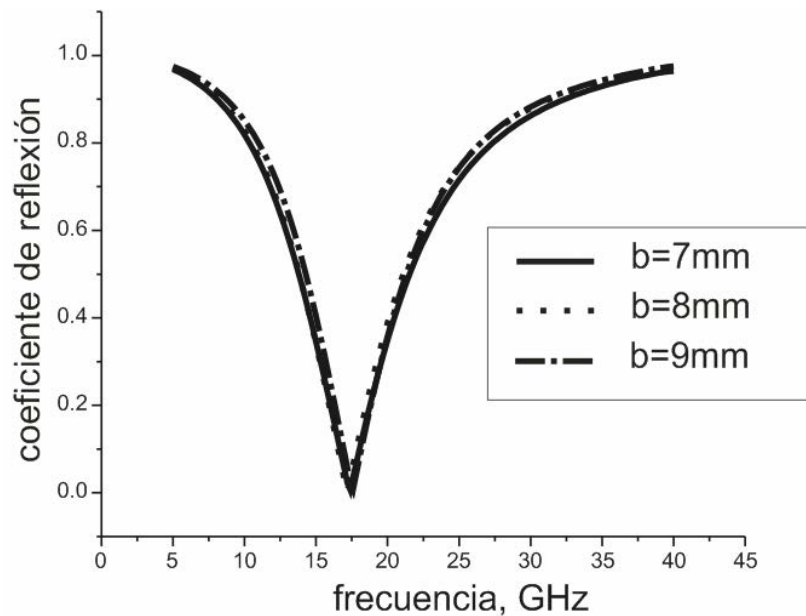


Fig. 3.7 Coeficiente de reflexión para variaciones de b .

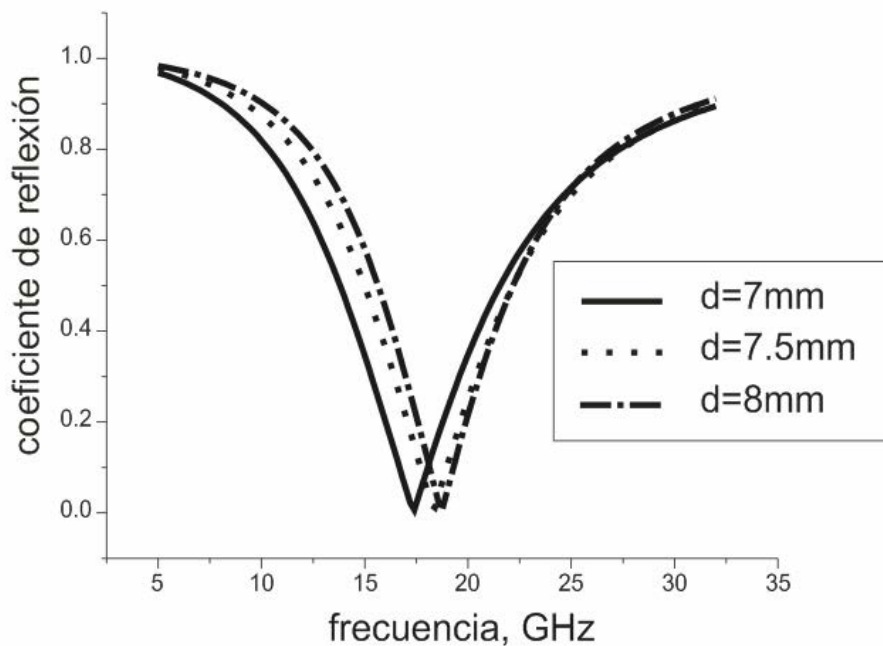


Fig. 3.8 Coeficiente de reflexión para variaciones de d .

Cuando la dimensión d aumenta, entonces aumenta el ancho de la sección metálica y disminuye el valor de la inductancia, lo que provoca un aumento en el valor de la frecuencia de resonancia. Por el contrario, cuando disminuye la dimensión d , entonces disminuye el ancho de la sección metálica, provocando un aumento del valor de la inductancia y con ello un decremento de la frecuencia de resonancia. Se observa en la gráfica de la Fig. 3.8 que para la dimensión más pequeña de d aumenta el valor de la inductancia, lo que provoca una disminución tanto en la frecuencia de resonancia como en el factor de calidad.

3.3.4. Efecto de la carga dieléctrica

Para estimar el efecto de la carga dieléctrica se simuló una estructura con celda unitaria de dimensiones $b = d = 7$ mm, con radio medio de la apertura de 3 mm, con ancho de ranura w de 0.6mm y un grosor de sustrato de 0.25 mm. Los resultados para tres diferentes valores de permitividad relativa se muestran en la Fig. 3.9. Puede observarse que cuando el valor de la permitividad aumenta entonces la velocidad de fase de la onda se reduce en su paso a través del dieléctrico y el efecto es una disminución de la frecuencia de resonancia.

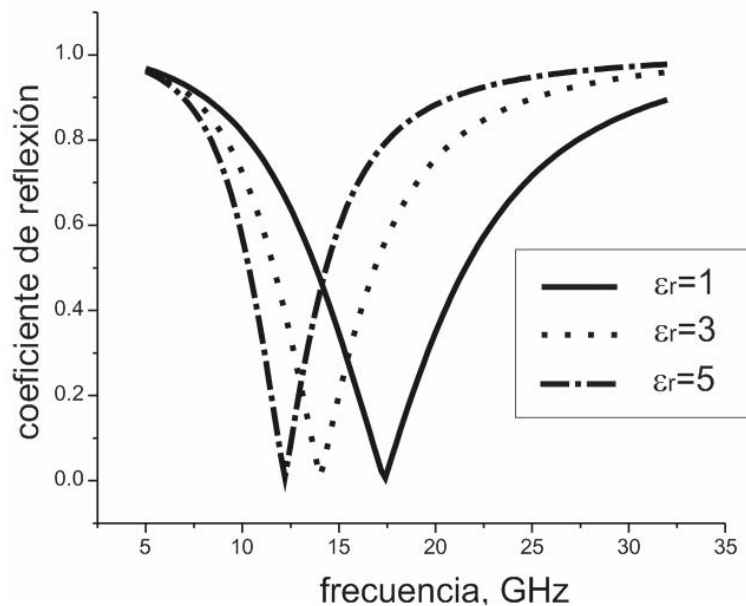


Fig. 3.9 Coeficiente de reflexión para variaciones de permitividad relativa.

3.3.5. Variación del grosor del dieléctrico

Considerando una dimensión de celda unitaria de $b = d = 7$ mm, un radio medio de la apertura de 3 mm, un ancho de ranura w de 0.6mm y una permitividad relativa de 3.4 se simularon las curvas para diferentes grosores del sustrato. En la Fig. 3.10 se muestran las características de reflexión, se observa que a mayor grosor del sustrato, aumenta el valor de la permitividad efectiva, lo que conlleva a tener una menor frecuencia de resonancia.

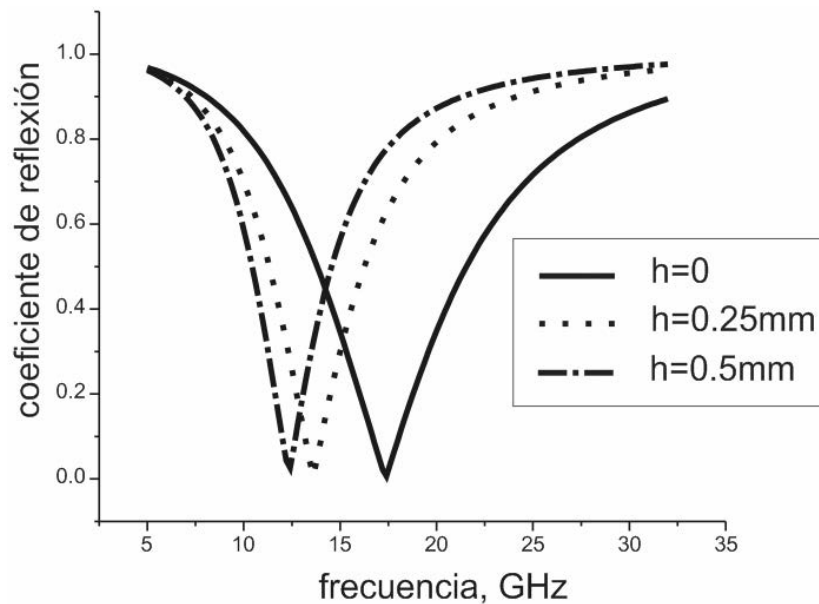


Fig. 3.10 Coeficiente de reflexión para variaciones de h .

De los resultados obtenidos se observa la modificación de la frecuencia de resonancia se produce al variar alguno de los parámetros de la celda unitaria, lo cual corresponde a modificar los valores de los elementos del modelo eléctrico equivalente. Al introducir dispositivos MEMS en la apertura el efecto es equivalente a conectar en paralelo una carga eléctrica cuya impedancia está relacionada con la impedancia de dichos dispositivos MEMS. Por lo tanto es necesario obtener el modelo matemático de la superficie selectiva de frecuencia con cargas reactivas ubicadas en diferentes posiciones angulares de la apertura.

3.4. Modelo matemático de la Superficie Selectiva de Frecuencias basada en aperturas anulares con cargas reactivas

La estructura basada en aperturas anulares funciona como una superficie selectiva de frecuencias donde la estructura es transparente para las ondas electromagnéticas planas cuyas longitudes de onda son aproximadamente cercanas a la circunferencia de la apertura. Sharker *et al* han investigado el efecto de introducir cortos a los elementos de las superficies selectivas de frecuencias para aplicaciones de operaciones multibanda mediante elementos con coeficientes de reflexión de resonancias múltiples [3]. Los resultados indican que el efecto de incluir cortos en las aperturas de la superficie es un incremento de la frecuencia de resonancia. Esta característica abre la posibilidad de colocar dispositivos activos para tener un control de la característica de transparencia de la estructura de acuerdo a los requerimientos de la aplicación.

Se propone entonces una modificación a la estructura base agregando cargas reactivas a la ranura de tal forma que interconecten las partes interior y exterior del anillo tal como se muestra en la Fig. 3.11a. Entonces se considera que la estructura periódica posee aperturas anulares con cargas reactivas en los nodos de una malla rectangular y que la ubicación de dichas cargas es uniforme a lo largo de todo el arreglo. La posición angular de los cargas está definida por el ángulo γ . El modelo matemático nuevamente está basado en el teorema de Floquet y considera la dispersión de la onda electromagnética de la superficie que contiene cargas reactivas.

Ahora el campo eléctrico tangencial desconocido \vec{E}_τ en el plano de la superficie se presenta como la suma de dos componentes:

$$\vec{E}_\tau = \vec{E}_\tau^u + \vec{E}_\tau^l \quad (3.27)$$

El primer término \vec{E}_τ^u es el campo tangencial eléctrico de la apertura sin considerar las cargas y que fue obtenido mediante el procedimiento descrito anteriormente. El segundo término \vec{E}_τ^l es el campo tangencial eléctrico debido a las corrientes eléctricas que fluyen a través de los cargas.

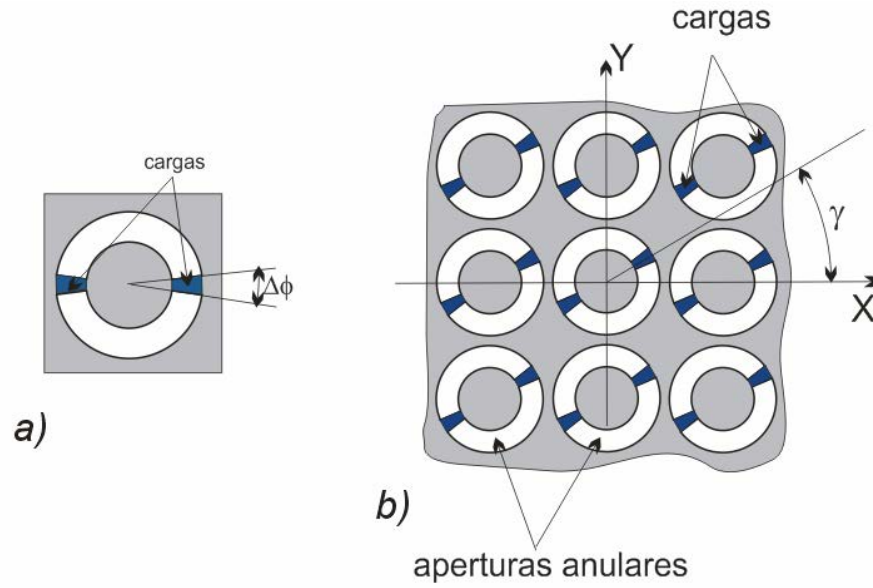


Fig. 3.11 a) celda unitaria de apertura anular con cargas, b) geometría de la SSF con aperturas anulares con cargas.

La ecuación integral para la componente \vec{E}_r^u es la misma que la obtenida en la ecuación (3.14). La ecuación integral para la componente \vec{E}_r^l puede ser obtenida al aplicar la condición de continuidad para el campo magnético desconocido en la superficie de la apertura anular con cargas.

Para calcular la componente \vec{E}_r^l se considera que el campo magnético no es continuo en las regiones donde fluyen las corrientes eléctricas a través de las cargas. Por lo tanto, en dichas regiones se aplican las condiciones de frontera en las regiones 1 y 2:

$$\vec{a}_z \times (\vec{H}_r^1(x, y, z = 0^+) - \vec{H}_r^2(x, y, z = 0^-)) = \sum_{k=1}^K \vec{J}_k \quad (3.28)$$

Es importante considerar que el campo magnético no es continuo donde la corriente eléctrica fluye a través de los cargas. Para simplificar las expresiones matemáticas la geometría de la carga reactiva es definida como un sector anular de un tamaño angular $\Delta\varphi$. Como resultado se obtiene:

$$\sum_{\ell=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{\ell mn} + Y_{\ell mn}^+) \vec{\Psi}_{\ell mn} \int_{ap} \vec{E}_r^l \cdot \vec{\Psi}_{\ell mn}^* \rho d\rho d\varphi = - \sum_{k=1}^K I_k \vec{P}_k(\rho_k, \varphi_{0k}) \quad (3.29)$$

donde I_k es la corriente eléctrica desconocida que fluye a través de la carga k , K es el número total de cargas en la apertura y $\bar{P}_k(\rho_k, \varphi_{0k})$ es la función que determina la región donde fluye la corriente eléctrica I_k y está definida como:

$$\bar{P}_k(\rho, \varphi) = \bar{a}_{\rho_k} [1(r2) - 1(r1)] \times [1(\varphi_{0k} + \Delta\varphi/2) - 1(\varphi_{0k} - \Delta\varphi/2)] / \rho_k \Delta\varphi \quad (3.30)$$

$$k = 1, \dots, K$$

$1(\varphi)$ y $1(r)$ son funciones de conmutación y φ_{0k} es la posición angular del centro de la carga k . \bar{a}_{ρ_k} es el vector radial unitario donde se ubica la carga k y ρ_k es la coordenada polar donde se encuentra la carga k .

Las ecuaciones integrales (3.14) y (3.29) son válidas solamente en la superficie de las aperturas anulares. Los campos eléctricos \bar{E}_τ^u y \bar{E}_τ^l satisfacen las condiciones de frontera en la superficie de la celda unitaria con excepción de las regiones donde se ubican las cargas. Considerando además que las dimensiones físicas de los cortos son muy pequeñas en comparación con la longitud de onda, se puede aplicar la ley de Ohm para encontrar las corrientes desconocidas I_k :

$$\int_{r1}^{r2} \left(E_\tau^u(\varphi = \varphi_{0k}) + E_\tau^l(\varphi = \varphi_{0k}) \right) \cdot d\ell = z_k I_k \quad k = 1, \dots, K \quad (3.31)$$

La ecuación (3.14) para el campo eléctrico \bar{E}_τ^u es independiente y es resuelta por el método de Galerkin. Las ecuaciones (3.29) y (3.31) son resueltas de forma simultánea usando también el método de Galerkin. Nuevamente los modos de la guía de onda coaxial fueron usados como funciones base y como funciones de peso.

El campo eléctrico \bar{E}_τ^l es expandido en un juego ortonormal de funciones base para satisfacer las condiciones de frontera en la apertura. Estas funciones corresponden a los modos de la guía de onda coaxial definidos en [4]:

$$\bar{E}_\tau^l = \sum_{p=1}^{\infty} A_p \bar{\Phi}_p(x, y) \quad (3.32)$$

donde A_p es la magnitud desconocida del modo coaxial p .

Una vez conocidas las componentes del campo eléctrico \bar{E}_τ^u y \bar{E}_τ^l , es posible obtener las magnitudes de los modos Floquet en la superficie y determinar así los coeficientes de transmisión y reflexión para las componentes de la onda incidente.

Este modelo matemático será usado para la simulación numérica de las diferentes superficies selectivas de frecuencia a analizar. Asimismo es importante considerar los diferentes microsistemas electromecánicos que son conectados a las aperturas anulares para establecer un mecanismo de desvío de frecuencia al modificar dinámicamente la impedancia o posición del MEMS.

Bibliografía

[1] A.E. Martynyuk y J.I. Martínez López "Frequency Selective Surfaces based on Shorted Ring Slots". *Electronics Letters*, 1st March 2001 Vol. 37 No. 5, pp 268-269.

[2] A. E. Martynyuk, J.I Martínez López, y N.A. Martynyuk, "Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators", *Electronics Letters*, Vol. 41, No. 1, 6 enero 2005, pp 2-4.

[3] J. Shaker, L. Shafai, and H. Moheb, "Analysis of Frequency Selective Surfaces with Open and Short Circuit Elements", 8th Internat. Conf. on Antennas and Propagat. vol. 1, 1993, pp.261-264.

[4] N. Marcuvitz. Waveguide Handbook, :McGraw-Hill, Nueva York 1949, pp. 69-89.

Capítulo 4

Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables basadas en MEMS

4.1. Introducción

Una vez obtenido el modelo matemático de las superficies selectivas de frecuencia basadas en aperturas anulares con cargas reactivas es posible tomar en cuenta la interacción con los MEMS. En el capítulo 2 se analizaron aquellos microsistemas que pueden ser usados para modificar la frecuencia de resonancia de la superficie. A continuación se presentan cuatro diferentes propuestas. Las superficies selectivas de frecuencia reconfigurables basadas en:

- Interruptores
- Varactores
- Vigas deslizantes
- Actuador *Scratch Drive*

4.2. Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en Interruptores MEMS

Una estructura periódica basada en aperturas anulares con cortos puede ser usada como una superficie selectiva de frecuencia ajustable [1]. La simple adición de cortos

metálicos ubicados en diferentes posiciones angulares de la apertura permite obtener un rango de sintonización de más de una octava de frecuencia. La desventaja de los cortos metálicos es que su posición angular es fija lo cual no permite la posibilidad de una reconfiguración de la frecuencia de resonancia de la superficie. Los interruptores MEMS permiten la implantación de los cortos en su estado cerrado y de un circuito abierto en su correspondiente estado abierto. La adecuada ubicación y conmutación de varios interruptores MEMS permite modificar dinámicamente la posición angular de los cortos en la apertura y con ello reconfigurar la respuesta en frecuencia de la superficie.

Las especificaciones del interruptor MEMS fueron determinadas mediante algunas de las características propias de las superficies selectivas de frecuencia, como el tipo de actuación a utilizar, el tipo de configuración eléctrica y las dimensiones para la banda de interés. Debido a la necesidad de obtener altas velocidades de conmutación se requiere de una actuación de tipo electrostática, la cual presenta menores tiempos de conmutación en comparación con las actuaciones magnetostáticas y electrotérmicas. Sin embargo un reto importante es reducir los altos voltajes de actuación que por lo general presentan los interruptores de tipo electrostático. Otra especificación de diseño es el factor de calidad de conmutación que busca ser mayor al de los diodos pin, cuyo valor es cercano a 5000.

La configuración eléctrica que más se adapta al tipo de aplicación es una configuración serie que permita cortocircuitar la parte interior del anillo. Se escogió una estructura torsional para obtener un bajo voltaje de actuación y un alto factor de calidad de conmutación. Esta estructura presenta una viga de torsión que disminuye el voltaje de actuación. Muchas veces disminuir el voltaje de actuación implica disminuir la distancia entre contactos, lo que afecta el aislamiento del interruptor y por consiguiente su factor de calidad. El aislamiento depende de la capacitancia en estado abierto y si la distancia entre contactos es pequeña dicha capacitancia será grande y el aislamiento pequeño. Una configuración de tipo torsional proporciona un bajo voltaje de actuación sin sacrificar el aislamiento, ya que su movimiento rotacional permite aumentar la distancia original del interruptor en su estado abierto al agregar un electrodo adicional en la parte anterior que levante la palanca aún más proporcionando así un alto aislamiento y un bajo voltaje de actuación.

La configuración *push-pull* consiste de una palanca conectada a una placa rotacional (Fig. 4.1), la cual gira sobre un eje de torsión por medio de una viga de torsión. La viga de torsión se encuentra anclada en sus extremos al sustrato. El interruptor consta de

dos electrodos fijos al sustrato, uno es un electrodo pull y el otro es un electrodo push. Cuando el voltaje es aplicado al electrodo pull, la palanca es atraída hacia el polo hasta hacer contacto con él (Fig. 4.2). Cuando el voltaje de pull es suprimido y se aplica el voltaje de push, la palanca y su contacto son levantados. La altura de contacto en el estado abierto es amplificada por la palanca para mejorar el aislamiento del interruptor (Fig. 4.3).

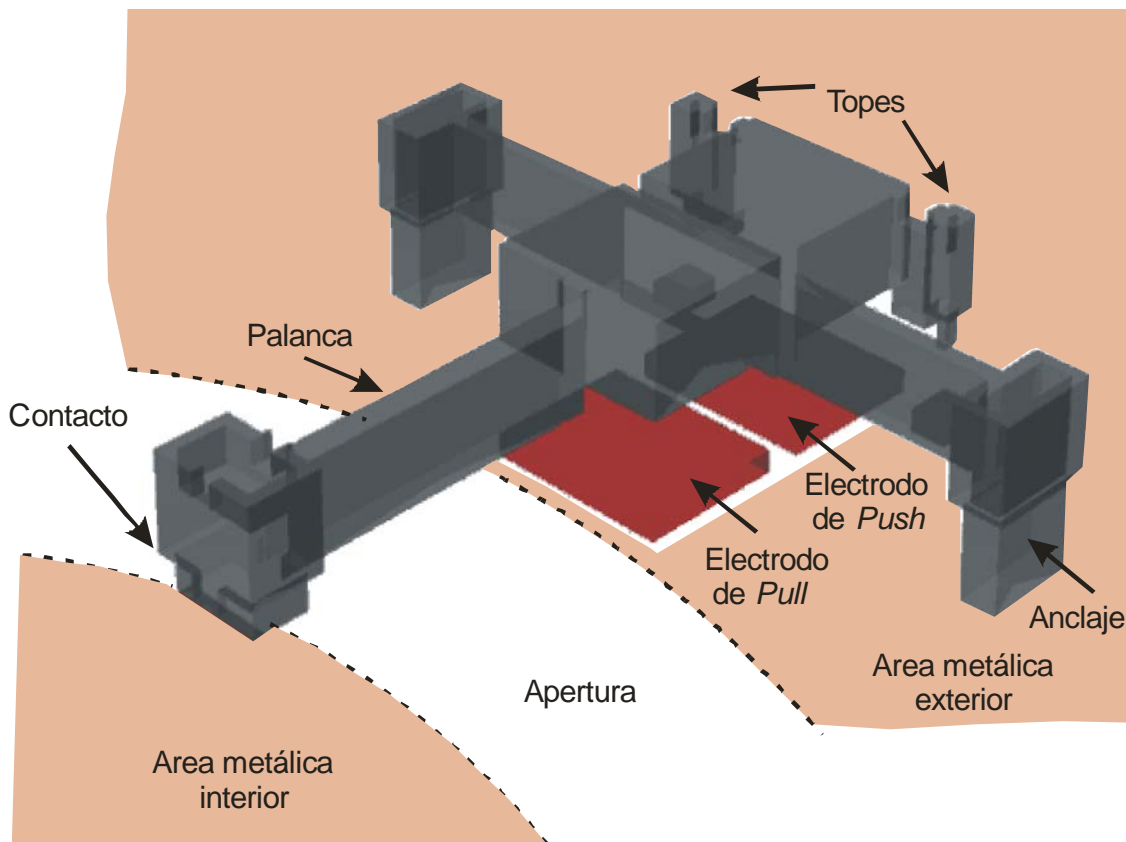


Fig. 4.1 Interruptor MEMS de tipo torsional.

El diseño del interruptor sigue las reglas de diseño del proceso PolyMUMPs solo que se considera que el sustrato a utilizar es cuarzo. En primer lugar se depositan $0.5 \mu\text{m}$ de Poly0 y se modela con la máscara POLY0. Esta capa forma el círculo interior de la apertura, los electrodos y unos pequeños cuadros para asentar unos topes que son colocados en el interruptor y así evitar un corto circuito con el electrodo push cuando el interruptor sea levantado por dicho electrodo. Estos cuadros no poseen alimentación alguna. A continuación se deposita la primera capa de óxido sacrificial. Esta capa posee 2 micras de grosor y se modela primero con la máscara DIMPLE para crear una pequeña protuberancia en la primera capa estructural Poly1 con la finalidad de

disminuir la distancia entre ésta y Poly0. Asimismo se crean los dos topes o frenos para evitar un corto circuito entre el interruptor y el electrodo push. Después se modela nuevamente el óxido pero ahora con la máscara ANCHOR1 para anclar Poly1 al sustrato. El siguiente paso es depositar $2\ \mu\text{m}$ de Poly1 para crear la estructura principal de movimiento. Para crear los huecos de liberación se utiliza la máscara HOLE1. Los huecos tienen un área de $5 \times 5\ \mu\text{m}$ y un espaciamiento de $10\ \mu\text{m}$. En el diseño original del interruptor solo se usó la primera capa estructural de polisilicio pero para aumentar la conductividad en el estado cerrado se propone añadir la segunda capa estructural Poly2 seguida del depósito de oro. Esta adición de capas solo se hace en la parte de contacto de la estructura móvil con la finalidad de no aumentar demasiado la cantidad de masa, lo que podría traer efectos mecánicos no deseados así como el aumento del voltaje de actuación.

Los resultados de la simulación numérica obtenidos en [2] para los voltajes de actuación son: Voltaje de pull in= $7.5\text{--}8\ \text{V}$ y voltaje de push in= $12.7\text{--}13.1\ \text{V}$ y el tiempo de conmutación es de $25\ \mu\text{s}$.

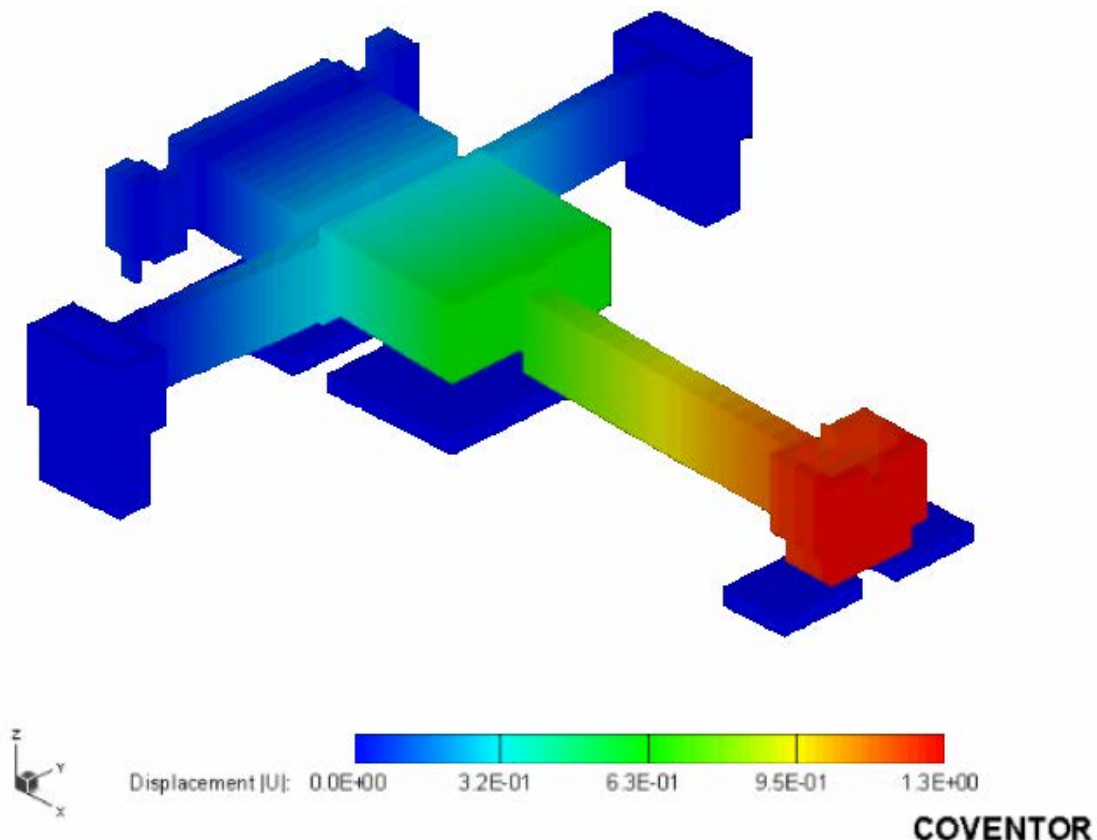


Fig. 4.2 Estado cerrado del interruptor.

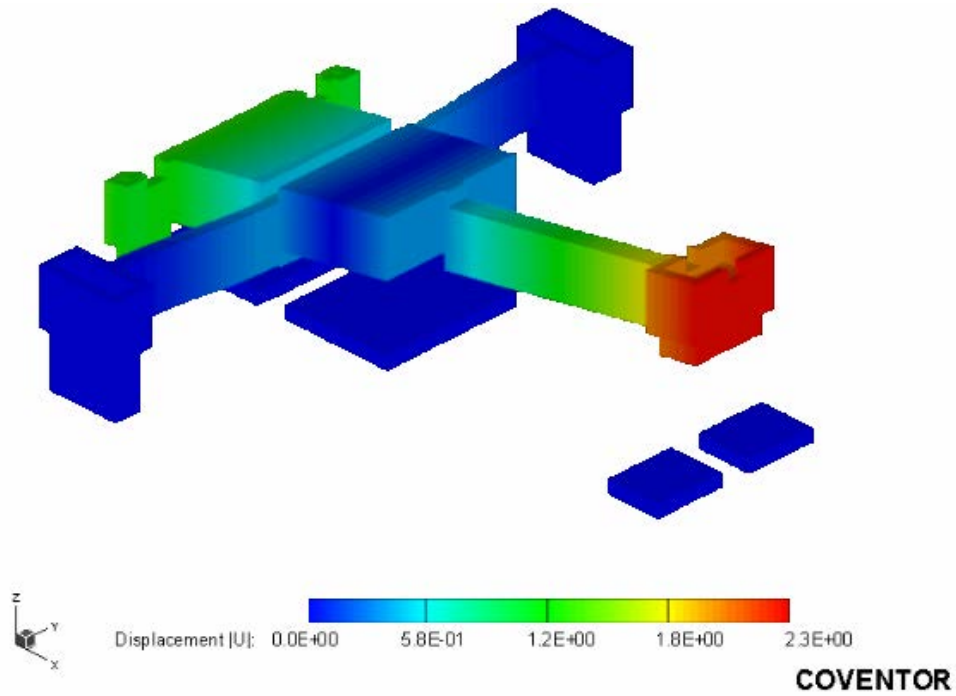


Fig. 4.3 Estado abierto del interruptor.

Asimismo son obtenidas las impedancias para el estado abierto y para el estado cerrado,

Frecuencia GHz	Z estado cerrado Ω
0	0.16
5	0.19+j0.07
10	0.21+j0.11
15	0.22+j0.15
20	0.23+j0.19
25	0.24+j0.22
30	0.25+j0.26
Frecuencia GHz	Z estado abierto Ω
0	673000
5	109-j3200
10	92-j1610
15	82+j1090
20	71+j825
25	62+j664
30	55+j554

De las tablas se obtiene un circuito equivalente serie de una resistencia y una capacitancia para el estado abierto y de una resistencia y una inductancia para el estado cerrado. Los valores de capacitancia para el estado abierto en el intervalo de 5 a 30 GHz son cercanos a 10 fF y los valores de inductancia están en el intervalo de 2 a 1.4 pH.

El siguiente paso es diseñar la adecuada ubicación de los interruptores MEMS en la apertura. Con base en los resultados presentados en [1] puede observarse que la superficie selectiva de frecuencia basada en aperturas anulares con cuatro cortos presenta diferentes frecuencias de resonancia en función de la separación angular φ ante la incidencia de una onda de polarización vertical.

En el presente trabajo se propone colocar los interruptores MEMS en diferentes posiciones angulares y llevar a cabo la configuración de la superficie para diferentes condiciones de conmutación de dichos interruptores. En la Fig. 4.4 se muestran las celdas unitarias para superficies de 16, 24 y 32 interruptores MEMS por apertura.

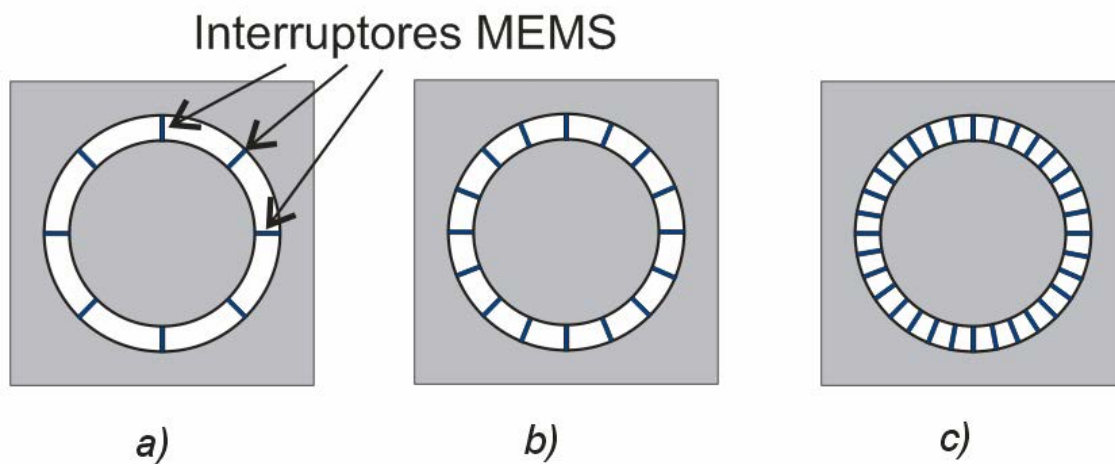


Fig. 4.4 Celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia con interruptores MEMS integrados.
a) con 8, b) con 16 y c) con 32 interruptores.

En la Fig. 4.5 se muestra cómo reconfigurar la superficie selectiva de 16 interruptores MEMS para obtener tres diferentes valores de φ . Se requiere que solo cuatro interruptores MEMS estén en estado cerrado mientras que los doce restantes se encuentren en estado abierto. De esta manera es posible mediante una adecuada conmutación de los interruptores obtener ángulos φ de 45° , 90° y 135° .

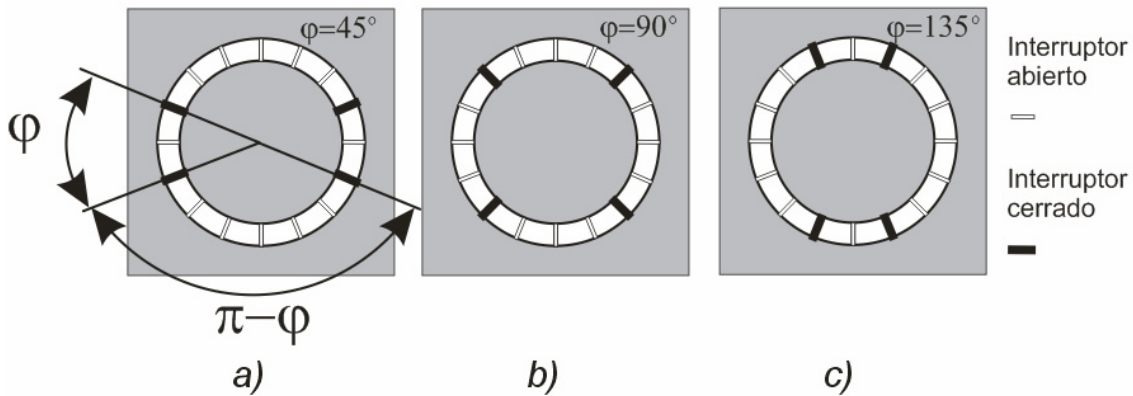


Fig. 4.5 Diferentes condiciones de conmutación de los interruptores MEMS para un arreglo de 16 interruptores por celda.

A continuación se presentan los resultados obtenidos con el modelo matemático desarrollado para las tres diferentes superficies de la figura llevando a cabo la conmutación de los interruptores MEMS para obtener diferentes frecuencias de resonancia.

Se analizó la superficie selectiva de frecuencia con $b = d = 10\text{mm}$, $r_1 = 2.87\text{mm}$, y $r_2 = 3.13\text{mm}$. Se simuló la dispersión de una onda electromagnética plana de polarización vertical. En la Fig. 4.6 se presentan los resultados de la superficie con 16 interruptores por apertura para ángulos φ de 45° , 90° y 135° , así como cuando todos los interruptores MEMS se encuentran abiertos. En la Fig. 4.7 se presentan los resultados de la superficie con 24 interruptores por apertura configurada para ángulos φ de 30° , 60° , 90° , 120° y 150° , así como para la condición en donde todos los interruptores MEMS se encuentran abiertos. Y finalmente, en la Fig. 4.8 se presentan los resultados de la superficie con 32 interruptores por apertura para ángulos φ de 22.5° , 45° , 67.5° , 90° , 112.5° , 135° y 157.5° , así como para la condición en donde todos los interruptores MEMS se encuentran abiertos.

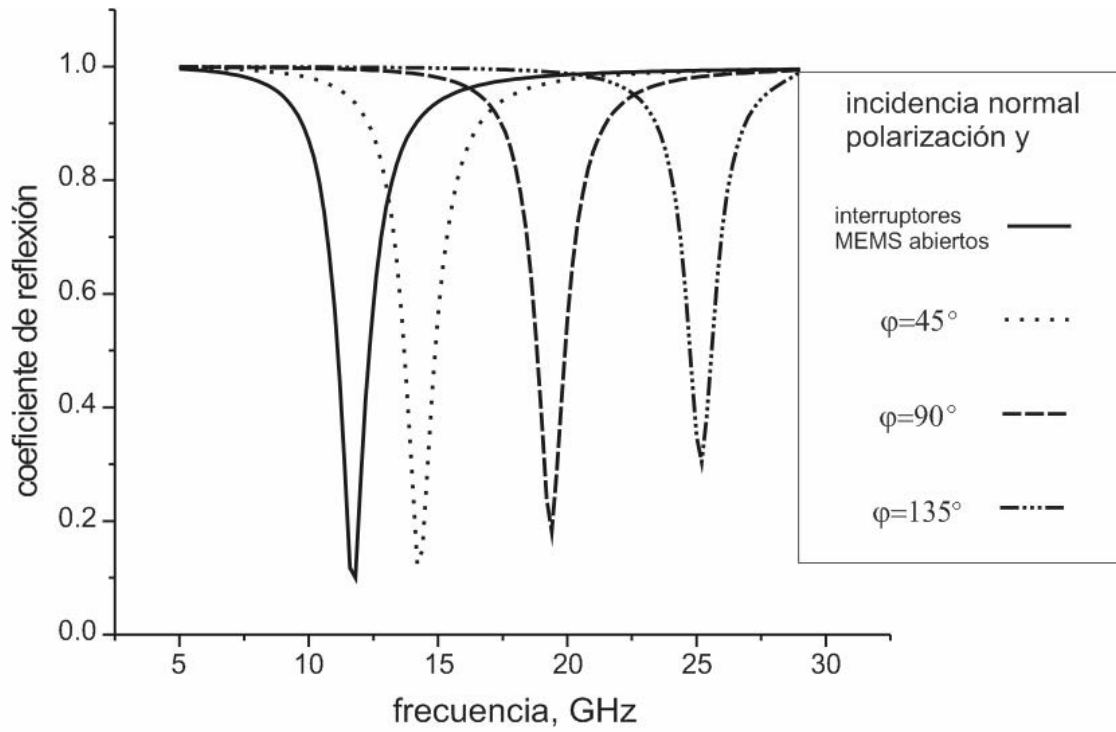


Fig. 4.6 Coeficiente de reflexión para la superficie de 16 interruptores MEMS por celda.

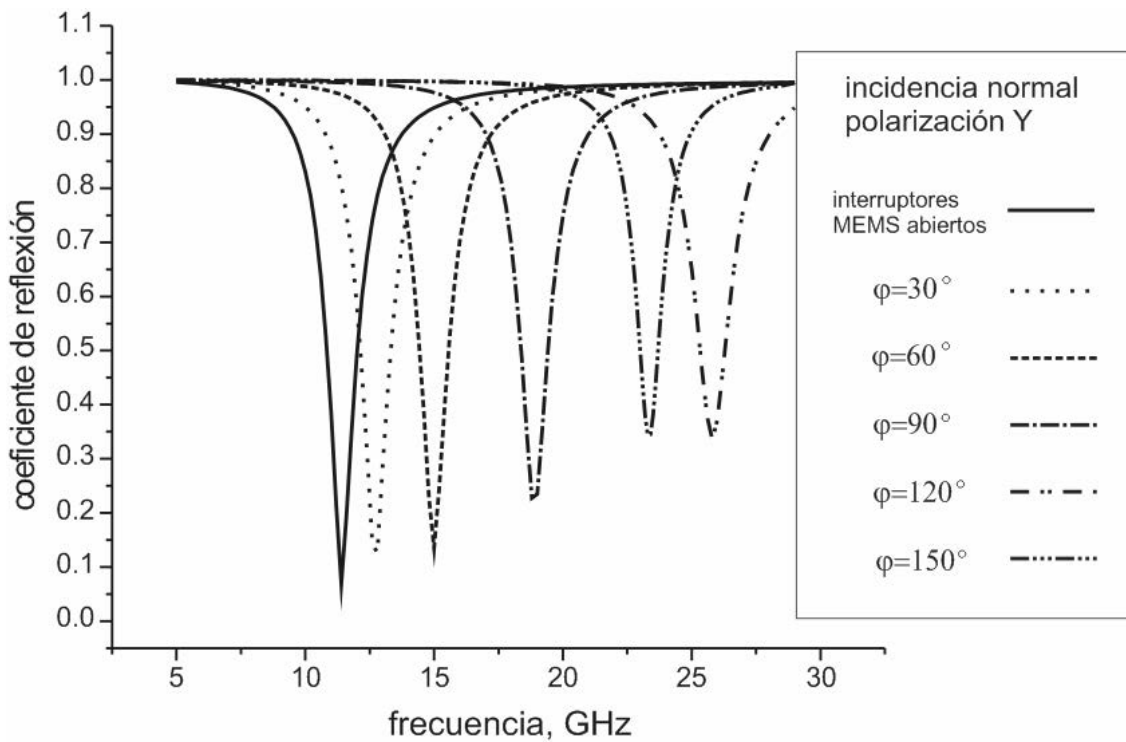


Fig. 4.7 Coeficiente de reflexión para la superficie de 24 interruptores MEMS por celda.

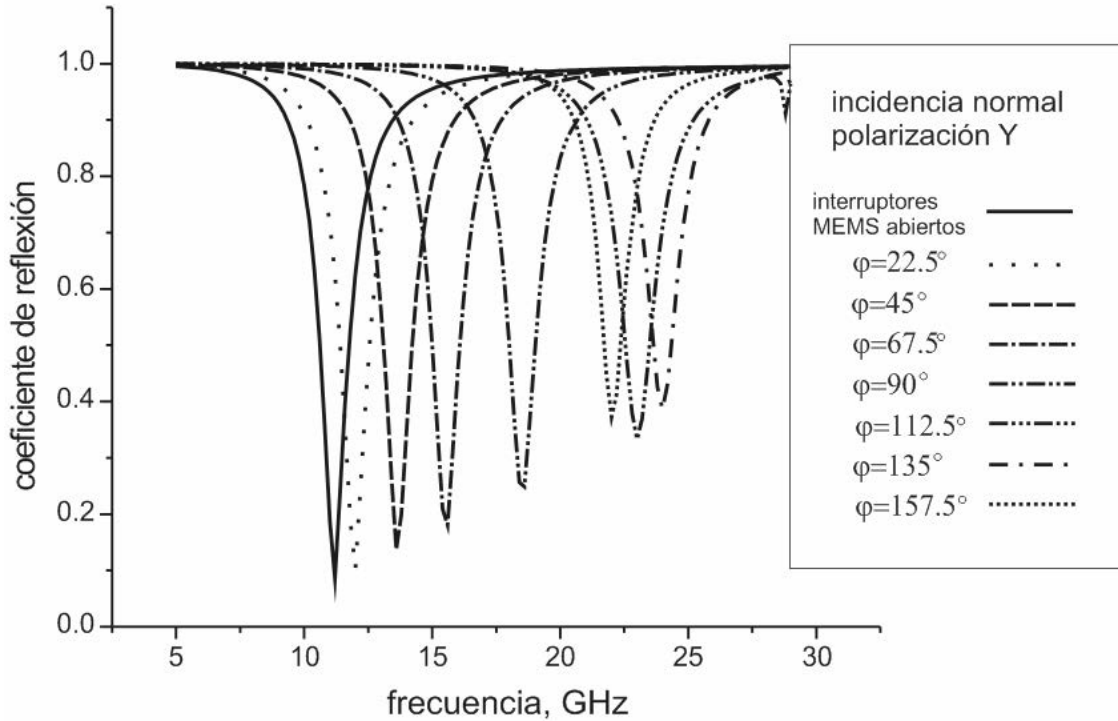


Fig. 4.8 Coeficiente de reflexión para la superficie de 32 interruptores MEMS por celda.

Los resultados de la simulación numérica muestran la posibilidad de desarrollar una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable basada en aperturas anulares con interruptores MEMS. La frecuencia de resonancia puede ser ajustada en más de una octava de frecuencia. De esta forma es posible mediante una adecuada conmutación de los interruptores obtener una superficie selectiva de frecuencia controlada digitalmente. Los rangos de sintonización son de 111, 121 y 108 % para las superficies de 16, 24 y 32 interruptores MEMS por apertura, respectivamente. Puede observarse que a medida que se aumenta el número de interruptores se aumenta el número de valores discretos de frecuencias o la resolución de la superficie, sin embargo también aumentan las pérdidas de inserción debido a las pérdidas intrínsecas de los interruptores MEMS.

4.3. Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en varactores MEMS

Con base en los resultados presentados en [3] se observa que la superficie selectiva de frecuencia basada en aperturas anulares con cargas activas presenta diferentes frecuencias de resonancia en función de la reactancia ante la incidencia de una onda de polarización vertical. En este trabajo se propone usar varactores MEMS como cargas activas para modificar su capacitancia a través de la aplicación de un voltaje de corriente directa.

El varactor propuesto posee un juego de dedos fijos y un vástago móvil con dedos que está acoplado a un actuador electro térmico (tipo *chevron*) para generar el movimiento tal como se muestra en la Fig. 4.9.

Los actuadores electro térmicos tipo *chevron* ofrecen desplazamiento lineal y paralelo al sustrato. Estos actuadores permiten su conexión en un arreglo de modo que las fuerzas individuales de cada actuador se puedan sumar de forma lineal.

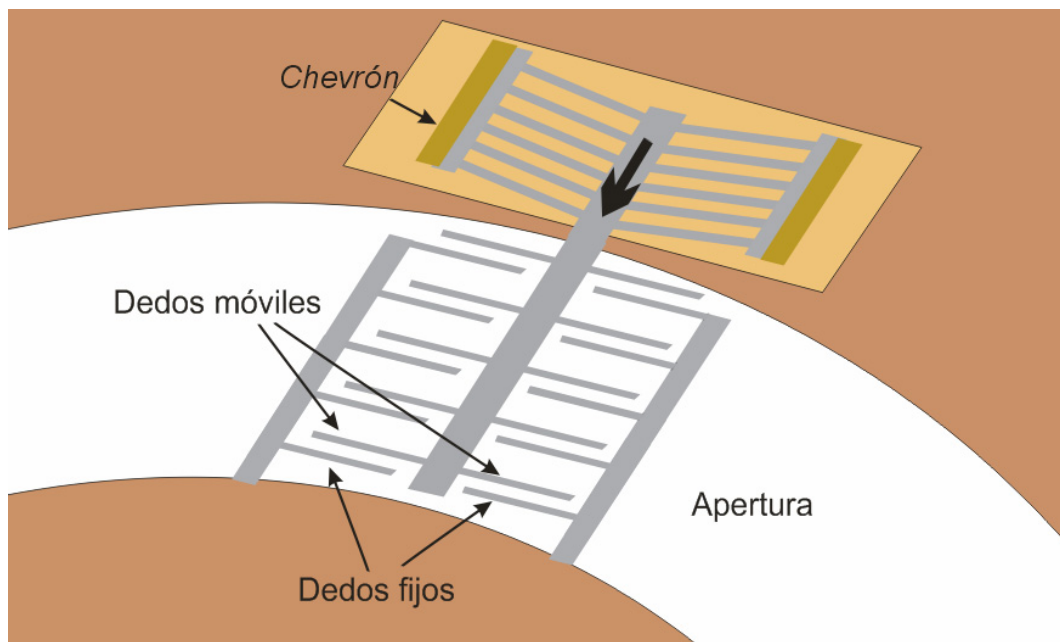


Fig. 4.9 Varactor con actuador electro térmico dentro de la apertura anular.

El actuador tipo *chevron* básico puede observarse en la Fig. 4.10a. Es un actuador electro-térmico con movimiento paralelo al sustrato, compuesto de una viga voladiza en forma de V anclada por ambos extremos y con una ligera inclinación inicial φ_0 .

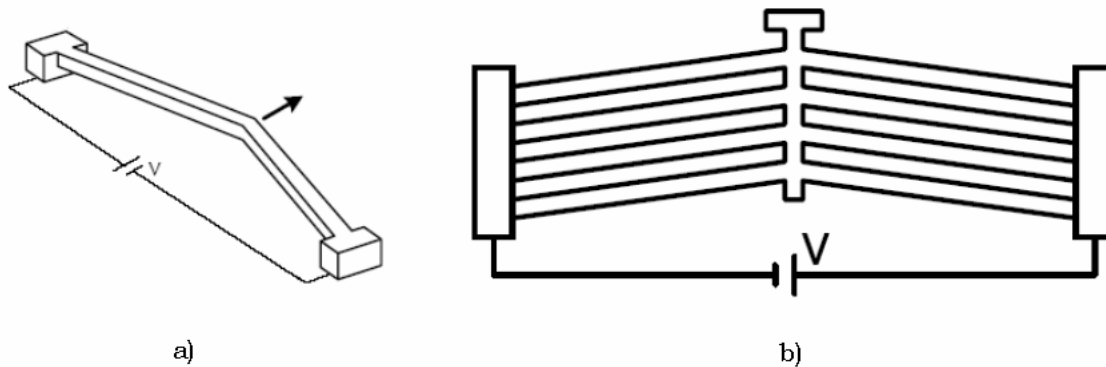


Fig. 4.10 Actuator electro-térmico tipo *Chevrón*. a) configuración básica, b) arreglo de actuadores.

Cuando se aplica una diferencia de potencial entre sus extremos, la expansión térmica causada por el calentamiento debido al efecto Joule provoca un incremento de longitud en la viga y este efecto provoca el desplazamiento del actuador en la dirección indicada por la inclinación inicial. Para incrementar la fuerza del actuador se desarrolla un arreglo de n actuadores básicos tal como se muestra en la Fig. 4.10b.

El acercamiento de los dedos móviles con los dedos fijos produce un cambio en la capacitancia del varactor de tal forma que al aplicar un voltaje al actuador electro-térmico se presente un desplazamiento y con ello un cambio en la capacitancia. En estado de reposo, que corresponde a una polarización de cero volts en las terminales del *chevron*, los dedos móviles se encuentran a nueve micras de los dedos fijos. De la parte experimental se comprobó que polarizando al *chevron* con 18 volts se obtiene un desplazamiento de 8 micras de toda la estructura. Considerando una estructura de 40 dedos y con una longitud de traslape entre dedos de 200 micras se obtienen variaciones de capacitancias en el intervalo de 28 a 248 fF. Para una estructura periódica con 8 varactores por apertura anular (Fig. 4.11a) y con dimensiones: $b = d = 10\text{ mm}$, $r_1 = 2.4\text{ mm}$ y $r_2 = 3.6\text{ mm}$ se simuló numéricamente la dispersión de una onda electromagnética plana de polarización vertical. Los resultados numéricos son mostrados en la Fig. 4.12. Asimismo se simuló la superficie con 16 varactores por apertura (Fig. 4.11b) y los resultados se muestran en la Fig. 4.13.

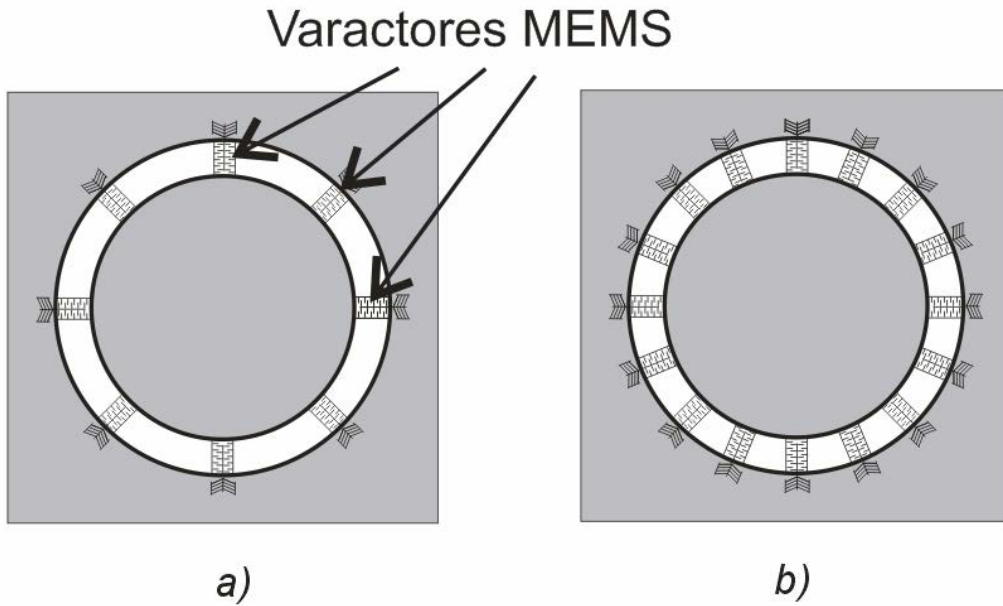


Fig. 4.11 Celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia con varactores MEMS integrados. a) con 8 y b) con 16 varactores.

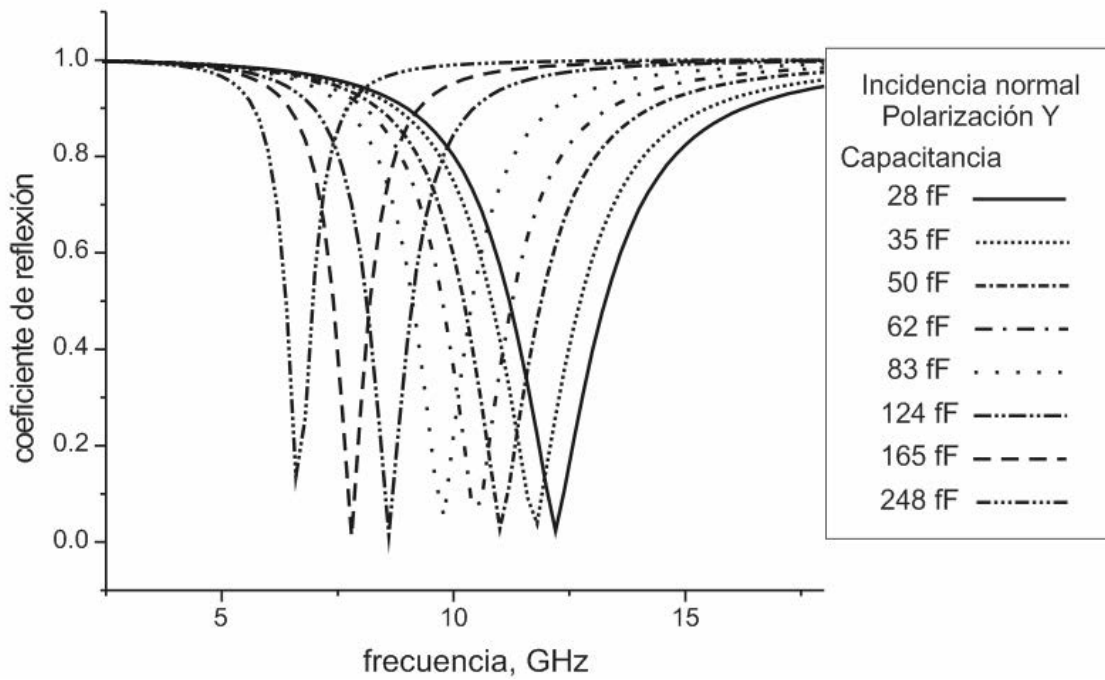


Fig. 4.12 Coeficiente de reflexión de la superficie selectiva basada en 8 varactores por apertura.

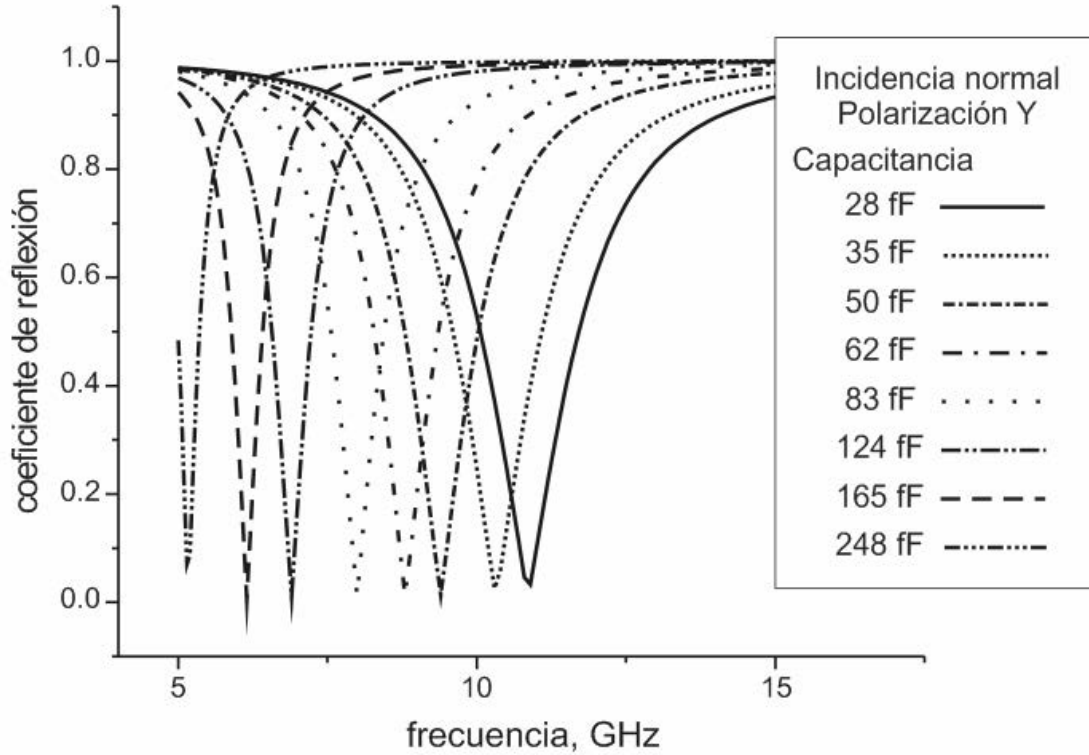


Fig. 4.13 Coeficiente de reflexión de la superficie selectiva basada en 16 varactores por apertura.

Los resultados de la simulación numérica muestran la posibilidad de desarrollar una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable basada en aperturas anulares con varactores MEMS. Los rangos de sintonización son de 43 y 53 % para las superficies de 8 y 16 varactores MEMS por apertura, respectivamente. La ventaja principal de esta superficie es la posibilidad de obtener valores de frecuencia continuos dentro del intervalo de operación. La estructura con 16 varactores por apertura presenta una disminución en los valores de las frecuencias de resonancia en comparación con la superficie de 8 varactores por apertura. Este efecto es debido a que el valor de capacitancia equivalente es mayor para la superficie de 16 varactores. Otra ventaja de esta superficie es que solo se requiere de una señal de control a través de un voltaje de corriente directa para establecer el valor de capacitancia en todos los varactores del arreglo.

4.4. Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en vigas deslizantes

La resonancia de la superficie selectiva basada en aperturas anulares ocurre cuando la circunferencia de la apertura es aproximadamente igual a la longitud de onda efectiva de la onda electromagnética incidente, entonces, al modificar la circunferencia de la apertura mediante un iris basado en vigas deslizantes se puede reconfigurar la frecuencia de resonancia de la superficie. La posición de dichas vigas se puede controlar mediante un mecanismo de cremallera que mediante actuadores electro térmicos muevan la viga hacia adelante y hacia atrás (Fig. 4.14).

Este mecanismo es necesario para obtener desplazamientos de las vigas del orden de centenas de micrómetros, ya que los actuadores electro térmicos por sí solos no pueden alcanzar desplazamientos tan grandes. La viga posee un perfil dentado en sus lados laterales que interactúa con una barra dentada acoplada a un vástago y a un martillo para que al sincronizar adecuadamente el movimiento del vástago y del martillo se pueda producir el desplazamiento lineal de la viga. Este movimiento puede sincronizarse tanto para mover la viga hacia adelante como para moverla hacia atrás y con ello implantar un iris en la apertura.

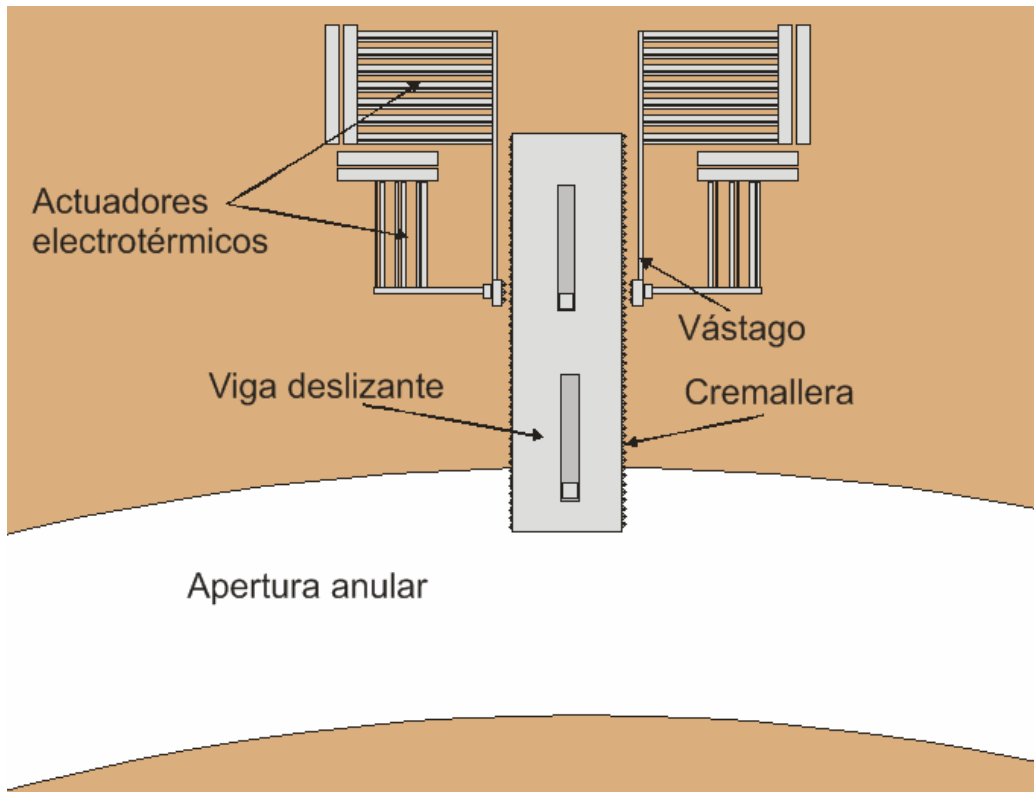


Fig. 4.14 Viga deslizante dentro de la apertura anular.

Los actuadores electro-térmicos que controlan el mecanismo de cremallera para definir la posición de la viga son del tipo brazo caliente- brazo frío tal como se muestra en la Fig. 4.15. Este actuador posee dos brazos del mismo material con diferente sección transversal, por lo que cada brazo presentará diferente resistencia a la corriente. Debido al efecto Joule el brazo con menor sección transversal se calentará más (brazo caliente) y se dilatará más que el otro brazo (brazo frío), lo que producirá un desplazamiento del conjunto. Para aumentar la fuerza del actuador se puede formar un arreglo de n actuadores básicos.

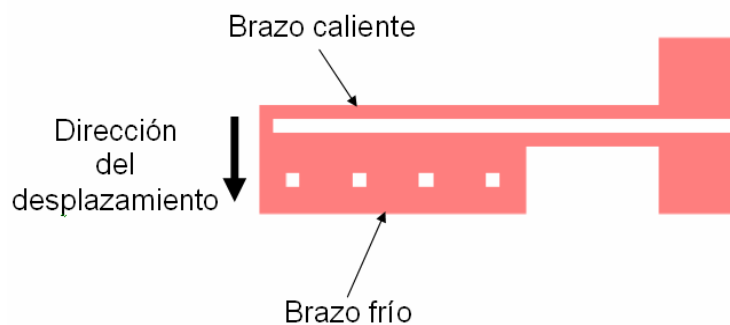


Fig. 4.15 Actuador electro-térmico básico del tipo brazo caliente-brazo frío.

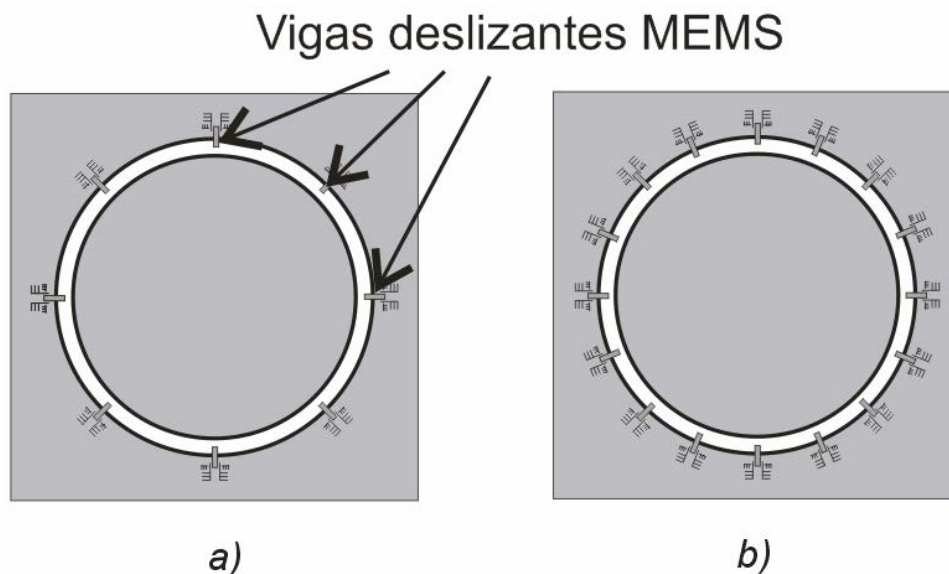


Fig. 4.16 Celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia con vigas deslizantes MEMS integradas. a) con 8 y b) con 16 vigas.

Para una estructura periódica con 8 vigas deslizantes por apertura anular (Fig. 4.16a) y con dimensiones: $b = d = 10\text{ mm}$, $r1 = 2.87\text{ mm}$ y $r2 = 3.13\text{ mm}$ se simuló numéricamente la dispersión de una onda electromagnética plana de polarización

vertical. El desplazamiento máximo de las vigas es de 200 micrómetros. Los resultados numéricos son mostrados en la Fig. 4.17. Asimismo se simuló una superficie con 16 vigas deslizantes por apertura anular (Fig. 4.16b) y los resultados son mostrados en la Fig. 4.18.

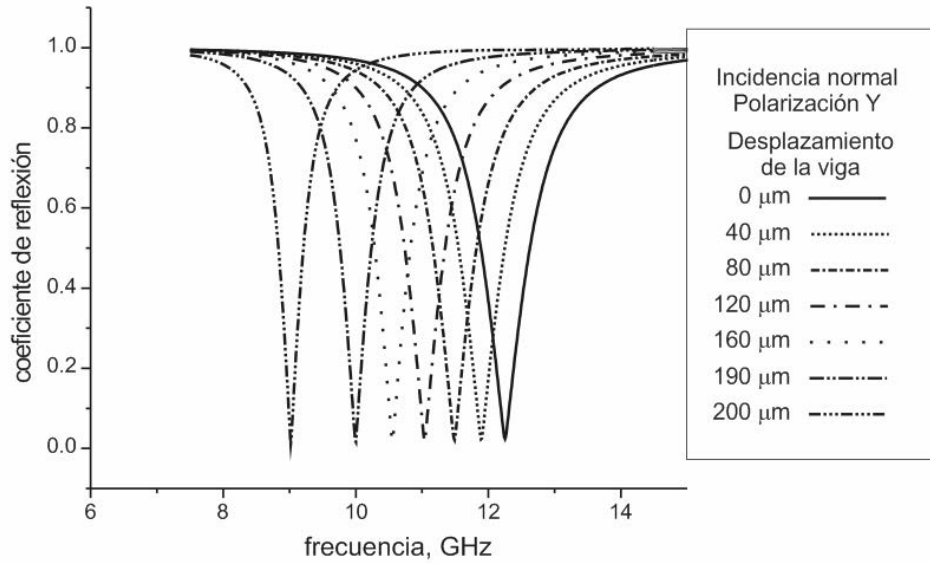


Fig. 4.17 Coeficiente de reflexión de la superficie selectiva basada en 8 vigas deslizantes por apertura.

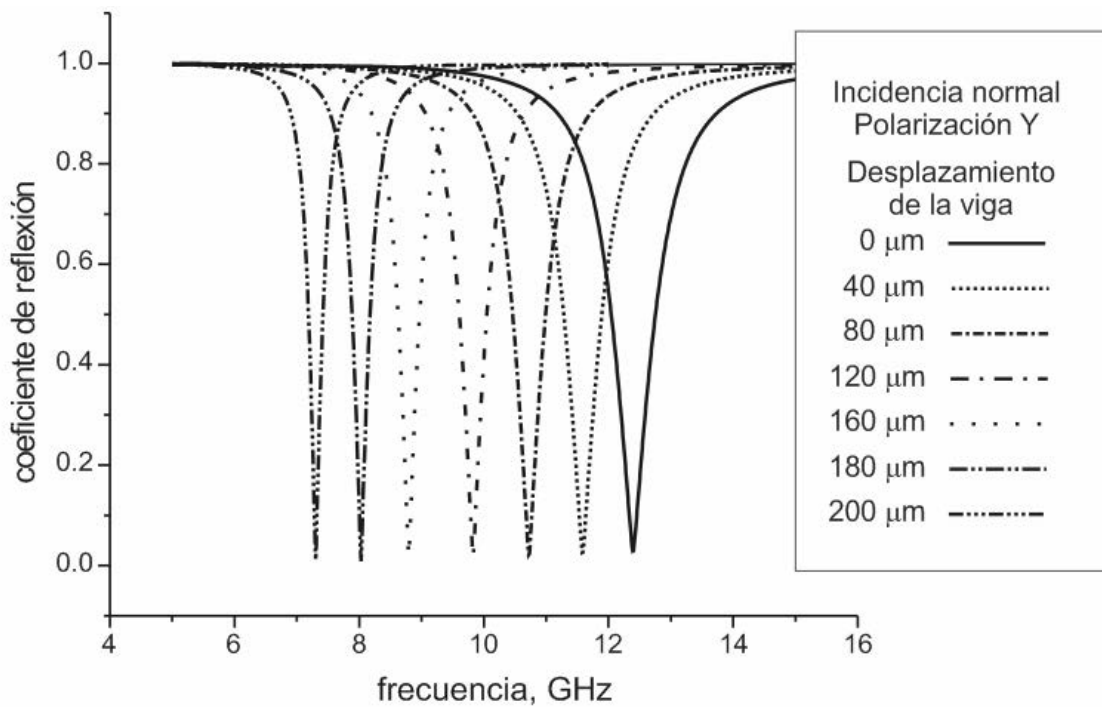


Fig. 4.18 Coeficiente de reflexión de la superficie selectiva basada en 16 vigas deslizantes por apertura.

Los resultados de la simulación numérica muestran la posibilidad de desarrollar superficies selectivas de frecuencia utilizando vigas deslizantes para implantar un iris en la apertura. Los rangos de sintonización son de 27 y 41 % para las superficies de 8 y 16 vigas deslizantes MEMS por apertura, respectivamente. Al comparar los coeficientes de reflexión de las superficies selectivas formadas por 8 y 16 vigas por apertura, se observa que el intervalo de variación de frecuencias es mayor al incrementarse el número de vigas que conforman el iris.

4.5. Superficies Selectivas de Frecuencia basadas en actuadores *scratch drive*

Las propuestas de implantación de los dispositivos MEMS en la apertura basadas en interruptores, varactores y vigas deslizantes tienen la limitante de no poder modificar la posición angular de dichos dispositivos. La posibilidad de modificar la ubicación de los MEMS presenta muchas ventajas ya que mediante la aplicación del principio de Fox de cambio de fase es posible desarrollar arreglos de fase de tipo transmitivo y reflectivo. Por esta razón en el presente trabajo se explora la posibilidad de utilizar la actuación de tipo *scratch drive* para posicionar angularmente con precisión los MEMS dentro de la apertura. Recientemente se han desarrollado este tipo de actuadores con base en el proceso PolyMUMPs [4].

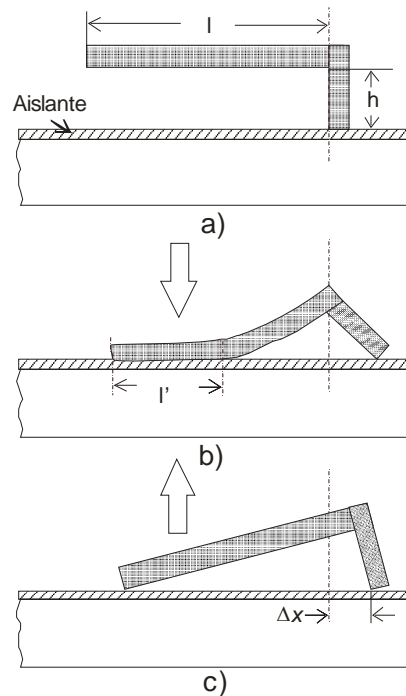


Fig. 4.19 Vista del corte transversal del actuador *scratch drive*.

La Fig. 4.19 muestra el mecanismo del actuador scratch drive. En la Fig 4.19a se muestra la vista de corte transversal de la placa de polisilicio con soporte no anclado sobre un aislante depositado en una oblea de silicio. Cuando se aplica un pulso de voltaje la placa es atraída hacia el sustrato (Fig. 4.19b), ya que una parte de la placa está unida al soporte no se moverá, sin embargo la otra parte es atraída hacia abajo para hacer contacto con la superficie del aislante. La deflexión de la placa causa que el soporte se desplace y la energía produce una deformación temporal de la placa. A la caída del pulso de voltaje, la fuerza de atracción es removida y la placa es liberada regresando a su forma original (Fig. 4.19c). Si la distancia del desplazamiento de la estructura de polisilicio para un pulso de voltaje es designada como Δx , entonces la velocidad de la microestructura está dada por:

$$v = \Delta x \cdot f$$

donde f es la frecuencia del pulso aplicado. El desplazamiento Δx está dado por la relación geométrica:

$$\Delta x = \frac{h^2}{2(l-l')}$$

donde l' es la longitud de la placa que hace contacto con la película aislante.

Entonces, a través de una adecuada señal de control es posible posicionar angularmente dentro de la apertura anular a un dispositivo MEMS basado en el actuador *scratch drive*.

Se propone introducir cortos metálicos giratorios en la apertura anular para desarrollar un desplazador de fase integrado y con ello poder desarrollar elementos de arreglos de fase basados en el principio “espirafase” tal como se muestra en la Fig. 4.20.

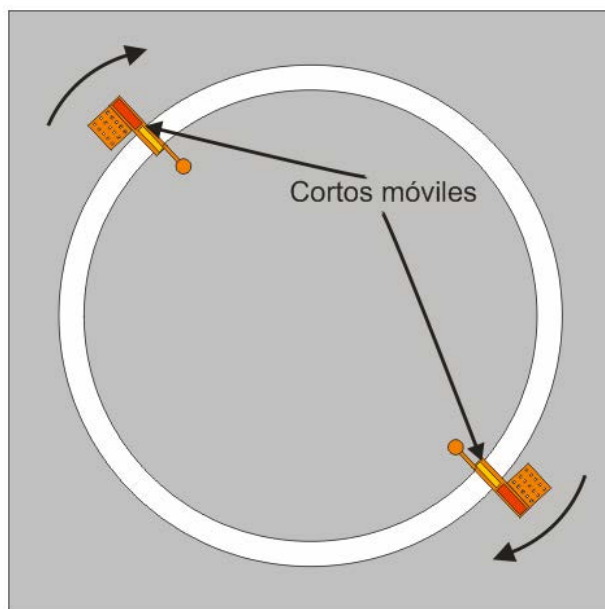


Fig. 4.20 Celda unitaria con cortos móviles basados en el actuador tipo *scratch drive*.

4.6. Comparación de Resultados

En la Tabla 4.1 se muestran los resultados obtenidos para las SSF reconfigurables basadas en interruptores, varactores y vigas deslizantes.

SSF	Interruptores		Varactores		Vigas deslizantes	
	dispositivos por apertura		dispositivos por apertura		dispositivos por apertura	
Rango de sintonización	16	111%	8	43%	8	27%
	24	121%	16	53%	16	41%
	32	108%				
Variación de la frecuencia	Incremental		Decremental		Decremental	
Valores de frecuencia	Discretos		Continuos		Continuos	
Pérdidas de inserción	Medias		Bajas		Bajas	
Complejidad en la polarización	Alta		Baja		Media	

Tabla 4.1 Resultados obtenidos para tres tipos de SSF reconfigurables.

De la tabla anterior se puede realizar una comparación cuando se tiene la SSF con 16 dispositivos integrados.

Rango de sintonización. La SSF basada en interruptores es la que tiene el mayor rango de sintonización con 111%.

Variación de la frecuencia. Para la SSF basada en interruptores la variación de la frecuencia es incremental.

Valores de frecuencia. La SSF basada en varactores y la SSF basada en vigas deslizantes tienen valores de frecuencia continuos.

Pérdidas de inserción. La SSF basada en varactores y la SSF basada en vigas deslizantes tienen menores pérdidas de inserción.

Complejidad en la polarización. La SSF basada en varactores es la que presenta menor complejidad en la polarización.

La idea de usar elementos electromecánicos en antenas fue propuesta por Marson [5]. Después Huang propone usar micromotores para modificar la posición angular de circuitos de microcinta en una antena [6]. En este trabajo se hace la propuesta de utilizar dispositivos MEMS con locomoción basados en el actuador *scratch drive*. En [7] se ha demostrado la posibilidad de desarrollar arreglos de fase reflectivos basados en el principio “espirafase”. La implementación de un mecanismo de cambio de fase basado en un proceso de tecnología planar permitirá desarrollar arreglos de fase de alta tecnología y bajo costo.

Bibliografía

[1] A. E. Martynyuk y J.I. Martínez López “Frequency Selective Surfaces based on Shorted Ring Slots”. *Electronics Letters*, 1st March 2001 Vol. 37 No. 5, pp 268-269.

[2] T. E. Esparza Aguilar, Diseño de un Interruptor MEMS para Antenas de Arreglos de Fase en la Banda Ka, Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM, 2005.

[3] A. E. Martynyuk, J.I Martínez López, y N.A. Martynyuk, “Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators”, *Electronics Letters*, Vol. 41, No. 1, 6 enero 2005, pp 2-4.

[4] B. R. Donald, C.G. Levey, C.D. McGray, I. Paprotny, and D. Rus, “An untethered, electrostatic, globally controlable MEMS micro-robot”, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 15, No. 1, febrero 2006, pp. 1-15.

[5] A. E. Marston, "Antenna having beam control members consisting of array of spiral elements", US Patent 3045237, Jul.17, 1962.

[6] J. Huang, "Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept," in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propagation*, Newport Beach, CA, June 1995, pp.582-585.

[7] A. E. Martynyuk, J.I Martínez López, y N.A. Martynyuk "Spiraphase-Type Reflectarrays Based On Loaded Ring Slot Resonators" *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*. Vol 52. No.1. enero 2004 pp.142-153.

Conclusiones

La investigación sobre superficies selectivas de frecuencia reconfigurables basadas en aperturas anulares con Microsistemas Electromecánicos (MEMS) muestra que las estructuras basadas en dichas aperturas poseen excelentes parámetros para ser utilizadas en diferentes aplicaciones. Entre las más importantes se tienen los radomos, los subreflectores dicróicos y las rejillas para filtrado espacial. Las conclusiones principales del presente trabajo se enuncian a continuación:

1. Las superficies selectivas de frecuencia basadas en Microsistemas Electromecánicos presentan la capacidad de reconfigurar la frecuencia de resonancia de la superficie. Considerando una celda unitaria de 1 x 1 cm y un radio medio de 3 mm para todas las superficies, la superficie basada en interruptores presenta un intervalo de frecuencias de 12 a 26 GHz, la superficie basada en varactores posee un intervalo de frecuencias de 5 a 12 GHz, y la superficie basada en vigas deslizantes tiene un intervalo de frecuencias de 7 a 12 GHz.
2. La integración de los MEMS a las superficies selectivas de frecuencia permite desarrollar arreglos de alta tecnología y bajo costo al desarrollar mediante un proceso fotolitográfico los cientos o miles de dispositivos que se interconectan a cada elemento de la superficie. Esto conlleva a obtener desarrollos con una mayor precisión en su manufactura al eliminar los errores debidos a la alineación y al soldado de los dispositivos.
3. El proceso PolyMUMPs presenta limitaciones en aplicaciones de alta frecuencia debido al acoplamiento con el sustrato de baja resistividad. Sin embargo existe la posibilidad de llevar a cabo el proceso en un sustrato dieléctrico como el cuarzo para mejorar significativamente el desempeño de los dispositivos MEMS en radiofrecuencia y microondas.
4. Las superficies selectivas de frecuencia basadas en interruptores MEMS permiten obtener de manera discreta diferentes frecuencias de resonancias de acuerdo con la ubicación y estado de los interruptores. Se obtuvo un intervalo de sintonización mayor a una octava de frecuencia.

5. Las superficies selectivas de frecuencia basadas en varactores MEMS permiten obtener de forma continua diferentes frecuencias de resonancia en un intervalo de sintonización del 50%. La principal ventaja de esta estructura es que la señal de control es una señal de corriente directa, reduciendo así la complejidad en el control de la frecuencia de resonancia de la superficie.

6. Las superficies selectivas de frecuencia basadas en vigas deslizantes MEMS permiten obtener diferentes frecuencias de resonancia al actuar como un iris en la apertura. Se obtuvo un rango de sintonización del 40%.

7. El uso del actuador tipo *scrath drive* permite posicionar angularmente dentro de la apertura anular dispositivos MEMS con locomoción, esto permite implantar cortos móviles dentro de la apertura para funcionar como un desplazador de fase analógico mediante el principio de cambio de fase de Fox. Con desplazadores de fase integrados a la apertura es posible el desarrollo de arreglos de fase de alta tecnología y bajo costo.

8. La aportación de este trabajo consiste en analizar el uso de diferentes tipos de dispositivos MEMS en el diseño de superficies selectivas de frecuencia reconfigurables. Se estudiaron aquellos dispositivos que permiten modificar de manera dinámica la frecuencia de resonancia de la superficie y que son realizables mediante el proceso multiusuario PolyMUMPs. De esta forma se obtienen tres novedosas superficies selectivas de frecuencia basadas en interruptores, varactores y vigas deslizantes. Finalmente se hace la propuesta de utilizar MEMS con locomoción basados en los actuadores del tipo *scratch drive* para agregar a las superficies un mecanismo de distribución de fase a través de sus elementos y con ello abrir la posibilidad de desarrollar arreglos de fase.

Apéndice A

Estructuras periódicas planas infinitas y modos Floquet

En la Fig. A.1 se muestra una estructura periódica plana en el plano XY con $z = 0$. La periodicidad es invariante a lo largo de dos coordenadas generales oblicuas, s_1 y s_2 , que permiten dividir el plano en celdas unitarias similares, con la celda central $efgh$. La celda unitaria es de la forma de un paralelogramo con longitudes b y d en las coordenadas s_1 y s_2 , respectivamente. La periodicidad geométrica también existe en las coordenadas x y y , siendo b_x y d_y las dimensiones de la celda en las coordenadas x y y , respectivamente.

Por simplicidad el eje s_1 se hace coincidir con el eje x y α es el ángulo entre el eje x y el eje s_2 .

Los índices (m', n') representan una asociación con la fuente de excitación y cada una de las celdas unitarias es especificada por dichos índices que determinan las coordenadas s_1 y s_2 del centro de la celda. El centro de la celda puede ser representado por un vector de posición $\vec{s}_{m'n'}$, dado por la condición de periodicidad geométrica:

$$\vec{s}_{m'n'} = m' b \vec{a}_{s_1} + n' d \vec{a}_{s_2} \quad (\text{A.1})$$

donde \vec{a}_{s_1} y \vec{a}_{s_2} son los vectores unitarios a lo largo de los ejes s_1 y s_2 , respectivamente.

Se requiere además de una consideración de periodicidad de fuente que establece que la fuente o excitación en cada celda sea idéntica en amplitud pero con una distribución de fase lineal progresiva de tal forma que la fase de los campos en el centro de la celda (m', n') está dada por:

$$\psi_{m'n'} = m' \psi_{s_1} + n' \psi_{s_2} \quad (\text{A.2})$$

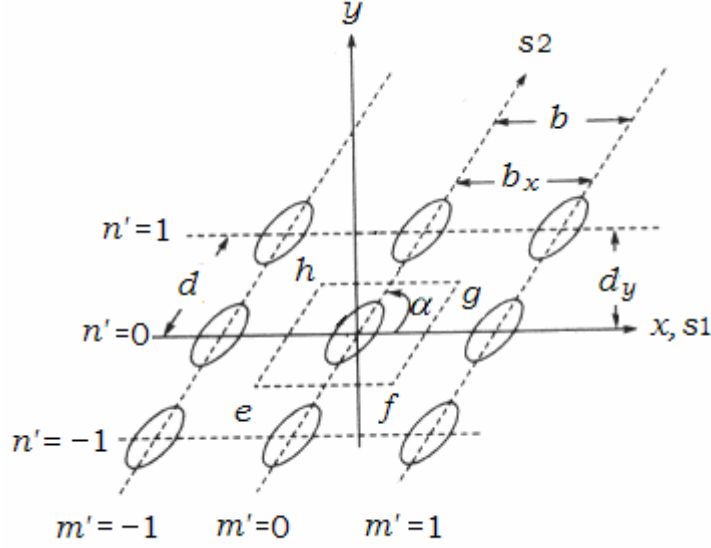


Fig. A.1 Estructura periódica plana en el plano XY.

Con la excitación $V_{m'n'}$ representada por:

$$V_{m'n'} = V_{00} \exp(-jm'\psi_{s1} - jn'\psi_{s2}) \quad (\text{A.3})$$

donde V_{00} es la amplitud de la onda de excitación, $j = \sqrt{-1}$ y ψ_{s1} y ψ_{s2} son los corrimientos de fase fijos progresivos entre elementos a lo largo de las coordenadas $s1$ y $s2$ respectivamente. Por lo tanto, los campos resultantes en las celdas (f, g) y (h, i) satisfacen la siguiente condición de periodicidad:

$$\bar{\xi}(\bar{s}_{fg}) = \bar{\xi}(\bar{s}_{hi}) \exp[-j(f-h)\psi_{s1} - j(g-i)\psi_{s2}] \quad (\text{A.4})$$

donde $\bar{\xi}$ denota ya sea el campo eléctrico o el campo magnético. Por lo tanto, si las condiciones de periodicidad (geometría y fuente) son satisfechas, entonces los campos en las diferentes celdas son idénticos excepto por la distribución de fase lineal.

En la expansión de modos Floquet, la periodicidad se asume de forma general sobre el plano XY y se utilizan invariablemente las coordenadas rectangulares. La expansión empieza con la definición de los potenciales Hertzianos escalar y vectorial, Ψ y $\bar{\Pi}$, respectivamente. Ψ y $\bar{\Pi}$ son soluciones de las siguientes ecuaciones de Helmholtz en la región libre de fuentes:

$$(\nabla^2 + k^2)\Psi = 0 \quad (\text{A.5})$$

$$(\nabla^2 + k^2)\bar{\Pi} = 0 \quad (\text{A.6})$$

Las ecuaciones (A.5) y (A.6) están sujetas a las condiciones de periodicidad (A.1) y (A.2).

Modos Floquet escalares

De acuerdo con el teorema de Floquet, un juego completo de soluciones de la onda escalar (A.5), sujeto a las condiciones de periodicidad, denotado por f_{mn} , puede ser escrito como:

$$f_{mn} = \exp(\pm jk_{mn}^z z) \exp\left[-j\left(\frac{\psi_{s1} + 2\pi m}{b}\right)s1 - j\left(\frac{\psi_{s2} + 2\pi n}{d}\right)s2\right] \quad (\text{A.7})$$

$$m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

donde k_{mn}^z es la constante de propagación del modo Floquet mn en la dirección z .

Las fases progresivas ψ_{s1} , ψ_{s2} son determinadas por la condición de periodicidad de fuente, que es especificada por la dirección del apuntamiento del haz definida en coordenadas esféricas por los ángulos de elevación θ y azimutal φ de la onda escalar bajo consideración. Para derivar una relación entre las fases progresivas y la dirección de apuntamiento del haz, se considera una onda plana con un vector de propagación \vec{k} dado por:

$$\vec{k} = k(\vec{a}_x \text{sen}\theta \cos\varphi + \vec{a}_y \text{sen}\theta \text{sen}\varphi + \vec{a}_z \cos\theta) \quad (\text{A.8})$$

donde \vec{a}_x , \vec{a}_y y \vec{a}_z son los vectores unitarios en los ejes x , y y z , respectivamente. Por lo tanto el término $\exp(-j\vec{k} \cdot \vec{r})$ corresponde a una onda plana transmitida desde el origen de coordenadas a una región distante en la dirección angular (θ, φ) . \vec{r} es el vector de posición.

Las coordenadas $(s1, s2)$ son relacionadas con las coordenadas (x, y) por

$$s1 = x - y \cot \alpha \quad (\text{A.9})$$

$$s2 = \frac{y}{\text{sen} \alpha}$$

La ecuación (A.7) en coordenadas cartesianas:

$$f_{mn} = \exp(\pm jk_{mn}^z z) \exp\left[-j\left(\frac{\psi_x + 2\pi m}{b}\right)x - j\left(\frac{\psi_y + 2\pi n}{d \operatorname{sen} \alpha} - \frac{2\pi m}{b \tan \alpha}\right)y\right] \quad (\text{A.10})$$

$m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Los modos Floquet escalares f_{mn} en la ecuación (A.10) son ondas planas con frentes de fase discretos para diferentes índices (m, n) . Para $m = n = 0$, f_{00} es una onda plana escalar que se propaga en la dirección del vector \bar{k} .

ψ_x y ψ_y son las diferencias de fase entre los campos de las celdas adyacentes a lo largo de los ejes x e y , respectivamente y están dadas por:

$$\begin{aligned} \psi_x &= \bar{k} \cdot \bar{a}_x = kb_x \operatorname{sen} \theta \cos \varphi \\ \psi_y &= \bar{k} \cdot \bar{a}_y = kd_y \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \varphi \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Se puede escribir la ecuación (A.10) de forma compacta como:

$$f_{mn} = \exp(\pm jk_{mn}^z z) \exp(-jk_{mn}^x x - jk_{mn}^y y) = \exp(\pm jk_{mn}^z z) \exp(-j\bar{k}_{mn}^\tau \cdot \bar{t}) \quad (\text{A.12})$$

donde:

$$\begin{aligned} k_{mn}^x &= k \operatorname{sen} \theta \cos \varphi + \frac{2\pi m}{b} \\ k_{mn}^y &= k \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \varphi + \frac{2\pi n}{d \operatorname{sen} \alpha} - \frac{2\pi m}{b \tan \alpha} \\ (k_{mn}^\tau)^2 &= (k_{mn}^x)^2 + (k_{mn}^y)^2 \\ (k_{mn}^z)^2 &= k^2 - (k_{mn}^\tau)^2 \\ \bar{t} &= xa_x + y\bar{a}_y \\ \bar{k}_{mn}^\tau &= \bar{a}_x k_{mn}^x + \bar{a}_y k_{mn}^y \\ m, n &= 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

donde k_{mn}^x y k_{mn}^y son las constantes de propagación del modo Floquet mn en las direcciones x y y , respectivamente. Los modos Floquet escalares ψ_{mn} son soluciones normalizadas de la ecuación de onda escalar homogénea de dos dimensiones:

$$\left[\nabla_{\tau}^2 + (k_{mn}^{\tau})^2 \right] \psi_{mn}(x, y) = 0 \quad (\text{A.14})$$

sujeta a las condiciones de periodicidad, donde:

$$\nabla_{\tau}^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \quad (\text{A.15})$$

Los modos Floquet escalares pueden expresarse como:

$$\psi_{mn}(x, y) = \frac{1}{\sqrt{bdsen\alpha}} \exp(-jk_{mn}^x x - jk_{mn}^y y) \quad (\text{A.16})$$

Los modos Floquet escalares son ortonormales, esto es:

$$\int_{ap} \psi_{mn} \cdot \psi_{m'n'}^* dx dy = \delta_m^{m'} \delta_n^{n'} \quad (\text{A.17})$$

donde “ap” denota el área de cualquier celda periódica, el símbolo * denota conjugación compleja y $\delta_m^{m'}$ es la función delta de Kronecker igual a 1 para $m = m'$ y 0 para $m \neq m'$. Entonces los modos Floquet escalares completos Ψ_{mn} están dados por:

$$\Psi_{mn} = \psi_{mn} \exp(\pm jk_{mn}^z z) \quad (\text{A.18})$$

Modos Floquet vectoriales

Ahora es posible presentar los campos para los modos TE y TM y los modos Floquet vectoriales.

a) Modos TE

La teoría básica de los modos Floquet es idéntica a la desarrollada en las guías de onda cilíndricas uniformes. Para cada modo Floquet TE se tiene que:

$$E_z = 0, \quad H_z = (k_{mn}^{\tau})^2 \psi_{mn}(x, y) \exp(\pm jk_{mn}^z z) \quad (\text{A.19})$$

Los campos transversales son:

$$\begin{aligned}\vec{H}_\tau &= \pm \frac{jk_{mn}^z}{(k_{mn}^\tau)^2} \nabla_\tau H_z \\ \vec{E}_\tau &= \frac{j\omega\mu}{(k_{mn}^\tau)^2} \vec{a}_z \times \nabla_\tau H_z = \pm Z_{1mn} \vec{a}_z \times \vec{H}_\tau\end{aligned}\quad (\text{A.20})$$

donde:

$$Z_{1mn} = \frac{1}{Y_{1mn}} = \frac{\omega\mu}{k_{mn}^z} \quad (\text{A.21})$$

Z_{1mn} es la impedancia modal TE y $Y_{1mn} = 1/Z_{1mn}$ la admitancia modal TE . El subíndice “1” denota el modo TE .

El potencial vectorial eléctrico Hertziano $\vec{\Pi}_h$ para la solución del modo TE es:

$$\vec{\Pi}_h = \vec{a}_z \psi_{mn}(x, y) \exp(\pm jk_{mn}^z z) \quad (\text{A.22})$$

Los modos Floquet vectoriales son usados para representar los campos transversales. Los modos Floquet vectoriales TE son:

$$\Psi_{1mn}(x, y) = \frac{1}{\sqrt{bd \text{sen} \alpha}} \left(\frac{k_{mn}^y}{k_{mn}^\tau} \vec{a}_x - \frac{k_{mn}^x}{k_{mn}^\tau} \vec{a}_y \right) \exp(-j(xk_{mn}^x + yk_{mn}^y)) \quad (\text{A.23})$$

Estos modos son ortonormales, esto es:

$$\int_{ap} \Psi_{1mn} \cdot \Psi_{1m'n'}^* dx dy = \delta_m^{m'} \delta_n^{n'} \quad (\text{A.24})$$

Entonces se puede escribir para cada modo TE :

$$\begin{aligned}\vec{E}_\tau &= -\omega\mu k_{mn}^\tau \Psi_{1mn}(x, y) \exp(\pm jk_{mn}^z z) \\ \vec{a}_z \times \vec{H}_\tau &= \pm Y_{1mn} \vec{E}_\tau \\ \vec{H}_\tau &= \mp Y_{1mn} \vec{a}_z \times \vec{E}_\tau\end{aligned}\quad (\text{A.25})$$

b) Modos TM

Para cada modo Floquet TM se tiene:

$$H_z = 0, \quad E_z = (k_{mn}^\tau)^2 \psi_{mn}(x, y) \exp(\pm jk_{mn}^z z) \quad (\text{A.26})$$

Las componentes transversales de los campos son:

$$\begin{aligned} \vec{E}_\tau &= \pm \frac{jk_{mn}^z}{(k_{mn}^\tau)^2} \nabla_\tau E_z \\ \vec{H}_\tau &= -\frac{j\omega\epsilon}{(k_{mn}^\tau)^2} \vec{a}_z \times \nabla_\tau E_z = \mp Y_{2mn} \vec{a}_z \times \vec{E}_\tau \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

donde:

$$Y_{2mn} = \frac{1}{Z_{2mn}} = \frac{\omega\epsilon}{k_{mn}^z} \quad (\text{A.28})$$

Y_{2mn} y Z_{2mn} son la admitancia y la impedancia modal TM, respectivamente.

El vector del potencial Hertziano magnético $\vec{\Pi}_e$ para la solución del modo TM está dado por:

$$\vec{\Pi}_e = \vec{a}_z \psi_{mn}(x, y) \exp(\pm k_{mn}^z z) \quad (\text{A.29})$$

Similarmente la caso TE, definimos el vector Floquet TM como:

$$\vec{\Psi}_{2mn}(x, y) = \frac{1}{\sqrt{bdsen\alpha}} \left(\frac{k_{mn}^x}{k_{mn}^\tau} \vec{a}_x + \frac{k_{mn}^y}{k_{mn}^\tau} \vec{a}_y \right) \exp(-j(xk_{mn}^x + yk_{mn}^y)) \quad (\text{A.30})$$

Los modos Floquet vectoriales son ortonormales, esto es:

$$\int_{ap} \vec{\Psi}_{\ell mn} \cdot \Psi_{\ell' m' n'}^* dx dy = \delta_\ell^{\ell'} \delta_m^{m'} \delta_n^{n'} \quad (\text{A.31})$$

El subíndice ℓ denota un modo TE o TM:

$$\ell = \begin{cases} 1 & \text{para modos TE} \\ 2 & \text{para modos TM} \end{cases}$$

Los modos vectoriales Floquet $\bar{\Psi}_{\ell mn}$ constituyen un juego ortonormal completo de eigenfunciones sobre la celda periódica.

Las componentes transversales de los campos modales TM pueden ser escritos en términos de los modos Floquet vectoriales de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\bar{E}_\tau &= \pm k_{mn}^z k_{mn}^\tau \bar{\Psi}_{2mn} \exp(\pm j k_{mn}^z z) \\ \bar{a}_z \times \bar{H}_\tau &= \pm Y_{2mn} \bar{E}_\tau \\ \bar{H}_\tau &= \mp Y_{2mn} \bar{a}_z \times \bar{E}_\tau\end{aligned}\tag{A.32}$$

Físicamente, los modos Floquet vectoriales $\bar{\Psi}_{\ell mn}$ son ondas planas TE y TM que se propagan hacia o desde el plano $z=0$. En aplicaciones prácticas son de interés los campos a una distancia grande (zona lejana). En la zona lejana, generalmente solo existen un modo TE y TM, ya que los modos de alto orden son generalmente evanescentes. Entonces es posible analizar la dispersión de una onda electromagnética que incide sobre la superficie haciendo una correcta aplicación del teorema de Floquet para plantear la formulación modal del problema.

La formulación modal considera que una onda electromagnética plana incide en una pantalla conductora delgada con aperturas anulares idénticas. θ_0 es el ángulo entre el vector de propagación \bar{k} de la onda plana incidente con la normal del plano de la pantalla (ángulo de elevación), y φ_0 es el ángulo entre el eje x y la proyección del vector de propagación \bar{k} sobre el plano XY (ángulo azimutal).

Los campos electromagnéticos cerca de la pantalla deben de satisfacer los requerimientos de periodicidad impuestos por el teorema de Floquet. Por lo que se deben acoplar los diferentes modos en el plano $z=0$ dentro de la celda unitaria y mediante la aplicación de las condiciones de frontera se encuentra la ecuación integral en un dominio finito para entonces poderla resolver de forma numérica.

Referencia

[1] J.J. Wang, Generalized moment methods in electromagnetics, Wiley-Interscience, Nueva York, 1991.

Apéndice B

Coeficientes de acoplamiento entre las funciones base de la apertura anular y los modos Floquet

En la solución mediante el método de momentos de las estructuras periódicas basadas en aperturas anulares, se requieren evaluar los coeficientes de acoplamiento de las funciones base con los modos de expansión. Las funciones base se eligen como los modos de guía de onda coaxial y los modos de expansión se eligen como las funciones de onda ortonormales en el espacio libre definidas en el teorema de Floquet. Estos productos se encuentran en [1], [2] y considera la estructura periódica de aperturas anulares. Cada elemento del arreglo es mostrado en la Fig. B.1.

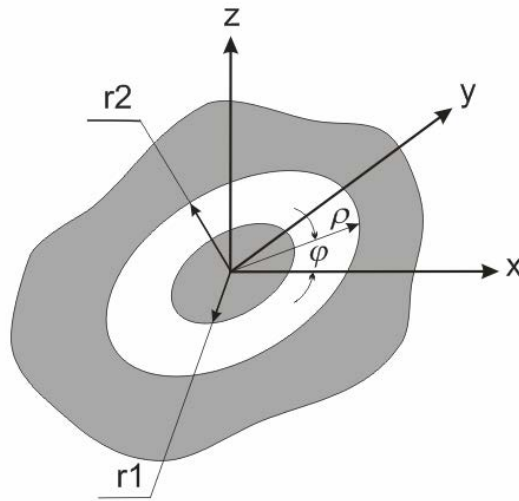


Fig. B.1 Geometría de la apertura anular.

Las funciones de expansión ortonormales en el espacio libre en coordenadas cilíndricas están dadas por:

$$\Psi_{1mn}(\rho, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{bdsen\alpha}} [\bar{a}_\rho \text{sen}(\varphi_1 - \varphi) - \bar{a}_\varphi \text{cos}(\varphi_1 - \varphi)] \exp[-jk_r \text{cos}(\varphi - \varphi_1)] \quad (\text{B.1})$$

$$\Psi_{2mn}(\rho, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{bdsen\alpha}} [\bar{a}_\rho \text{cos}(\varphi_1 - \varphi) - \bar{a}_\varphi \text{sen}(\varphi_1 - \varphi)] \exp[-jk_r \text{cos}(\varphi - \varphi_1)]$$

(B.2)

donde

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{k_y}{k_x}$$

k_x y k_y son las constantes de propagación en los ejes x y y en las coordenadas cartesianas. El subíndice “1” y “2” de la función denota un modo TE y TM.

El juego completo de modos vectoriales ortonormales de la guía de onda coaxial está definido por modos TE y TM [3]. Los modos vectoriales TE son:

$${}^V_H \Phi_{1qs} = \bar{a}_\rho \frac{q}{\rho} Z_q(\beta_s \rho) \begin{cases} \text{sen } q\varphi \\ -\cos q\varphi \end{cases} + \bar{a}_\varphi \beta_s Z'_q(\beta_s \rho) \begin{cases} \cos q\varphi \\ \text{sen } q\varphi \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

y los modos vectoriales TM son:

$${}^V_H \Phi_{2qs} = -\bar{a}_\rho \alpha_s \bar{Z}'_q(\alpha_s \rho) \begin{cases} \text{sen } q\varphi \\ \cos q\varphi \end{cases} + \bar{a}_\varphi \frac{q}{\rho} \bar{Z}_q(\alpha_s \rho) \begin{cases} -\cos q\varphi \\ \text{sen } q\varphi \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

El subíndice “1” y “2” de la función denota un modo TE y TM. $q, s = 0, 1, 2, \dots, \infty$. $Z_q(\beta_s \rho)$ y $\bar{Z}_q(\alpha_s \rho)$ son combinaciones lineales particulares de las funciones de Bessel y Neumann que satisfacen las condiciones de frontera en la guía de onda coaxial. $Z'_q(\beta_s \rho)$ y $\bar{Z}'_q(\alpha_s \rho)$ son sus respectivas derivadas con respecto al argumento. Los índices izquierdos H y V designan el modo horizontal y vertical con variaciones $\cos q\varphi$ o $\text{sen } q\varphi$ de la componente radial de campo, respectivamente.

La dependencia radial de las funciones de la guía de onda en la ecuación (58) está dada por:

$$Z_q(\beta_s \rho) = \frac{\sqrt{\pi \varepsilon_q}}{2} \frac{J_q(\beta_s \rho) N'_q(\beta_s r_1) - N_q(\beta_s \rho) J'_q(\beta_s r_1)}{\left\{ \left[\frac{J'_q(\beta_s r_1)}{J'_q(\beta_s r_2)} \right]^2 \left[1 - (q/\beta_s r_2)^2 \right] - \left[1 - (q/\beta_s r_1)^2 \right] \right\}^{1/2}} \quad (\text{B.5})$$

Donde $N_q(x)$ es la función de Neumann de orden q y argumento x , y :

$$\varepsilon_q = \begin{cases} 1 & \text{para } q = 0 \\ 2 & \text{para } q \neq 0 \end{cases}$$

Las cantidades $\{\beta_s\}$ son las raíces de la siguiente ecuación característica:

$$J'_q(\beta_s r_2)N'_q(\beta_s r_1) - N'_q(\beta_s r_2)J'_q(\beta_s r_1) = 0 \quad (\text{B.6})$$

De forma similar, la dependencia radial de las funciones de la guía de onda en la ecuación (59) está dada por:

$$\bar{Z}_q(\alpha_s \rho) = \frac{\sqrt{\pi \epsilon_q}}{2} \frac{J_q(\alpha_s \rho)N_q(\alpha_s r_1) - N_q(\alpha_s \rho)J_q(\alpha_s r_1)}{\left\{ \left[J_q(\alpha_s r_1)/J_q(\alpha_s r_2) \right]^2 - 1 \right\}^{1/2}} \quad (\text{B.7})$$

Los valores de $\{\alpha_s\}$ son las raíces de la siguiente ecuación característica:

$$J_q(\alpha_s r_2)N_q(\alpha_s r_1) - N_q(\alpha_s r_2)J_q(\alpha_s r_1) = 0 \quad (\text{B.8})$$

Un producto escalar típico o coeficiente de acoplamiento entre un modo en la guía de onda y un modo en el espacio libre para el elemento mostrado en la Fig. B.1 es:

$${}^V C_{1mn}^{1qs} = \left\langle {}^V \Phi_{1qs}, \Psi_{1mn} \right\rangle = \int_{r_1}^{r_2} \int_0^{2\pi} {}^V \Phi_{1qs} \cdot \Psi_{1mn} \rho d\rho d\varphi \quad (\text{B.9})$$

Sustituyendo (56) y (58) en (64) e integrando con respecto a φ se obtiene una integral de la forma:

$$I = \left\{ \frac{\rho \left[k_r^2 \beta_s J_q(k_r \rho) Z'_q(\beta_s \rho) - \beta_s^2 k_r J'_q(k_r \rho) Z_q(\beta_s \rho) \right]}{k_r^2 - \beta_s^2} \right\} \Bigg|_{r_1}^{r_2} \quad (\text{B.10})$$

Los productos escalares entre los modos de guía de onda coaxial y los modos Floquet en la región abierta están dados por:

$$\left\langle {}^V \Phi_{1qs}, \Psi_{1mn} \right\rangle = \frac{2\pi \beta_s (-j)^{q-1}}{(k_r^2 - \beta_s^2) \sqrt{d_x d_y} \text{sen} \alpha} \left\{ r_2 \left[\beta_s Z_q(\beta_s r_2) J'_q(k_r r_2) - k_r Z'_q(\beta_s r_2) J_q(k_r r_2) \right] \right. \\ \left. - r_1 \left[\beta_s Z_q(\beta_s r_1) J'_q(k_r r_1) - k_r Z'_q(\beta_s r_1) J_q(k_r r_1) \right] \right\} \begin{cases} \cos q\varphi_1 & (V) \\ \text{sen} q\varphi_2 & (H) \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

$$\begin{aligned} \langle {}^V_H \Phi_{1qs}, \Psi_{2mn} \rangle &= \frac{2\pi q (-j)^{q-1}}{k_r \sqrt{d_x d_y} \text{sen} \alpha} \left[Z_q(\beta_s r_2) J_q(k_r r_2) - Z_q(\beta_s r_1) J_q(k_r r_1) \right] \begin{cases} \text{sen } q\varphi_1 & (V) \\ -\cos q\varphi_1 & (H) \end{cases} \\ & \hspace{15em} (B.13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \langle {}^V_H \Phi_{2qs}, \Psi_{1mn} \rangle &= \frac{2\pi q (-j)^{q-1}}{k_r \sqrt{d_x d_y} \text{sen} \alpha} \left[\bar{Z}_q(\alpha_s r_2) J_q(k_r r_2) - \bar{Z}_q(\alpha_s r_1) J_q(k_r r_1) \right] \begin{cases} \cos q\varphi_1 & (V) \\ -\text{sen } q\varphi_1 & (H) \end{cases} \\ & \hspace{15em} (B.14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \langle {}^V_H \Phi_{2qs}, \Psi_{2mn} \rangle &= \frac{2\pi \alpha_s (-j)^{q-1}}{(k_r^2 - \alpha_s^2) \sqrt{d_x d_y} \text{sen} \alpha} \left\{ r_2 \left[\alpha_s \bar{Z}_q(\alpha_s r_2) J'_q(k_r r_2) - k_r \bar{Z}'_q(\alpha_s r_2) J_q(k_r r_2) \right] \right. \\ & \quad \left. - r_1 \left[\alpha_s \bar{Z}_q(\alpha_s r_1) J'_q(k_r r_1) - k_r \bar{Z}'_q(\alpha_s r_1) J_q(k_r r_1) \right] \right\} \begin{cases} \text{sen } q\varphi_1 & (V) \\ \cos q\varphi_1 & (H) \end{cases} \\ & \hspace{15em} (B.15) \end{aligned}$$

El modo TEM no degenerado Φ_{200} debe ser integrado por separado, obteniéndose:

$$\langle \Phi_{200}, \Psi_{2mn} \rangle = \frac{2\pi}{\sqrt{bd \text{sen} \alpha \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right)}} \frac{(-j)}{k_r} [J_0(k_r r_1) - J_0(k_r r_2)] \quad (B.16)$$

y

$$\langle \Phi_{200}, \Psi_{1mn} \rangle = 0 \quad (B.17)$$

Bibliografía

[1] N. Amitay, and V. Galindo, "On the scalar product of certain circular and Cartesian wave functions," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, Abril 1968, pp. 265-266.

[2] N. Amitay, V. Galindo, y C.P. Wu. Theory and analysis of phased array antennas, Wiley-Interscience, Nueva York 1972, pp.315-320.

[3] N. Marcuvitz. Waveguide Handbook, McGraw-Hill, Nueva York 1949, pp.66-89.