



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DESPLAZADOR DE FASE PARA LA BANDA DE
EXTREMADAMENTE ALTA FRECUENCIA CON
CONMUTADORES MEMS**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A N:

**CHRISTIAN JAMES AGUILAR ARMENTA
ABRIL ANAHÍ AGUILAR DEL ANGEL**



**Director de Tesis:
Dr. Oleksandr Martynyuk**

México, D.F.

Febrero 2008

A mis padres Martha L. Armenta Torres y J. Guadalupe Aguilar Serrato con agradecimiento eterno por su amor, comprensión y apoyo moral. A mi padre por su gran sabiduría y enseñanza de la ingeniería.

A mi familia Aguilar y Armenta por el empuje moral que siempre me dieron durante mi carrera.

A mis abuelos, tíos y tías con mucho cariño, y en especial a mi tío Pablo por su apoyo a lo largo de toda mi educación.

A todos mis primos por compartir conmigo sus consejos y alegrías de su vida.

A mis grandes amigos de la vida y compañeros de la facultad de ingeniería.

Al Dr. Oleksandr Martynyuk por su gran enseñanza de las microondas, por su apoyo constante, por haberme dedicado su tiempo para la elaboración de esta tesis y por sus sabios consejos, sin los cuales quizá no hubiera sido posible la elaboración del presente trabajo.

Al PAPIIT por su apoyo en la realización de este trabajo.

A la Facultad de Ingeniería por haberme formado como ingeniero.

A la UNAM por su potencial académico e institución en pro de la investigación.

A todos los profesores y personas que me apoyaron durante mi carrera y en la realización de este trabajo.

Christian James Aguilar Armenta.

Mi mas sincero agradecimiento...

A Dios por permitirme llegar hasta este punto y hacer todo esto posible.

A nuestro director de tesis, el Dr. Olexsandr Martynuk, por todas las enseñanzas que me permitieron crecer intelectualmente.

A mi familia, en especial a mi madre y abuela que siempre han estado junto a mi, brindándome su amor y comprensión. A mis tíos y tías por su apoyo incondicional.

A mis amigos y compañeros con quienes compartí alegrías y angustias.

A la UNAM y la Facultad de Ingeniería que me dieron formación profesional.

A I PAPIIT por su financiamiento a este proyecto.

Abril Anahí Aguilar del Ángel

| | |
|--|-----------|
| Introducción General..... | 1 |
| Objetivo..... | 2 |
| 1. Introducción a las Antenas en Arreglo de Fase y a los Desplazadores de Fase con RF MEMS..... | 3 |
| 1.1 Antenas en Arreglos de Fase..... | 3 |
| 1.2 Desplazadores de Fase..... | 7 |
| 1.3 RF MEMS..... | 11 |
| 1.4 Diferentes tipos de desplazadores de fase. Fabricación de algunos desplazadores de fase mediante el uso de RF MEMS sobre líneas de transmisión..... | 14 |
| 1.4.1 Desplazadores de fase de tipo reflectivo..... | 14 |
| 1.4.2 Desplazadores de fase de línea conmutada..... | 15 |
| 1.4.3 Desplazadores de fase basados en conmutadores de 1:N..... | 16 |
| 1.5 Fabricación de algunos desplazadores de fase desarrollados recientemente..... | 17 |
| 1.5.1 Desplazador de fase Raytheon de línea reflectiva para la banda X..... | 17 |
| 1.5.2 Desplazadores de fase HRL (Línea Reflectiva Híbrida) de stub reflectivo para la banda X..... | 19 |
| 1.5.3 Desplazador de fase Rockwell de línea conmutada con ancho de banda de 0.1-40GHz..... | 20 |
| 1.5.4 Desplazador de fase UoM/Rockwell de línea conmutada de 1:N DC-18GHz..... | 21 |
| 1.5.5 Desplazador de fase Raytheon de línea conmutada para banda Ka..... | 22 |
| 1.6 Diseño de un desplazador de fase basado en el Principio de Fox con diodos p-i-n..... | 23 |
| 1.7 Conclusiones..... | 27 |
| 2. Procesos de fabricación de un conmutador RF MEMS..... | 29 |
| 2.1 Procesos de fabricación de un conmutador RF MEMS..... | 29 |
| 2.2 Proceso general para la construcción de RF MEMS sobre sustratos PCB..... | 33 |
| 2.3 Conclusiones..... | 36 |

| | |
|---|------------|
| 3. Conmutador RF MEMS..... | 38 |
| 3.1 Diseño del conmutador RF MEMS..... | 38 |
| 3.2 Proceso de fabricación..... | 39 |
| 3.3 Características Electromecánicas..... | 49 |
| 3.3.1 Presentación de los resultados de CoventorWare 2006..... | 51 |
| 3.4 Características Electrodinámicas..... | 56 |
| 3.5 Factor de Calidad de Conmutación..... | 62 |
| 3.6 Circuito equivalente..... | 63 |
| 3.6.1 Circuito equivalente para el estado abierto..... | 64 |
| 3.6.2 Circuito equivalente para el estado cerrado..... | 72 |
| 3.7 Parámetros S del conmutador..... | 75 |
| 3.7.1 Aislamiento..... | 78 |
| 3.7.2 Pérdidas por retorno..... | 79 |
| 3.8 Conclusiones..... | 81 |
| | |
| 4. Anillo desplazador de fase basado en el conmutador RF MEMS para banda X y Ka..... | 83 |
| 4.1 Anillo resonador para banda X..... | 83 |
| 4.2 Características electrodinámicas del anillo desplazador para banda X con los conmutadores RF MEMS..... | 85 |
| 4.2.1. Funcionamiento del desplazador de fase basado en el <i>Principio de Fox</i> | 85 |
| 4.2.2. Frecuencia de resonancia y de operación del anillo desplazador..... | 88 |
| 4.2.3 Ancho de banda del desplazador de fase y pérdidas por inserción..... | 95 |
| 4.3. Proceso de optimización de las características electrodinámicas del desplazador para banda X..... | 101 |
| 4.4 Circuito equivalente del desplazador de fase para banda X..... | 105 |
| 4.5 Anillo resonador para banda Ka..... | 111 |
| 4.6 Características electrodinámicas del desplazador de fase para banda Ka basado en los conmutadores RF MEMS..... | 113 |
| 4.7 Conclusiones..... | 116 |

5. Conclusiones Generales.....117

Bibliografía.....119

Introducción General

El desarrollo tecnológico de los nuevos sistemas de radar, la difusión de la comunicación personal y la necesidad de crear nuevos sistemas electrónicos cada vez más pequeños, han impulsado el camino por mejorar la portabilidad y la eficacia de los nuevos sistemas y dispositivos de telecomunicaciones. Es por ello, que ha resurgido el gran interés por el uso y la explotación de las microondas sobre las bandas de super alta frecuencia (SHF) y de extremadamente alta frecuencia (EHF).

Dentro del rango de frecuencias que abarca la SHF y EHF, se encuentran dos bandas de especial interés para nuestro trabajo, la banda X y la banda Ka, que van de 8 a 12 GHz y de 26 a 40 GHz respectivamente. Las principales aplicaciones de la banda X son de uso militar, dentro de las cuales una de las más importantes e indispensables, para salvaguardar el espacio aéreo, son los sistemas de radar. Por su parte, la banda Ka proporciona aplicaciones en las comunicaciones satelitales para servicios móviles.

Uno de los sistemas que hoy en día emplean la banda X y la Ka son las antenas en arreglo de fase, pues permiten la generación de diferentes patrones dinámicos de radiación sin la necesidad de mover físicamente la estructura de una antena. Desafortunadamente su uso extenso se encuentra limitado por la ausencia de desplazadores de fase eficientes y de bajas pérdidas, es por ello que este trabajo se enfoca en una nueva propuesta de diseño de un desplazador de fase mediante el uso de conmutadores microelectromecánicos para radiofrecuencia (RF MEMS), cuyo fin es mejorar las características de los desplazadores de fase existentes e incrementar la eficacia de las antenas en arreglo de fase.

Los conmutadores RF MEMS, que han surgido en las últimas décadas como resultado de las investigaciones en micro-tecnología, han demostrado ser mayormente competitivos, tanto en el ámbito tecnológico como en el ámbito económico. Gracias a ellos se han logrado fabricar circuitos de bajas pérdidas que trabajan en alta frecuencia sobre sistemas de alta integración electrónica. No obstante su aplicación directa en los diseños de desplazadores de fase convencionales basados en líneas de transmisión, no resulta en una disminución directa sobre las pérdidas, debido a que las líneas de transmisión, por su propia naturaleza, presentan pérdidas significativas, sin embargo, los RF MEMS mejoran satisfactoriamente el desempeño de otros dispositivos sobre los desplazadores de fase, como son los diodos PIN y los conmutadores FET.

De esta forma, el presente trabajo pretende mostrar el uso de conmutadores RF MEMS y el *Principio de Fox* para construir un desplazador de fase. Los desplazadores de fase que se basan en el *Principio de Fox* son elegidos principalmente por presentar bajas pérdidas y pequeños errores de fase. El uso de los conmutadores RF MEMS permite mejorar las características del desplazador de fase, debido a sus bajas pérdidas de inserción, alto aislamiento, bajo consumo de potencia, bajo costo de producción, facilidad de comportamiento como circuitos variables capacitivos e inductivos, etc. con el fin de construir un desplazador de fase eficaz que compita tecnológicamente y económicamente sobre otros dispositivos con el mismo fin.

Nuestro trabajo de tesis contiene cinco capítulos en los que se desglosa toda la investigación realizada, el diseño y los resultados obtenidos del desplazador de fase basado en nuestro conmutador RF MEMS, comenzando con los conocimientos teóricos necesarios para comprender el tema de tesis, hasta las conclusiones generales del trabajo realizado a lo largo del mismo.

En el primer capítulo se presenta la introducción a las antenas en arreglo de fase y a los desplazadores de fase basados en conmutadores RF MEMS, así como el desplazador de fase fundamentado en el *Principio de Fox* en el que se utiliza nuestro conmutador. Posteriormente en el segundo capítulo, se presentan los diferentes tipos de procesos de fabricación para la construcción de un RF MEMS, con el fin de respaldar el proceso de fabricación que se emplea en nuestro diseño de conmutador. De esta forma, en el tercer capítulo desglosamos todo el proceso de diseño y las características electromecánicas obtenidas de nuestro conmutador RF MEMS, además de su desempeño en alta frecuencia para utilizarse en el desplazador de fase basado en el *Principio de Fox*. En el cuarto capítulo presentamos los resultados obtenidos del desempeño del desplazador de fase en radiofrecuencia, basado en nuestro conmutador, y la optimización de mismo. Finalmente, en el quinto capítulo concluimos nuestro trabajo de tesis, considerando los resultados obtenidos de nuestro diseño y las metas alcanzadas por el mismo.

Objetivo

El objetivo de esta tesis es diseñar un desplazador de fase basado en los conmutadores RF MEMS para bandas de alta frecuencia (SHF y EHF). Se comenzará con el diseño y simulación del conmutador RF MEMS mediante el uso de software especializado, CoventorWare, que permitirá estimar sus características electromecánicas. Posteriormente se analizará su desempeño para el rango de frecuencias que abarcan las bandas X (8-12GHz) y Ka (26-40GHz), mediante el uso de software especializado.

El análisis del conmutador RF MEMS permitirá utilizarlo sobre un desplazador de fase basado en el *Principio de Fox*. Posteriormente se presentará la investigación y el análisis sobre el proceso de fabricación más óptimo para construir el desplazador de fase en conjunto con el conmutador. Finalmente se probará el desplazador de fase para registrar su desempeño en radiofrecuencia.

1. Introducción a las Antenas en Arreglo de Fase y a los Desplazadores de Fase con RF MEMS.

Es sabido que los sistemas de comunicación y de radar han ganado importancia en los últimos años, gracias al avance de la tecnología y el crecimiento de las necesidades de comunicación, para que estos sistemas funcionen de manera eficiente se crearon las antenas en arreglos de fase. En este capítulo se explican los puntos básicos de su funcionamiento y algunos ejemplos de su aplicación dentro de ciertos sistemas. La pieza clave de la construcción de las antenas en arreglo de fase son los desplazadores de fase, por lo que incluimos las características de funcionamiento de algunos de los dispositivos desarrollados previamente, haciendo énfasis en aquellos que usan dispositivos de estado sólido (FET, diodos p-i-n y HEMT), así como en los desplazadores de fase basados en el uso de RF MEMS sobre líneas de transmisión. De esta forma presentamos nuestra motivación por el uso de RF MEMS ya que constituyen una opción viable para sustituir a los diodos p-i-n como conmutadores, dentro de un anillo resonador cuyo funcionamiento se basa en el *Principio de Fox*.

1.1 Antenas en Arreglos de Fase

El origen de las telecomunicaciones, constituyó el inicio del desarrollo de la nueva tecnología que ha permitido al hombre comunicarse sin importar los obstáculos físicos y geográficos del entorno. Con el descubrimiento de las leyes del electromagnetismo, el hombre logró aprovechar las ondas electromagnéticas para transmitir y recibir información a grandes distancias. Hoy en día, las microondas constituyen un medio excepcional para lograr que una gran cantidad de información viaje de un lugar a otro a grandes velocidades recorriendo largas distancias.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) ha dividido el espectro radioeléctrico en bandas generales de frecuencia. Estas bandas son muy amplias y por conveniencia han sido divididas en sub-bandas, así UHF contiene a las bandas L(1-2GHz) y S(2-4GHz), SHF contiene a las bandas C(4-8GHz), X(8-12GHz), Ku(12-18GHz) y K(18-26GHz), mientras que EHF incluye a las bandas Ka(26-40GHz), U(40-60GHz), V(60-90GHz) y W(90-120GHz) [17].

Las bandas que más se explotan en la actualidad son las bandas L, C y Ku. Estas bandas son comúnmente empleadas para los servicios que los satélites de órbita geoestacionaria ofrecen, no obstante es casi imposible asignar nuevas posiciones para más satélites que trabajen en dichas bandas sin provocar interferencias con el resto de los satélites. Es por ello, que la banda Ka ha comenzado a ser usada ofreciendo servicios de acceso a Internet, aplicaciones de medicina remota, comunicaciones personales globales de banda ancha, videoconferencias, educación a distancia, interconexión a redes de área local, entre otros.

Muchas de las aplicaciones desarrolladas requieren características de radiación selectiva que permitan cubrir las demandas de comunicación fija y móvil. Los avances en electrónica han permitido crear antenas capaces de generar patrones de radiación dinámicos, facilitando

el uso de sistemas de comunicación en órbitas bajas que requieren mayor directividad y menor consumo de potencia.

Las antenas capaces de crear patrones de radiación dinámicos son las antenas en arreglo de fase. Las antenas en arreglo de fase son una configuración geométrica de elementos independientes e iguales, mediante los cuales es posible formar patrones de alta directividad. El secreto de estos arreglos yace en que permiten crear un patrón de radiación de alta directividad gracias a la interferencia constructiva y destructiva de las ondas radiadas por cada uno de sus elementos.

El patrón de interferencia generado, adquiere características propias debido a los cambios progresivos en la fase de la señal que llega a cada uno de los elementos de radiación. La fase es controlada de manera electrónica mediante los dispositivos conocidos como desplazadores de fase, es así como se evita mover físicamente la antena o cada uno de sus elementos para generar el patrón de radiación deseado. En la figura 1.1 se puede observar un ejemplo de antena en arreglo de fase alimentada en paralelo con sus respectivos desplazadores de fase en cada uno de sus elementos, formando un frente de onda inclinado.

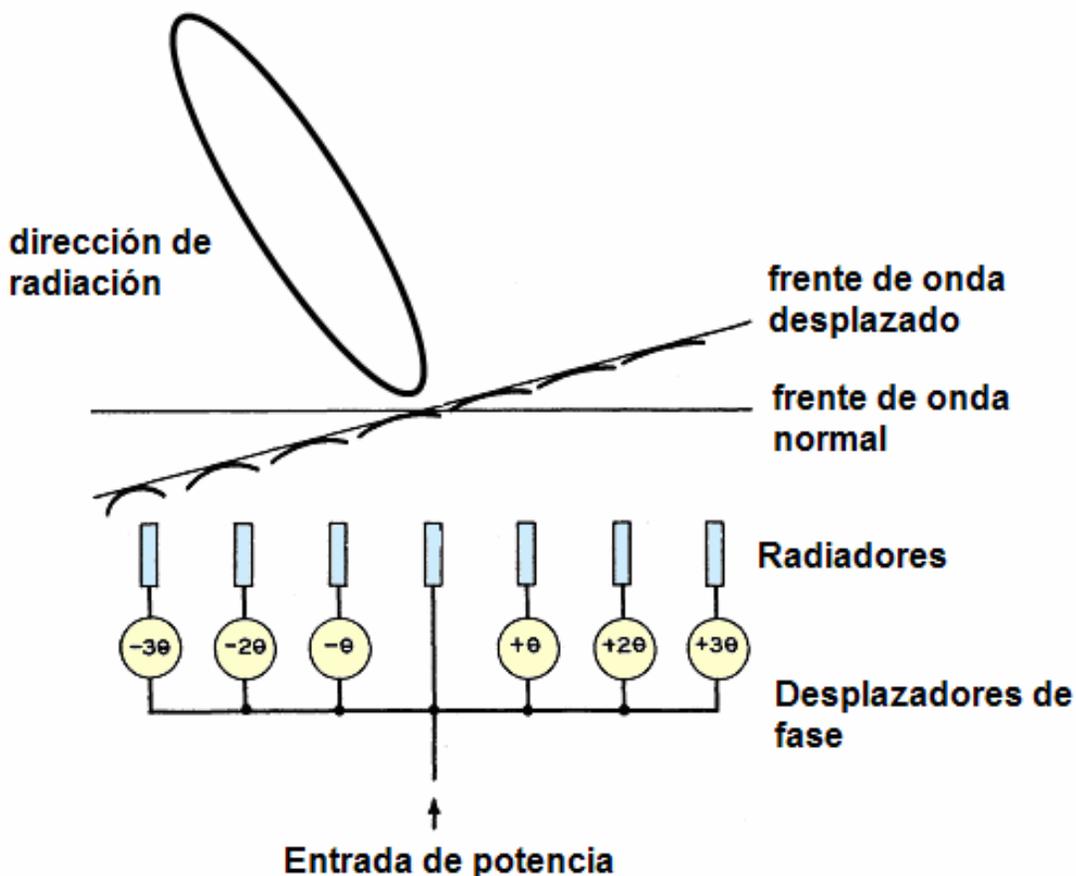
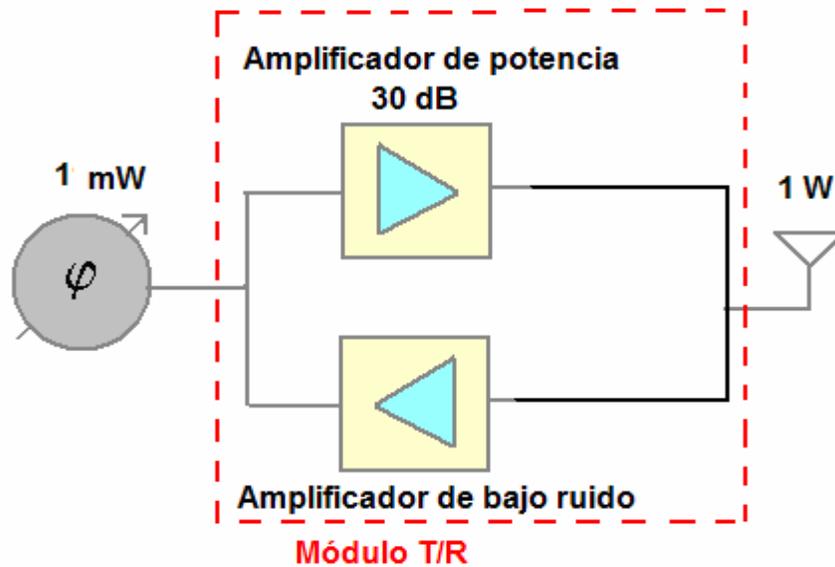


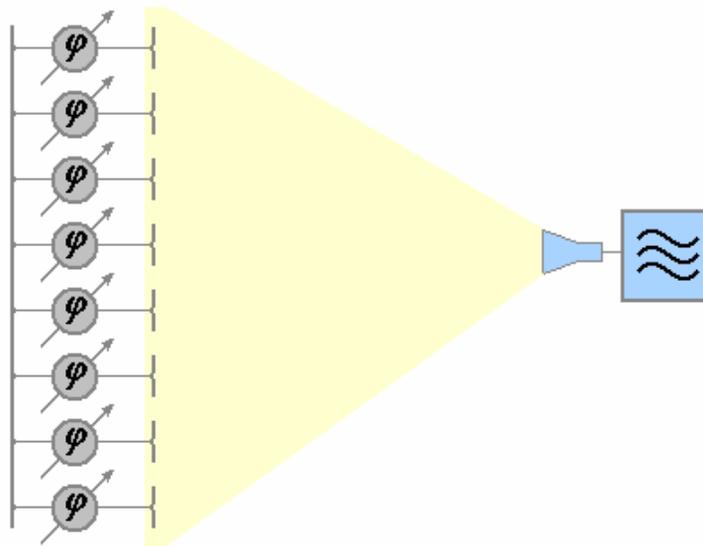
Figura 1.1. Modificación del frente de onda con el uso de desplazadores de fase [5].

Existe una clasificación de las antenas en arreglo de fase según sea su alimentación, estas pueden ser de dos tipos, activas y pasivas. Las antenas en arreglos de fase activas son

aquellas en las que la señal pasa por un amplificador de potencia antes de ser transmitida y por un amplificador de bajo ruido cuando es recibida. El elemento radiante que forma a la antena se coloca a la entrada o salida del elemento activo, según corresponda a una antena receptora o transmisora, respectivamente, un diagrama de este sistema se puede observar en la figura 1.2(a). Por su parte, las antenas en arreglos de fase pasivas son aquellas donde el área de la antena es iluminada por una corneta, mientras que los elementos que forman parte del arreglo son los encargados de modificar la fase y de proporcionar la ganancia a la señal.



(a)



(b)

Figura 1.2. (a) Antena en arreglo de fase activa (b) Antena en arreglo de fase de tipo pasivo reflectivo.

Un ejemplo de antenas pasivas son los arreglos reflectivos, los cuales poseen un alimentador colocado al frente, como lo muestra la figura 1.2(b). También podemos encontrar arreglos alimentados por guías de onda que pueden ser en serie o paralelo, como se observa en las figuras 1.3 (a) y 1.3 (b) respectivamente.

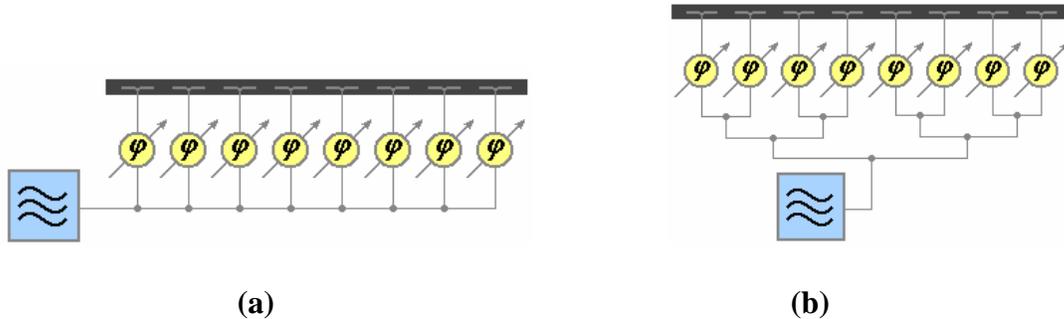


Figura 1.3. (a) Arreglo alimentado en serie. (b) Arreglo alimentado en paralelo.

La mayoría de las antenas en arreglo de fase son empleadas como radares, no obstante hoy en día son aplicadas en satélites de comunicaciones que conforman las constelaciones Iridium y Globalstar; sin embargo, una de sus mejores aplicaciones se observa en el sistema de radar llamado “Patriot”, el cual es un escudo antimisiles que permite detectar objetivos en el aire así como el telecomando de misiles de alta precisión. La antena principal de éste radar esta conformada por más de 5000 desplazadores de fase desarrollados por Raytheon [2].

Las principales limitaciones a las que se enfrentan los sistemas de radar son principalmente el consumo de potencia requerido para alimentar los módulos T/R, el espacio necesario para colocarlos dentro del sistema, así como el costo total del sistema. Por su parte, los sistemas de comunicaciones comerciales afrontan la necesidad de un ancho de banda cada vez mayor, lo que implica una mayor cantidad de módulos T/R y las mismas necesidades de potencia y espacio.

Actualmente los sistemas de comunicación en las bandas C y Ku han resuelto el problema del ancho de banda mediante dispositivos T/R, cuyo consumo de potencia es de 2 a 4 W por elemento y una figura de ruido entre 6.5 y 9 dB [2]. Sin embargo, esta necesidad de potencia aún representa una gran cantidad de energía consumida considerando la potencia disponible en un satélite, además del costo elevado de los elementos.

Es por ello que es indispensable reducir la cantidad de módulos T/R empleados en los sistemas de comunicación, de ahí que se requiera mejorar los diseños de las antenas en arreglo de fase, no solo por el consumo de potencia sino también por el costo que implica el uso de estos dispositivos.

Una de las limitaciones que ha generado el retraso en el avance tecnológico para la construcción de antenas en arreglo de fase, ha sido la ausencia de desplazadores de fase eficientes y de bajas pérdidas, ya que se requiere que estos dispositivos sean rápidos y que

constituyan un factor mínimo sobre las pérdidas del sistema, así como una reducción en el costo del dispositivo.

Por tal motivo, es necesario conocer a fondo las ventajas y desventajas que los desplazadores de fase presentan, y crear un diseño óptimo que se adapte a las necesidades tecnológicas de la banda Ka y que mejore los ya existentes para la banda X. Así, en este primer capítulo daremos a conocer algunos ejemplos de desplazadores de fase construidos mediante elementos en estado sólido, además de sus desventajas frente a los construidos con conmutadores microelectromecánicos MEMS.

1.2 Desplazadores de Fase

Los desplazadores de fase, como ya se había mencionado, son dispositivos de microondas esenciales en las telecomunicaciones, en especial para las antenas en arreglos de fase, pues son los que se encargan de modificar la fase de una onda electromagnética radiada por un elemento del arreglo, cuando una antena requiere apuntar su haz en una dirección específica.

A lo largo de la historia se han empleado diferentes elementos y medios de control para la construcción de los desplazadores de fase, como son los basados en ferritas, diodos p-i-n, conmutadores FET y, recientemente, mediante los nuevos dispositivos microelectromecánicos de conmutación en radiofrecuencia conocidos como RF MEMS. Los construidos con materiales de ferrita tienen la capacidad de asegurar su velocidad de conmutación en microsegundos, no obstante su consumo de potencia y la inestabilidad térmica que representan los han hecho incompatibles con la nueva tecnología. Los basados con diodos p-i-n, en cualquiera de sus tres variantes, ya sea como líneas conmutadas, híbridos o como desplazadores digitales, poseen una velocidad de conmutación de nanosegundos y su consumo promedio de potencia de DC, en los sistemas de arreglo de fase, va de 3 a 10mW por diodo, lo que resulta en diseños de bajas pérdidas, especialmente para las frecuencias de la banda X. Por su parte, los construidos con conmutadores FET casi no requieren del consumo de potencia de DC y pueden ser integrados con amplificadores de bajo ruido en el mismo chip, reduciendo el costo de ensamblado de los sistemas de arreglo de fase

Existen dos tipos básicos de desplazadores de fase, el analógico y el digital. El analógico resulta en un cambio continuo de fase que va de 0 a 360° y es construido con diodos varactores, mientras que los digitales generan retrasos de fase discretos y son usualmente construidos con conmutadores. Por ejemplo, un desplazador de fase de 3 bits se basa en una red de retraso que consta de 45/90/180°, produciendo desplazamientos de fase de 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270 y 315°, dependiendo de las combinaciones de los bits empleados. La resolución de escaneo y los niveles de los lóbulos de las antenas en arreglo de fase, están relacionados con el número de bits empleados [21].

A manera de resumen, la tabla 1.1 presenta las características de los desplazadores basados en diodos p-i-n y conmutadores FET.

Tabla 1.1. Resumen de los últimos resultados de los desplazadores de fase planares [21].

| Frecuencia [GHz] | Dispositivo | Bits | Errores de Fase | Pérdidas [dB] | Variaciones de amplitud [dB] | Sustrato | Área [mm ²] | Diseño | Comentarios |
|------------------|----------------|-----------|-----------------|---------------|------------------------------|------------------|-------------------------|--------------------------------|----------------|
| 1.5-1.6 | FET | 3 | ±10° | 1.7 | ±0.2 | Cerámico | 60 x 50 | Reflexión | |
| Banda L | FET | 5 | 2.4 rms | 8.2 | ±0.5 | Vidrio hermético | 36 x 15 | filtros conmutados | Fase constante |
| 5-6 | FET | 6 | ±5° | 8.7 | | GaAs | 9.5 x 4 | línea cargada + reflexión | Fase constante |
| 6-18 | p-i-n | 6 | 3.5 rms | 5.3 | ±0.3 | GMIC | 25 x 8.2 | línea cargada + reflexión | fase lineal |
| 8--12 | p-i-n | 4 | | 4 | ±1 | GaAs | 3.7 x 2.3 | reflexión | Fase constante |
| 7-12 | p-i-n | 5 | | 4.7 | ±0.7 | GaAs | 6.6 x 3.8 | filtros conmutados | Fase constante |
| 6-18 | FET | 5 | 3° rms | 13 | 0.4 rms | GaAs | 4.2 x 3.8 | reflexión + filtros conmutados | Fase constante |
| 11.7-12.7 | FET | 4 | ±2° | 6 | ±0.3 | GaAs | 1.3 x 1 | filtros conmutados | Fase constante |
| 11.7-12.2 | p-i-n | 4 | | 1.6 | ±0.2 | Silica | 50 x 20 | reflexión | Fase constante |
| 14-14.5 | p-i-n | 4 | ±6° | 1.4 | ±0.1 | Silica | 42.5 x 17 | reflexión | Fase constante |
| 16-18 | Diodo varactor | analógico | | 4.2 | ±0.9 | GaAs | 2 x 6 | reflexión | Fase constante |
| 17-21 | FET | 5 | 3° rms | 5 | ±0.6 | GaAs | 1.7 x 0.75 | filtros conmutados | Fase constante |
| 18-40 | FET | 3 | 10° rms | 9 | ±1.0 | GaAs | 2.1 x 1.3 | filtros conmutados | Fase constante |
| 28-36 | PHEMT | 4 | ±10° | 8 | ±1.0 | GaAs | 3.1 x 1.3 | reflexión pasa altas/bajas | Fase constante |
| 30-36 | p-i-n | 3 | ±10° | 7 | ±1.0 | GaAs | | filtros conmutados | Fase constante |
| 33-36 | FET | 4 | 3.3° rms | 15 | 0.9 rms | GaAs | 2.5 x 2.2 | filtros conmutados | Fase constante |
| 34-36 | p-i-n | 3 | 9.5° rms | 3.8 | ±1.0 | GaAs | 3.5 x 2.5 | línea cargada + reflexión | Fase constante |
| 43-45 | FET | 3 | < 7° | 7.5 | ±0.5 | GaAs | 2.8 x 2 | línea conmutada | fase lineal |
| 42-46 | FET | 4 | 3.3° | 10.5 | ±1.0 | GaAs | 2.5 x 1.3 | línea conmutada | fase lineal |
| 61-64 | p-i-n | 3 | 5.2° rms | 8.8 | ±1.8 | GaAs | 3.2 x 1.9 | reflexión | fase lineal |
| 75-110 | Diodo varactor | analógico | | 8.7 | ±2.5 | GaAs | 2 x 0.9 | reflexión | Fase constante |
| 92-96 | FET | 4 | 2.1 rms | 12.4 | ±0.8 | GaAs | 2.5 x 1 | línea cargada | Fase constante |

Tanto el diodo p-i-n como el conmutador FET cubren la banda de frecuencias que va de 1 a 100GHz , no obstante la mayor cantidad de pérdidas que presentan en los desplazadores de fase, se encuentran en las frecuencias que van de 30 a 100GHz alrededor de 7 a 10 dB. El tiempo de conmutación que garantizan estos elementos va de 1 a 50ns, aunque este parámetro depende tanto de la potencia de RF, como del tamaño de los diodos p-i-n y conmutadores FET usados.

Los desplazadores de fase tienen un buen respaldo teórico desarrollado desde los años 60's, pues su investigación se ha basado en encontrar el mejor desplazador de fase que permita mejorar las características de funcionamiento de los sistemas de radar y de comunicación. Éste respaldo teórico ha podido desarrollar diseños estándares para la construcción de desplazadores de fase, no obstante aún no se tiene un diseño general para la sustitución de los elementos de estado sólido, empleados en los desplazadores, por conmutadores RF MEMS. Sin embargo, es factible construir desplazadores de fase de bajas pérdidas mediante conmutadores RF MEMS.

En general, el desempeño de los conmutadores RF MEMS en los desplazadores de fase que abarcan frecuencias en el rango de 8 a 120GHz es muy bueno, pues a manera de ejemplo, las pérdidas promedio que presenta el estado de arte de un desplazador de fase de 3 bits es de -0.9dB, en las frecuencias de 10 a 14GHz, lo que significa un mejoramiento de 3 a 4dB sobre los diseños con conmutadores FET. Esto se refleja en un mejoramiento general de 6 a 8dB en un sistema de radar o en un sistema de telecomunicaciones duplex que emplea conmutadores FET. El desempeño de los sistemas que trabajan en las bandas de frecuencia entre la banda X(8 a 12GHz) y la banda V(60GHz) se ven beneficiados, ya que implica una reducción de potencia de DC de 20 a 100mW por elemento, garantizando la reducción de un proceso de amplificación o dos módulos de transmisión/recepción [23]. En la tabla 1.2 se presenta una comparación de las pérdidas que representa un conmutador RF MEMS respecto a un conmutador FET, para las diferentes bandas de frecuencias.

Tabla 1.2. Promedio de pérdidas sobre sustrato por RF MEMS y GaAs-FET en un desplazador de fase de 3 bits [21].

| Frecuencia (GHz) | Pérdidas RF MEMS (dB) | Pérdidas GaAs FET (dB) |
|------------------|------------------------|------------------------|
| Banda X (10) | -0.9 a -1.0 (-0.3/bit) | -3 a -4 (-1.2/bit) |
| Banda Ka (35) | -1.7 a -2.0 (-0.6/bit) | -6 a -7 (-2.2/bit) |
| Banda V (60) | -2.3 a -2.5 (-0.8/bit) | -8 a -9 (-2.8/bit) |
| Banda W (94) | -2.7 a -3.3 (-1.0/bit) | -9 a -11 (-3.3/bit) |

De esta manera, los desplazadores de fase con RF MEMS significan un ahorro substancial de potencia que requieren los diferentes sistemas y aplicaciones de telecomunicaciones, tales como las bases espaciales, los aviones, los sistemas de radares y los sistemas de telecomunicaciones móviles, pues son utilizados para eliminar entre un 50 y 75% de los módulos T/R en los grandes arreglos de fase [21]. En la figura 1.4 se puede observar de manera gráfica un arreglo de fase estándar y otro basado en conmutadores RF MEMS, que representan una reducción importante en el uso de módulos T/R por cada desplazador de fase.

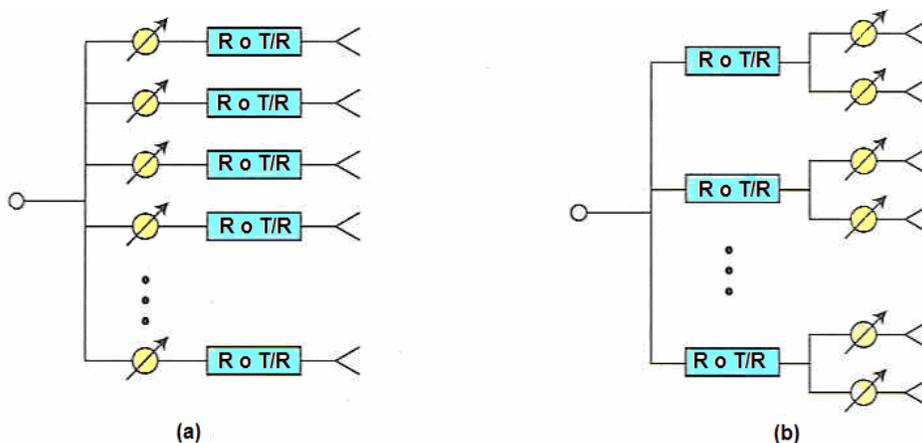
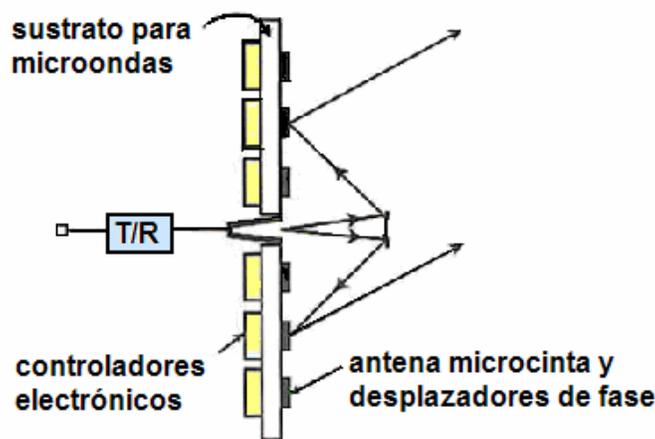


Figura 1.4. (a) Un arreglo de fase estándar. (b) Un arreglo de fase basado en RF MEMS con dos elementos agrupados como un subarreglo [21].

La idea de crear arreglos reflectivos pasivos de bajas pérdidas, para las frecuencias entre las bandas X y W, es factible mediante los desplazadores con RF MEMS, pues un ejemplo de ello es el sistema observado en la figura 1.5, ya que presenta pérdidas de -2.4 a -3.2 dB para las frecuencias entre las bandas X y K. Esta reducción sobre las pérdidas, implica que la ganancia requerida de un amplificador es mucho menor y puede ser construido en una placa de GaAs, el cual consume poca potencia de DC y puede ser insertado en el sistema de arreglo de fase sin ocasionar problemas.



| Contribución de pérdidas (dB) | Banda X (10 GHz) | Banda K (24 GHz) | Banda Ka (35 GHz) | Banda W (94 GHz) |
|-------------------------------|------------------|------------------|-------------------|------------------|
| Antena planar | -0.2 | -0.3 | -0.5 | -0.8 |
| 3-bits D.F. | -0.9 | -1.4 | -1.8 | -2.9 |
| Alimentación | -1.0 | -1.0 | -1.0 | -1.0 |
| LíneaT/Empaquetamiento | -0.3 | -0.5 | -0.7 | -1.1 |
| Pérdida total | -2.4 | -3.2 | -4.0 | -5.8 |

Figura 1.5. Un arreglo de fase con MEMS con alimentación Cassegrain. Este es un diseño idéntico establecido a sistemas de arreglo reflectivo, pero con desplazadores de fase MEMS reemplazando un GaAs FET o un diodo p-i-n [21].

Los desplazadores de fase constituyen una porción comparativamente pequeña respecto al costo total de toda una aplicación de defensa militar o de un sistema satelital, sin embargo, el costo de su producción en serie puede beneficiar ampliamente a todos los servicios de comunicaciones comerciales, reduciendo el precio de la tecnología requerida y de los servicios que ofrecen. Una de las ventajas que se puede tener, es integrar a las antenas y a los desplazadores de fase en el mismo sustrato y empacar todo el arreglo en un mismo paquete, así el costo de producción y de consumo de potencia descendería significativamente.

1.3 RF MEMS

Los sistemas microelectromecánicos, MEMS, son dispositivos cuyas longitudes físicas varían entre un milímetro y un micrómetro, con características eléctricas y mecánicas que le permiten actuar como un conmutador eléctrico de dos estados, circuito abierto o circuito cerrado, sobre una línea de transmisión. Los RF MEMS son los conmutadores específicamente diseñados para actuar sobre una línea de transmisión de radiofrecuencia, capaces de actuar en frecuencias que van de los 0.1 a los 100GHz con buenas condiciones de operación sobre los dispositivos de microondas. Las fuerzas requeridas para su actuación mecánica pueden ser generadas usando diseños electrostáticos, magnetostáticos, piezoeléctricos o térmicos. Actualmente, sólo los conmutadores mediante actuación electrostática han podido ser operados de 0.1 a 100GHz con un periodo de vida de 100 millones a 10 billones de ciclos.

Por tal razón, en esta parte de la tesis es necesario enfocarnos en los conmutadores de actuación electrostática, ya que han sido los más investigados y los que han logrado formar una base de diseño para las diferentes aplicaciones. La motivación principal por la que hemos elegido diseñar y emplear un conmutador RF MEMS en un desplazador de fase, ha sido por las diversas ventajas que presenta sobre los dispositivos de estado sólido. Las principales características de los RF MEMS son:

- Consumo de potencia cercana a cero, pues requieren un voltaje de actuación entre 20 y 80 V sin ningún consumo de corriente. La energía disipada por cada ciclo de conmutación es de 10-100 nJ.
- Presentan alto aislamiento, ya que su capacitancia en estado abierto es de alrededor de 2 a 4 fF, permitiendo un buen aislamiento para las frecuencias entre 0.1 y 40GHz.
- Bajas pérdidas de inserción, debido a que los conmutadores en serie y en paralelo presentan pérdidas de -0.1dB por encima de los 40GHz.
- Alta linealidad, considerando que los conmutadores MEMS presentan mínimos productos de intermodulación con respecto a sus similares FET y diodos p-i-n.
- Bajo costo de producción, dado que son construidos mediante micromaquinado, sobre silicio o en sustratos de GaAs.

No obstante, los conmutadores RF MEMS también presentan desventajas significativas en la operación sobre dispositivos de microondas. La velocidad de actuación de la mayoría de los conmutadores MEMS es de alrededor de 2 a 40 μ s y algunos sistemas de radar requieren de mucha mayor velocidad de actuación. Otra de las desventajas substanciales, es el requerimiento de un voltaje relativamente alto para garantizar la actuación de los conmutadores MEMS, pues suministrar de 20 a 80 V en un sistema de comunicación puede ocasionar un problema. La confiabilidad de los conmutadores MEMS es de 0.1 a 10 billones de ciclos, sin embargo muchos sistemas requieren conmutadores de 20 a 200 billones de ciclos. El empaquetamiento del conmutador es importante ya que este debe ser protegido de las condiciones ambientales adversas que producen deterioro sobre la pieza, lo que contribuye al aumento en el costo del conmutador [21].

Dado que los conmutadores MEMS trabajan mediante el movimiento mecánico de una membrana, requieren de un anclaje que garantice su funcionamiento. Por tal motivo, los conmutadores MEMS se clasifican en dos grupos generales según su tipo de anclaje. El primer grupo es del tipo “cantilever” o viga, en el cual su membrana se encuentra suspendida únicamente por uno de sus extremos, como lo observamos en la figura 1.6(a). El segundo grupo es del tipo “fixed-fixed beam” o puente, donde la membrana permanece anclada por sus dos extremos, figura 1.6(b); en ambos casos el movimiento de conmutación se basa en la flexión de la membrana.

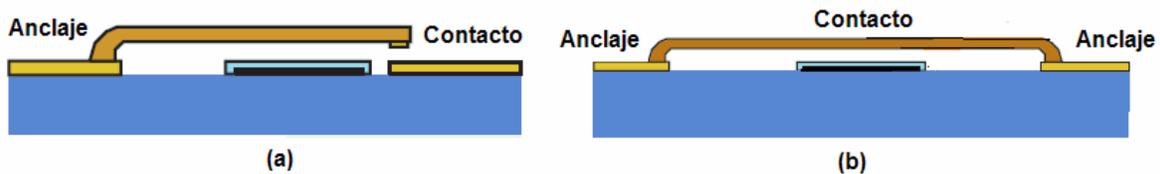


Figura 1.6. (a) Conmutador del tipo “cantilever” ó viga. (b) Conmutador del tipo “fixed-fixed beam” ó membrana anclada por sus dos extremos.

Los conmutadores MEMS también pueden clasificarse según la conexión eléctrica que presentan dentro de un circuito. La configuración en serie es ampliamente utilizada en aplicaciones que van de los 0.1 a los 40 GHz, ya que proporcionan un aislamiento grande (de -50 a -60 dB para 1 GHz hasta -20 a -30 dB para 20GHz) y sus pérdidas por inserción son bajas, alrededor de 0.1 a 0.2 dB o de 0.1 en 40 GHz. La mayoría de los conmutadores en serie son de contacto de DC y, para que este mecanismo funcione, es necesario tener un electrodo de actuación que permita ejercer fuerza electrostática sobre el “cantilever,” haciendo que baje durante su actuación y que garantice el retorno a su estado natural cuando éste deje de actuar. En paralelo, los conmutadores son empleados para aplicaciones en frecuencias más altas (de 5 GHz a 100 GHz). Si el diseño de este dispositivo es óptimo, se logran alcanzar pérdidas por inserción de -0.04 a -0.01 dB de 5 a 50 GHz y un mayor aislamiento a los 20 dB de 10 a 50 GHz.

Dentro de una configuración eléctrica, los conmutadores del tipo “cantilever” pueden encontrarse en dos posiciones, en línea o a lo ancho de una línea de transmisión. La diferencia entre ambos es que para los que están a lo ancho, la actuación del conmutador

ocurre en el plano perpendicular a la línea de transmisión, mientras que los que están en línea la actuación se da en el mismo plano en el que se encuentra la línea de transmisión. De esta forma la señal de RF pasa completamente sobre los conmutadores en línea, por lo que deben estar formados en su totalidad por una película delgada de metal; por el contrario, los que están a lo ancho, encontramos que la región de actuación es de dieléctrico mientras que los contactos son de metal [22].

Es importante destacar que para este trabajo hemos seleccionado al “cantilever” como conmutador, ya que para este diseño la viga posee una rigidez menor, es decir, es más fácil de manipular electrostáticamente; se requiere menor voltaje de actuación debido a que solo posee un poste; también cumple con las capacitancias necesarias tanto en estado abierto y cerrado.

Comparando a los desplazadores de fase que emplean conmutadores RF MEMS con diseños similares que se basan en estado sólido, los RF MEMS producen capacitancias bajas en estado abierto, lo que proporciona mayor ancho de banda ya que el aislamiento es mayor. La disminución en la potencia de DC consumida es considerable, y por si fuera poco, se reducen los costos de producción debido a que los RF MEMS pueden ser fabricados en el mismo proceso que la antena. Estas y algunas otras características se muestran en la tabla 1.3.

Tabla 1.3. Comparación del desempeño de los conmutadores electrostáticos con FET, diodos p-i-n y RF MEMS [21].

| Parámetro | RF MEMS | p-i-n | FET |
|---|----------|----------|----------|
| Voltaje [V] | 20-80 | ± 3-5 | 3-5 |
| Corriente [mA] | 0 | 3-20 | 0 |
| Potencia consumida ^a [mW] | 0.05-0.1 | 5-100 | 0.05-0.1 |
| Tiempo de conmutación | 1-300 μs | 1-100 ns | 1-100 ns |
| C _{up} ^b [fF] | 1-6 | 40-80 | 70-140 |
| Resistencia en serie [Ω] | 0.5-2 | 2-4 | 4-6 |
| Razón de capacitancias ^c | 40-500 | 10 | n/a |
| Frecuencia de corte [THz] | 20-80 | 1-4 | 0.5-2 |
| Aislamiento (1-10 GHz) | Muy alto | Alto | Medio |
| Aislamiento (10-40 GHz) | Muy alto | Medio | Bajo |
| Aislamiento (60-100 GHz) | Alto | Medio | Ninguno |
| Pérdidas (1-100 GHz) [dB] | 0.05-0.2 | 0.3-1.2 | 0.4-2.5 |
| Control de potencia [W] | < 1 | < 10 | <10 |
| Punto de intersección de 3° orden [dBm] | +66-80 | +27-45 | +27-45 |

^a Incluye el voltaje del circuito de control

^b Es la capacitancia en estado abierto en serie.

^c Solo para conmutadores capacitivos. La razón de 500 se logra con dieléctricos con ε_r grande.

1.4 Diferentes tipos de desplazadores de fase. Fabricación de algunos desplazadores de fase mediante el uso de RF MEMS sobre líneas de transmisión.

Un desplazador de fase puede ser diseñado y construido de diferentes maneras, siempre y cuando la variación de la fase de una onda se cumpla. En esta sección del capítulo, presentamos algunos de los diferentes tipos de desplazadores de fase que existen, según [21], refiriéndonos a sus características principales de funcionamiento y a los elementos que conforman su diseño.

1.4.1 Desplazadores de fase de tipo reflectivo

Los desplazadores de fase basados en el concepto de línea reflectiva de N-bits, son implementados sobre una línea de transmisión con el empleo de una sucesión de conmutadores RF MEMS en serie o en paralelo. El diseño de la línea reflectiva resulta en un doble retraso por unidad de longitud, es decir, permite que la onda viaje y se refleje a través de la línea, considerando una separación eléctrica entre los conmutadores igual a la mitad de la resolución del bit más pequeño. Las pérdidas de la línea reflectiva son dependientes del retraso del bit empleado. Un acoplador de 3dB puede ser usado con la línea para diseñar un desplazador de tipo transmisor, tal como se observa en la figura 1.7.

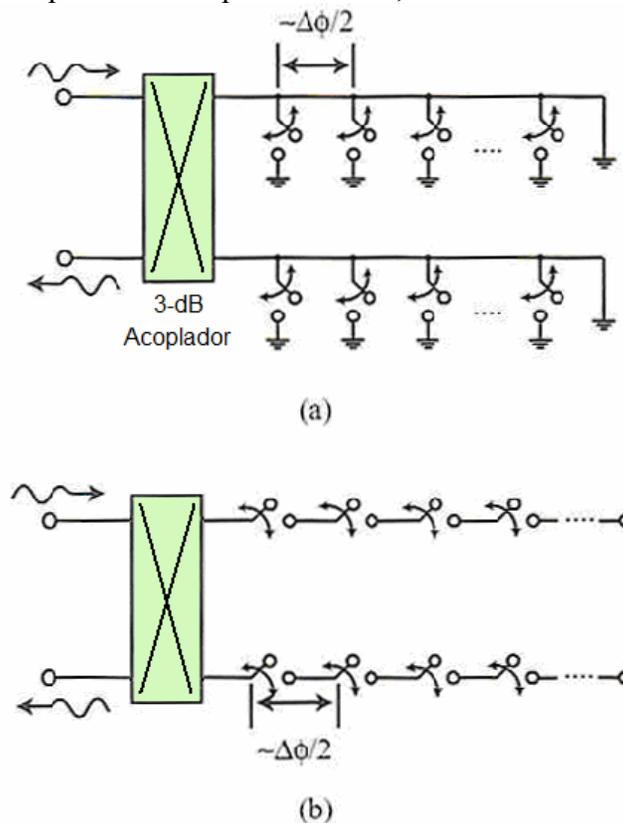


Figura 1.7. Desplazador de fase mediante línea reflectiva de N-bits usando (a) conmutadores en paralelo y (b) en serie [21].

El ancho de banda de estos desplazadores de fase es relativamente pequeño, debido a que dependen del retraso de la fase. Se pueden usar para frecuencias arriba de los 40GHz

mediante un desplazador de fase de 2 bits, y los de 4 bits diseñados sobre sustratos de silicio o de GaAs, se emplean para frecuencias arriba de la banda X. Si la constante dieléctrica del sustrato es más pequeña, se puede usar para frecuencias mayores a los 30GHz. Una de las ventajas que presenta este tipo de diseño consiste en separar un desplazador de fase de 4 bits en dos desplazadores de fase de 2 bits, colocados en paralelo o en serie. La figura 1.8 muestra un ejemplo de un desplazador de fase de 4 bits formado por dos de 2 bits.

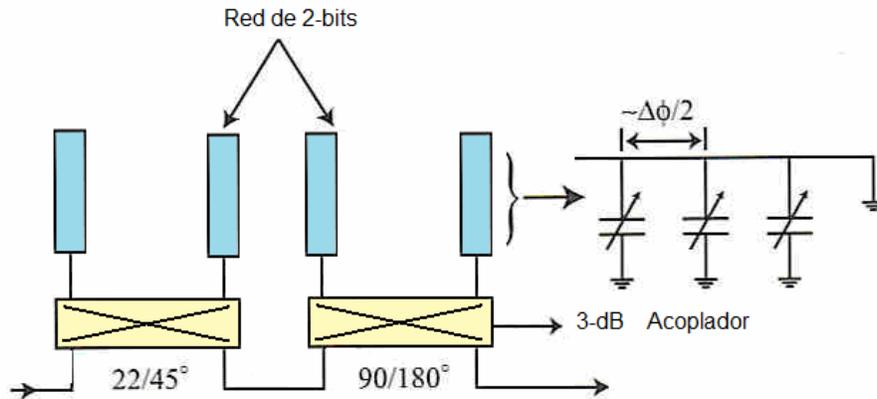


Figura 1.8. Un desplazador de fase de línea reflectiva de 4 bits sintetizado usando dos desplazadores de fase de 2 bits [21].

1.4.2 Desplazadores de fase de línea conmutada

Los desplazadores de fase de línea conmutada, son una de las formas más fáciles de implementar un desplazador de fase digital mediante una línea de retardo. Con esta técnica, cada bit de retraso es implementado por separado y un desplazador de fase de N bits es construido usando una sucesión de varios bits de diferentes valores. El retraso de fase es obtenido al conmutar el número de bits requeridos para la fase deseada y crece linealmente con respecto a la frecuencia, tal como lo es para todas las técnicas que utilizan la línea de retardo de mínima dispersión como medio de desplazamiento.

Los desplazadores de línea conmutada pueden ser fabricados usando conmutadores en serie o SPDT (un polo dos tiros) en paralelo (figura 1.9). Los conmutadores en serie pueden ser implementados sólo usando tres conmutadores por bit, debido al alto aislamiento que poseen los conmutadores RF MEMS (figura 1.9b). El alto aislamiento que presentan los conmutadores RF MEMS ($C_u = 2 - 4fF$), permiten que en el diseño de un desplazador no se considere el parámetro S_{21} , tomado en cuenta cuando se diseñan con diodos p-i-n o con conmutadores FET. El alto aislamiento resulta en un gran ancho de banda (DC-50GHz) cuando el conmutador es colocado cerca de la juntura de la línea de transmisión.

En este tipo de desplazadores, es necesario implementar una pequeña línea de transmisión de alta impedancia para compensar la reactancia generada por el pequeño stub, debido a la sección no conmutada del bit de retraso. Por otra parte, el ancho de banda del desplazador

es limitado alrededor del 20% debido a la línea de transmisión. A pesar de su facilidad de diseño y de fabricación, estos desplazadores requieren de un espacio relativamente grande en comparación con otros diseños.

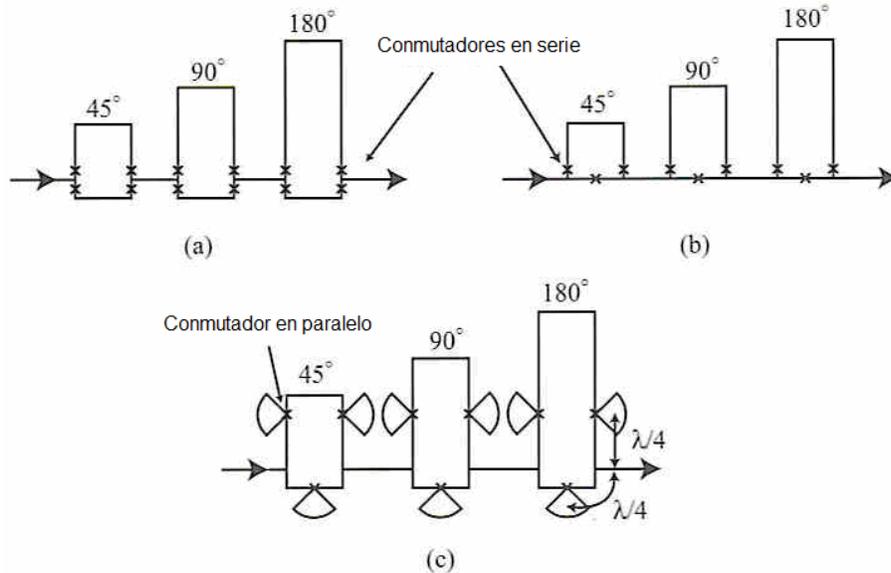


Figura 1.9. Desplazadores de fase de línea conmutada con (a,b) conmutadores en serie e (c) implementación de conmutadores en paralelo. Los stubs radiales en (c) son usados solo en los diseños sobre línea microcinta [21].

En general, y especialmente para el diseño en banda Ka, las longitudes de las líneas de retardo, las juntas de las líneas y los conmutadores capacitivos, deben ser optimizados usando modelos electromagnéticos (EM) para obtener un modelo exacto del desplazador de fase por bit.

1.4.3 Desplazadores de fase basados en conmutadores de 1:N

Los conmutadores RF MEMS de contacto de DC son una buena alternativa para utilizarlos en este tipo de desplazadores, ya que ofrecen una capacitancia en estado *alto* muy pequeña para las frecuencia entre 0.1 y 26 GHz. Un desplazador de fase de 2 ó de 3 bits puede ser fácilmente fabricado usando conmutadores 1:4 (o 1:8) como se muestra en la figura 1.10.

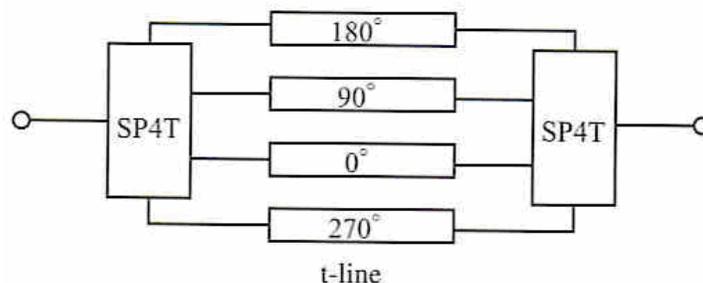


Figura 1.10. Un desplazador de fase de 2 bits usando conmutadores SP4T MEMS [21].

La diferencia esencial cuando se comparan los conmutadores p-i-n con los conmutadores RF MEMS, es el uso de líneas de polarización de 20-120 k Ω . Esto permite la fabricación de conmutadores muy compactos de SPNT sin interacción electromagnética entre la línea de transmisión y la línea de alimentación, aún si la línea de alimentación cruza sobre la línea de transmisión. La ventaja del desplazador de fase de 1:N es que la señal pasa dos veces por el RF MEMS y no cuatro veces como en el diseño estándar de 2 bits mostrado en la figura 1.9.

El principal reto del conmutador de 1:4 es el diseño de los puertos acoplados en la entrada, pues, en todo momento, hay tres conmutadores en estado *alto* y uno en estado *bajo*, lo que resulta en tres stubs abiertos conectados en la entrada de la junta de la línea de transmisión. Una pequeña inductancia de línea de transmisión debe por lo tanto ser usada para compensar el efecto capacitivo de los stubs abiertos. De esta manera, un conmutador de 1:4 puede ser diseñado con una capacitancia en estado *alto* de $C_u = 2-4\text{fF}$ y con un excelente acoplamiento de entrada y un alto aislamiento arriba de los 26GHz.

La misma idea puede ser implementada usando conmutadores capacitivos en serie. En general, para este caso, la capacitancia en estado *alto* es de 20-35 fF para un conmutador de 1:4, esto resulta en resonancias del parámetro S_{21} arriba de 12GHz. Las resonancias son debidas al pobre aislamiento de los conmutadores capacitivos en serie.

1.5 Fabricación de algunos desplazadores de fase desarrollados recientemente.

Algunos de los desplazadores de fase que a continuación se presentan [23], son los diseños de la primera generación con una excelente mejora sobre las pérdidas por bit. En general, a excepción de los desplazadores de fase de 1:N, todos son físicamente largos y no son óptimos minimizando espacio. Algunos otros, son los diseños de la segunda generación, con el propósito de ocupar mucho menor espacio y diseñados para obtener menores pérdidas que los desplazadores de fase mediante diodos p-i-n y conmutadores FET. En general, los desplazadores basados en conmutadores RF MEMS nunca serán tan pequeños como los diseñados bajo la tecnología MMIC (Micro Monolithic Integrated Circuits), pues los RF MEMS son relativamente más grandes que los FET o los diodos p-i-n construidos bajo esta tecnología.

1.5.1 Desplazador de fase Raytheon de línea reflectiva para la banda X.

Raytheon desarrolló un desplazador de fase de 2 y 4 bits con RF MEMS para la banda X, utilizando línea microcinta sobre un substrato de silicio cuyo espesor es de 500 μm (figura 1.11). Los conmutadores RF MEMS son integrados en la superficie del substrato de silicio, donde de corto a tierra son implementados usando una ligadura de línea. La línea microcinta se mantiene con potencial de 0, y las líneas de alimentación de los RF MEMS (de puente) son de 10k Ω . La línea microcinta que se encuentra por debajo del conmutador, con un ancho que va de 450 μm a 100 μm , introduce una pequeña inductancia en serie sobre la línea, despreciable para las frecuencias de la banda X. Las capacitancias que presentan

los conmutadores RF MEMS en sus dos estados, *bajo* y *alto*, son de $C_u = 35\text{fF}$ y $C_d = 3\text{pF}$ respectivamente, lo que garantiza un buen aislamiento y un buen corto a tierra. El ancho de banda del desplazador de fase esta limitado por el acoplador Lange, colocado sobre el silicio.

Un desplazador de fase de 4 bits resulta en un promedio de pérdidas de -1.5dB para las frecuencias que van de 8 a 10GHz. Un desplazador de fase de 4 bits, mediante el diseño de 2 bits con el acoplador Lange sobre un substrato de alumina, resulta en un promedio de pérdidas de -1.5dB para las frecuencias entre 8 y 10GHz, con una banda asociada de 7-11GHz ($S_{11} < -10\text{dB}$).

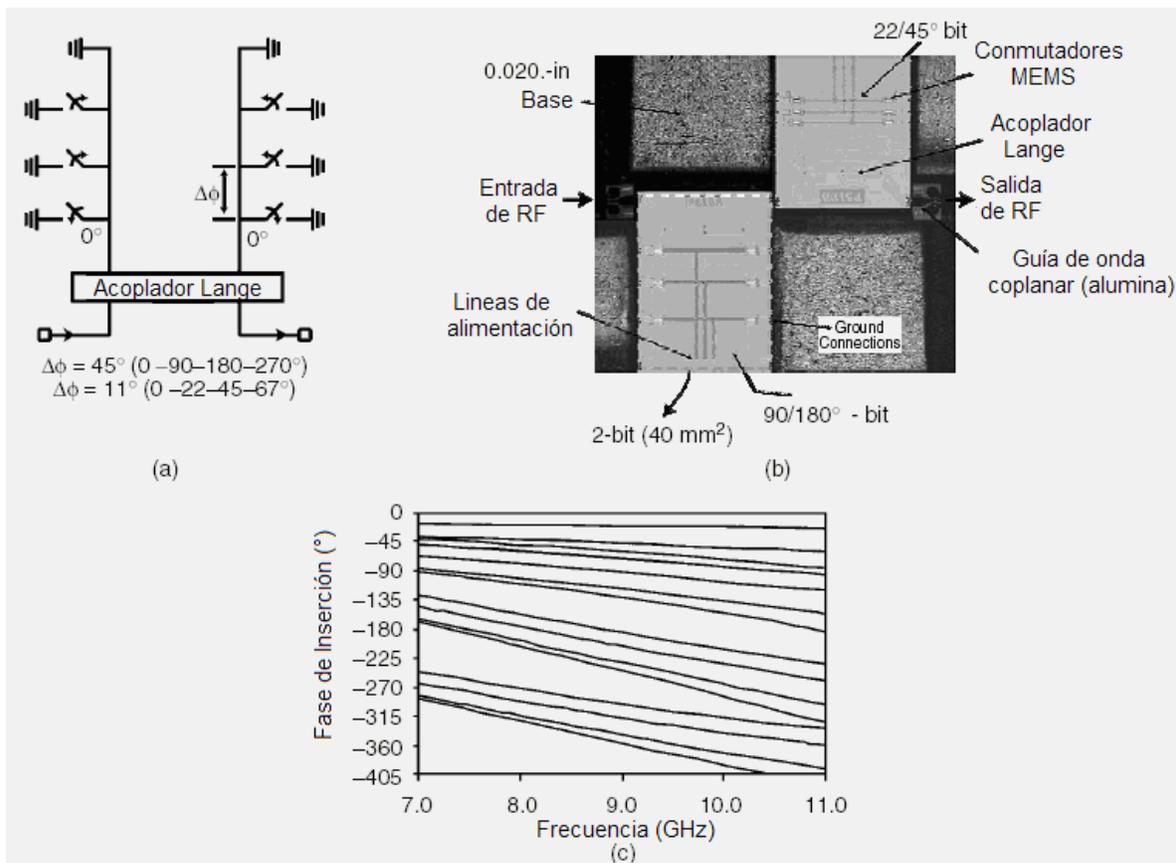


Figura 1.11. El (a) esquema del circuito, (b) una fotografía, y (c) medidas del desplazador de fase Raytheon de línea reflectiva de 4 bits (y 2 bits) [23].

El tamaño de los desplazadores de fase de 4 bits para la banda X es muy grande debido a la ausencia de los orificios de alimentación, y a la necesidad de integrar los conmutadores RF MEMS y las líneas de retraso en la superficie del substrato. Los desplazadores de fase de 90/180° y el de 22/45°, tienen un área de 24mm² cada uno, sin el acoplador Lange de 3dB. El área total de los desplazadores de fase de 4 bits es alrededor de 100mm² cuando el acoplador Lange y las conexiones con la línea de transmisión son tomados en cuenta.

1.5.2 Desplazadores de fase HRL (Línea Reflectiva Híbrida) de stub reflectivo para la banda X

El diseño del HRL está basado en stubs reflectivos, o lo que es lo mismo, por líneas de transmisión de circuito abierto. Estos stubs están conmutados usando un SP3T RF MEMS, tal como se puede apreciar en la figura 1.12. Los bits de retraso de 11.25° , 22.5° y 45° están implementados usando un acoplador Lange y tres stubs reflectivos, con longitudes eléctricas de 6° , 11.25° y 22.5° respectivamente, para la frecuencia de diseño. El retraso de fase de cero grados es proporcionado cuando ninguno de los stubs está conectado al acoplador Lange. Por lo tanto, tres stubs reflectivos con un retraso de fase de 90° , 180° y 270° son usados para sintonizar el diseño de 2 bits en $90^\circ/180^\circ$.

El desplazador de fase HRL está fabricado sobre un sustrato de constante dieléctrica bajo, y los conmutadores RF MEMS en serie están colocados uno por uno usando “epoxy” y pistas de línea seguida o “bond wires”.

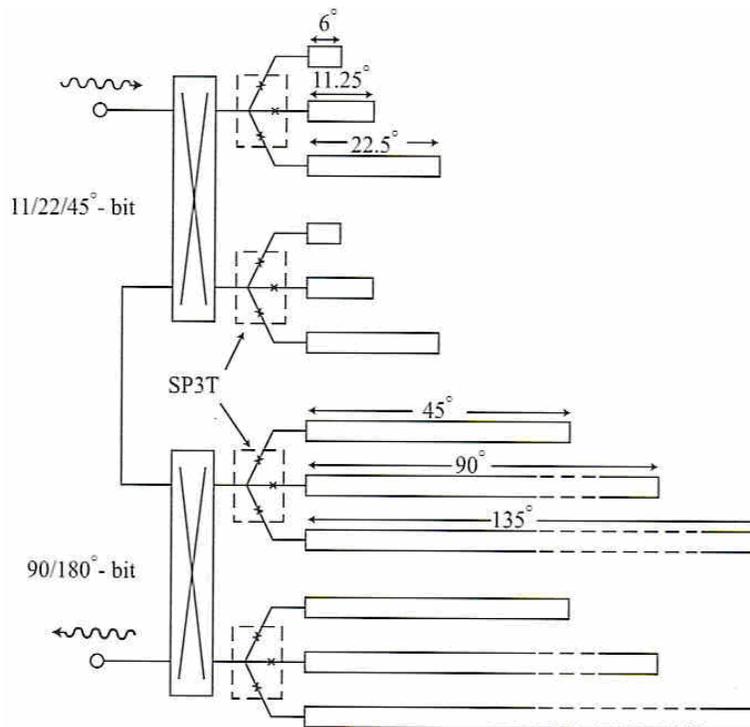


Figura 1.12. Esquema del desplazador de fase HRL de 5 bits para la banda X. Se muestra la longitud eléctrica de cada stub abierto. Los conmutadores RF MEMS de SP3T son colocados usando “epoxy” de plata sobre el sustrato de baja constante dieléctrica [23].

Los conmutadores en serie tienen una capacitancia de $C_u = 2 - 3\text{fF}$ y $R_s = 1\Omega$ que benefician al circuito sin ocasionar pérdidas. Este diseño es aceptable para la operación en la banda X, sin embargo llega a ser mucho mejor para la implementación de frecuencias en la banda K. El promedio de pérdidas de inserción para los desplazadores de 5 bits es de -1 a -1.5 dB para las frecuencias de 7 a 10GHz con $S_{11} \leq -10\text{dB}$. El área requerida para

construir el desplazador es relativamente grande, debido a que la constante dieléctrica del substrato (ϵ_r) es baja ya que requiere de una construcción de tipo híbrida.

1.5.3 Desplazador de fase Rockwell de línea conmutada con ancho de banda de 0.1-40GHz.

El centro de ciencia Rockwell desarrolló un desplazador de fase de línea conmutada de 4 bits y DC-40GHz, usando conmutadores RF MEMS en serie y línea microcinta (figura 1.13). El desplazador de fase es construido sobre un substrato de GaAs cuyo espesor es de $75\mu\text{m}$. Los conmutadores en serie tienen una capacitancia de $C_u = 2\text{fF}$ y $R_s = 1-1.5 \Omega$ permitiendo un alto nivel de aislamiento arriba de los 50GHz. Como es de considerar en esto tipos de desplazadores, se requiere de una pequeña línea de transmisión de alta impedancia para compensar el stub reactivo producido por la sección no conmutada del bit de retraso. Un excelente acoplamiento y un buen conjunto de retraso son obtenidos de 1 a 40GHz mediante este tipo de desplazadores. El promedio de las pérdidas de inserción está limitado por las pérdidas de la línea microcinta con aproximadamente -2.2dB para la banda X cuyo retraso de fase por cada bit es de 22.5° , 45° , 90° y 180° . Las pérdidas son disminuidas a -1.4dB para un diseño de 4 bits si el desplazador de fase es integrado en un substrato de $200\mu\text{m}$ de GaAs. Este es el mejor ancho de banda presentado por un desplazador de fase de este tipo hoy en día. El área del desplazador de fase de 4 bits para la banda X es de 30mm^2 , y un desplazador de fase de 2 bits basado en el mismo diseño tiene un área de 14.7mm^2 con un promedio de pérdidas de inserción de -1.0dB . Esto es una substancial reducción en área comparado con el desplazador de fase de Raython y HRL para la banda X.

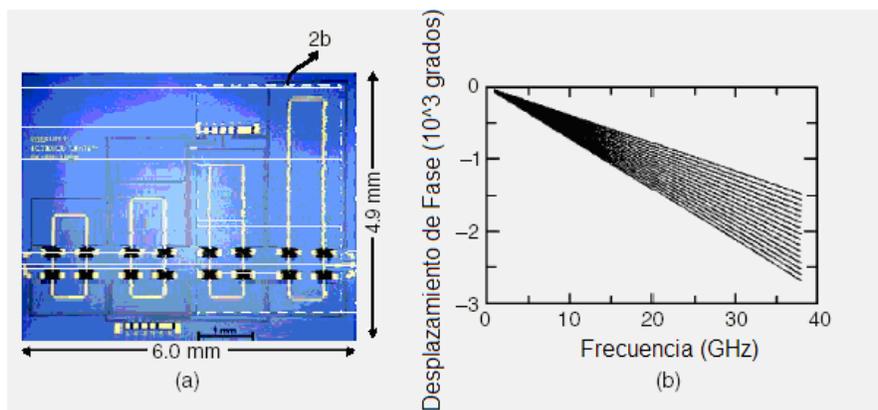


Figura 1.13 (a) Desplazador de fase Rockwell de línea conmutada de 4 bits (y 2 bits) y **(b)** mediciones del desplazador de fase de DC-40GHz [23].

También fue fabricado un desplazador de fase de 3 bits para la banda Ka sobre una lámina de GaAs de $75 \mu\text{m}$, usando líneas de retraso conmutadas obteniendo un promedio de pérdidas de inserción alrededor de -2.2 dB , con pérdidas de retorno mejores que -15dB sobre todos los 8 estados, y una exactitud de fase dentro del 2.2% de los valores de diseño para 35GHz (figura 1.14). El área del chip RF MEMS es de 9.1mm^2 . El promedio de las pérdidas de inserción de un desplazador de 3-bits para la banda Ka, podría caer hasta -1.7dB si el desplazador de fase estuviera integrado sobre un substrato de GaAs de $150\mu\text{m}$.

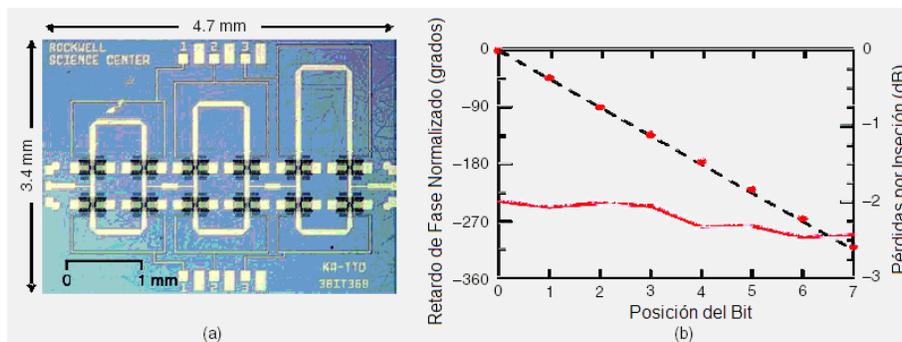


Figura 1.14. (a) Desplazador de fase Rockwell de línea conmutada y (b) mediciones de su desempeño en 35GHz [23].

1.5.4 Desplazador de fase UoM/Rockwell de línea conmutada de 1:N DC-18GHz

La universidad de Michigan y el Centro de Ciencia de Rockwell, desarrollaron un desplazador de fase de 2 y de 4 bits basados en conmutadores RF MEMS de 1:4 en serie sobre un substrato de GaAs de 200 μ m (figura 1.15). Los conmutadores en serie tienen una capacitancia de $C_u = 2$ fF y una resistencia $R_s = 1 - 1.5\Omega$. La entrada del puerto puede ser perfectamente acoplada a 20GHz usando una sección inductiva, además cuatro elementos de línea de retraso son empleados para sintetizar los 0/90/180/270° de bits en 10GHz. El área del desplazador de fase de 1:4 es de 12mm².

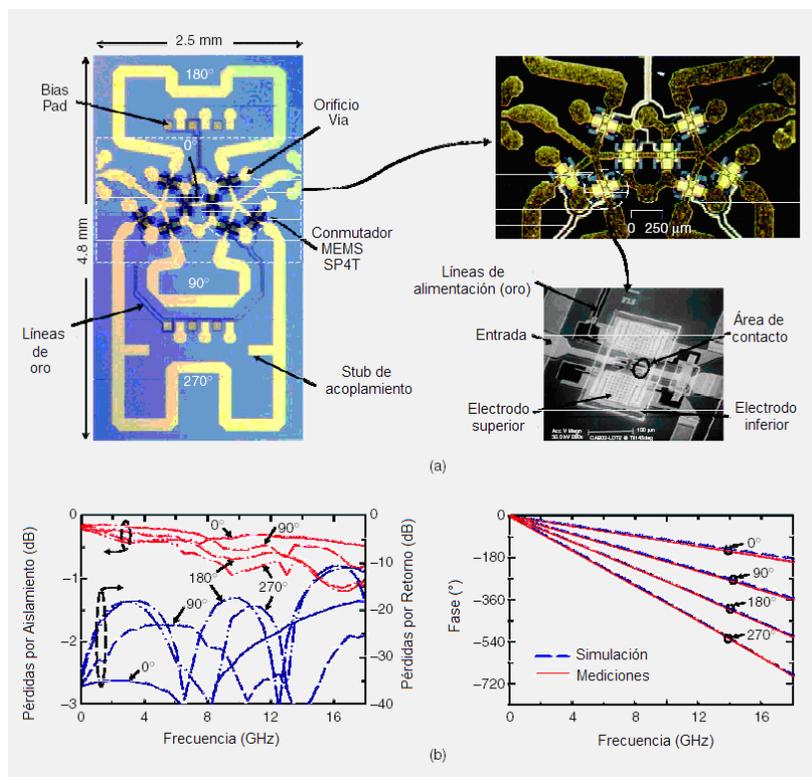


Figura 1.15. (a) Desplazador de fase de la Universidad de Michigan/Rockwell de línea conmutada SP4T de 2 bits y (b) mediciones del desempeño para DC- 18GHz [23].

En la figura 1.15(b) se puede observar que un promedio de las pérdidas de inserción se encuentra entre -0.5 a -0.6dB para frecuencias de 8 a 12GHz, y cuyo coeficiente de reflexión es mejor que -17dB para los 4 estados. También se pueden observar las diferencias encontradas en las mediciones del desplazamiento de fase, las cuales son 0, 90.1, 177.8 y 272° para 10.25GHz. Las mediciones del desplazador de fase resultaron lineales arriba de los 18GHz, haciendo de este diseño un dispositivo de retardo ideal de 10 a 18GHz. En los 18GHz, las mediciones en promedio sobre las pérdidas fueron de tan solo -0.85dB, con una pérdida de reflexión mejor a -11dB.

La figura 1.16 muestra la implementación de un desplazador de fase de 4 bits usando dos celdas en cascada de 2 bits. El desplazador de fase de 4 bits presenta un área de 21mm², y un promedio de pérdidas de inserción de -1.1dB en 10GHz, con pérdida de retorno mejor a -14dB entre las frecuencias de 8-12GHz. Este desplazador presenta una muy buena exactitud de fase de +2.3°, -0.9° para los 10GHz. El desplazador de fase de 2 y 4 bits de 1:N, representa el área más pequeña de los desplazadores de fase RF MEMS para la banda X desarrollados hasta nuestro días, con un bajo nivel de pérdidas de inserción de -0.25 a 0.3dB/bit para la banda X.

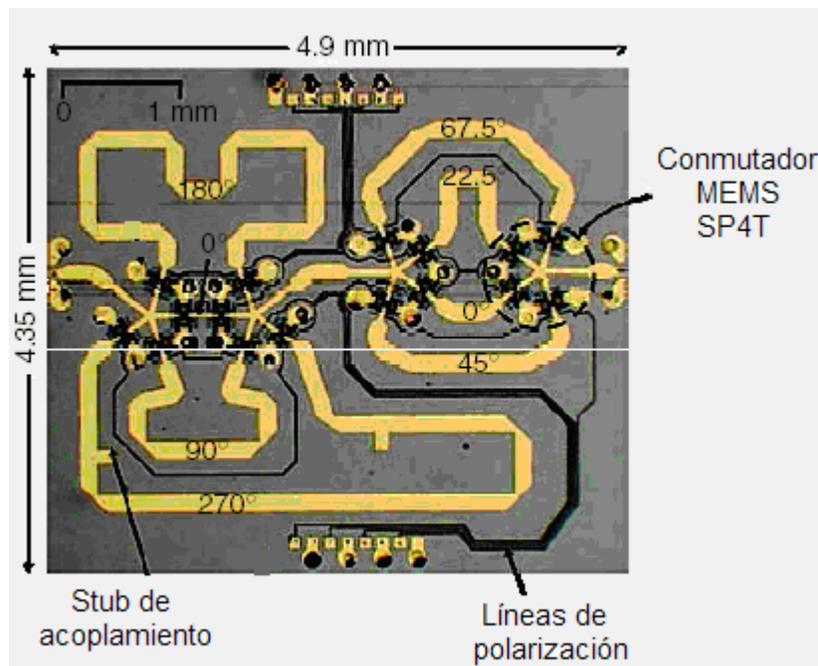


Figura 1.16. Desplazador de fase de la Universidad de Michigan/Rockwell de línea conmutada SP4T de 4 bits [23].

1.5.5 Desplazador de fase Raytheon de línea conmutada para banda Ka

Raytheon desarrolló desplazadores de fase de línea conmutada de 3 y 4 bits para la banda Ka, mediante conmutadores RF MEMS en paralelo sobre un sustrato de silicio de 150µm de espesor (Figura 1.17). En este tipo de desplazador, la línea microcinta permanece anclada en tierra de DC, y se utilizan líneas de 10kΩ para alimentar a los conmutadores RF

MEMS. Los conmutadores son conectados a un stub radial de $\lambda/4$, colocados a $\lambda_g/4$ de la junta de la línea de transmisión. La capacitancia del conmutador es de $C_u = 35\text{fF}$ y $C_d = 3\text{pF}$. La operación del desplazador de fase es simple, ya que si un conmutador paralelo es activado en el camino de referencia, esto resulta en un circuito abierto sobre la junta de la línea de transmisión forzando a que la energía fluya por la red de retraso. Tres o cuatro redes de retraso son usadas en serie para los diseños de 3 bits y 4 bits, respectivamente.

El promedio de pérdidas de inserción es de -1.7dB y de -2.2dB para los diseños de 3 y 4 bits, respectivamente, con una banda asociada de 32 a 36GHz ($S_{11} \leq -10\text{dB}$).

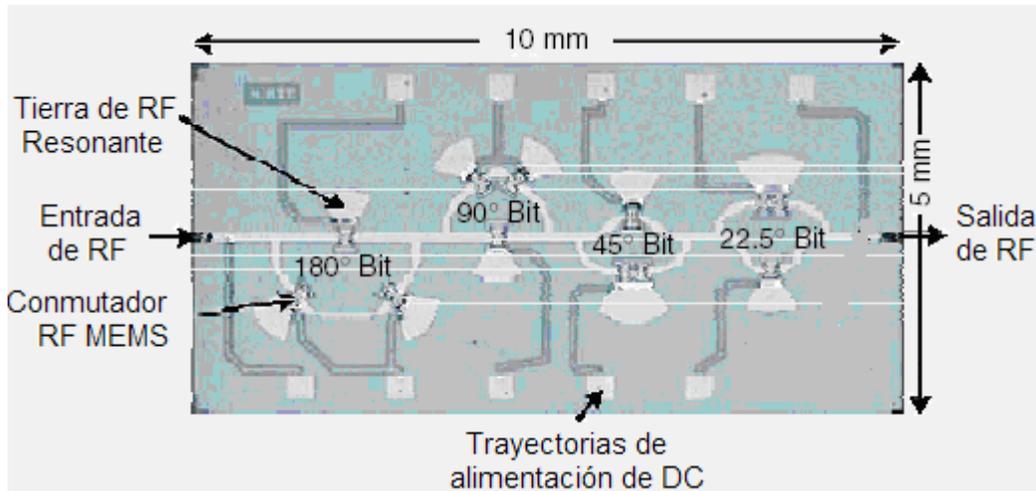


Figura 1.17. Desplazador de fase Raytheon de línea conmutada para la banda Ka [23].

Todos los estados fundamentales de fase están dentro de los 13° . El área del desplazador de fase para la banda Ka es de 40 y 50mm^2 para el diseño de 3 y 4 bits, y pueden ser reducidos del 15 al 20% con una línea de transmisión y de alimentación más compactas. El desempeño del desplazador es dominado por las pérdidas de la línea microcinta, además una pérdida alrededor de -1.5 y de -1.8dB , para los diseños de 3 y 4 bits, pueden lograrse si los desplazadores de fase son implementados en cuarzo o en substratos con constante dieléctrica baja.

1.6 Diseño de un desplazador de fase basado en el Principio de Fox con diodos p-i-n.

Hasta este punto hemos analizado algunos de los desplazadores más sobresalientes que emplean RF MEMS en su construcción, no obstante, el desempeño de los dispositivos se ha visto limitado debido a las pérdidas que representan las líneas de transmisión. En general, los desplazadores de fase basados en líneas de transmisión no permiten explotar todas las ventajas que ofrecen los RF MEMS, es por ello que existe una nueva alternativa para construir desplazadores de fase basados en el *Principio de Fox*.

El *Principio de Fox* es un método efectivo que tiene la ventaja de proporcionar pequeños errores de fase, bajas pérdidas de inserción y una rápida operación de desplazamiento. Además, su efectividad se ve beneficiada debido a la ausencia de amplificadores de bajo costo, que se requieren en otros desplazadores de fase con una etapa de amplificación.

Para poder comprender la teoría fundamental del *Principio de Fox* [16], es necesario observar la figura 1.18, pues constituye la sección de control que permite obtener los cambios de fase.

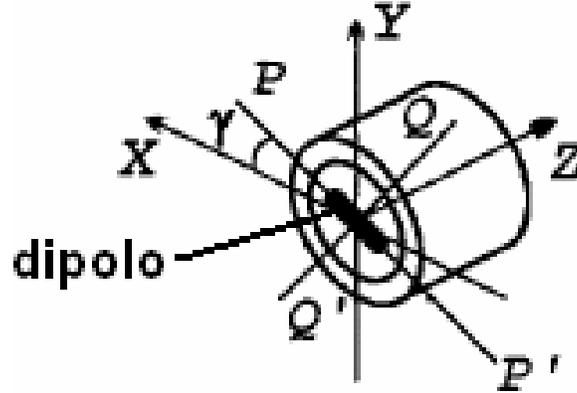


Figura 1.18. Sección de control para la aplicación del Principio de Fox mediante una sección de guía de onda circular y un dipolo en la sección transversal de la guía[16].

La sección de control es una sección de guía de onda circular, terminada en corto circuito, con un diafragma de control sobre la sección transversal de la guía de onda. De esta forma, el *Principio de Fox* establece que cuando una onda con polarización circular, como la de la expresión (1.1), incide sobre la sección de control con dirección sobre el eje Z (figura 1.18), la sección de control proporciona diferentes coeficientes de reflexión, Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , obtenidos de los dos modos de polarización lineal ortogonales entre sí, con vectores del campo eléctrico, \vec{E} , paralelos a los ejes PP' y QQ', respectivamente.

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{-j\beta z} \dots(1.1)$$

Donde E_0 es la amplitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y , son los vectores unitarios en la dirección X y Y, y $j = \sqrt{-1}$.

La onda reflejada puede expresarse como la suma de dos ondas de polarización circular, como se aprecia en la expresión (1.2).

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\perp} - \Gamma_{\parallel})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{j\beta z} + 0.5E_0(\Gamma_{\perp} + \Gamma_{\parallel})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{j\beta z} \dots(1.2)$$

donde γ es el ángulo entre los ejes X y PP'.

La primera componente de la suma de la expresión (1.2), es una onda de polarización circular con la misma dirección de rotación del vector de la onda incidente \vec{E}_i , y su magnitud puede controlarse mediante la sección de control y su fase mediante el cambio del ángulo γ , por lo que se le conoce como *onda controlada*. La segunda componente de la suma de la expresión (1.2), es la onda con la dirección de rotación opuesta del vector \vec{E}_i , y es conocida como *onda no controlada*. De esta manera, la sección de control puede garantizar la máxima amplitud de la onda controlada cuando se cumple la expresión (1.3).

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \dots(1.3)$$

Ya que en este caso, la magnitud de la onda no controlada es igual a cero y la sección de control posee las menores pérdidas de inserción posibles.

La forma más fácil de realizar la sección de control, puede ser mediante el empleo de un dipolo de $\lambda/2$ terminado en corto circuito como se observa en la figura 1.18, ya que se puede instalar en la sección transversal de la sección de la guía de onda de $\lambda/4$, terminada en corto circuito. El dipolo de $\lambda/2$ es capaz de reflejar una onda con modo de polarización lineal TE_{11} , cuyo vector \vec{E}_i sea paralelo al dipolo, y dejar pasar una onda con polarización TE_{11} con vector \vec{E}_i perpendicular al dipolo. De esta forma, un desplazamiento de fase de 180° aparece entre las ondas ortogonales de la onda reflejada. Por lo tanto, al rotar el dipolo se puede controlar la fase de la onda reflejada. Sin embargo, la velocidad del cambio de fase no es suficiente para las aplicaciones de los sistemas de comunicación, de ahí que surja el interés por una simulación electrónica de la rotación mecánica.

No obstante, los dispositivos basados en este principio presentan la desventaja de trabajar solo para un rango de frecuencias determinado, pues al trabajar con un anillo resonador, implica que existe una frecuencia de resonancia y una banda de frecuencias asociada, en las cuales se producen las menores pérdidas posibles, permitiendo que se generen los desplazamientos de fase requeridos y que se cumpla con la teoría del principio.

Un ejemplo de la aplicación del *Principio de Fox*, es un desplazador de fase de 2 bits basado en diodos p-i-n para la banda X [12] (figura 1.19). Este dispositivo consiste en un anillo resonador, colocado dentro de una sección de guía de onda circular terminada en corto circuito. El anillo es un diafragma de control, cuyo perímetro es aproximadamente igual a la longitud de onda de la señal, en el cual se encuentran 4 stubs colocados radialmente sobre los cuales están conectados los diodos p-i-n. La posición angular de cada stub obedece al desplazamiento de fase deseado, proporcionando desplazamientos de fase de $0, 90, 180$ y 270° . Por su parte, los diodos p-i-n son los conmutadores que permiten que la onda excite a alguno de los stubs, generando el cambio de fase deseado.

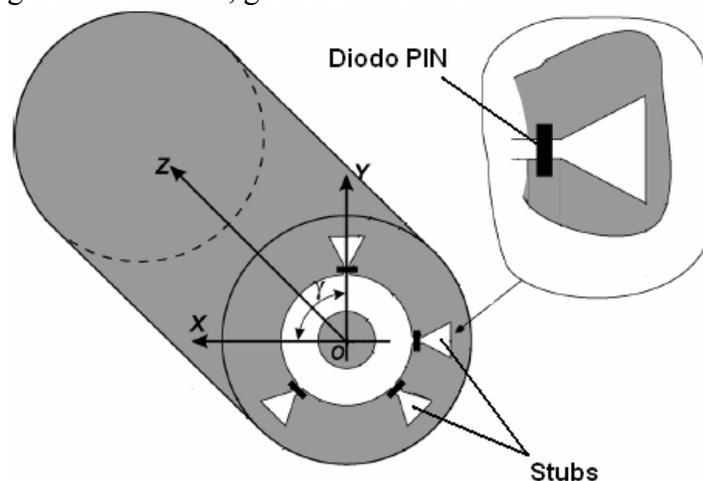


Figura 1.19. Diseño de un desplazador de fase de 2-bits para la banda X [12].

Con el desarrollo de este dispositivo, se lograron obtener pérdidas por inserción menores a -0.5 dB en la banda de 9.75-11.25 GHz, con un error de fase que no supera los 11° para la misma banda. Los principales beneficios de este dispositivo son la reducción de las pérdidas por inserción y los bajos costos que representa su fabricación, ya que su construcción se desarrolló sobre un sustrato comercial conocido como Rogers RT/duroid 5880, en el cual se soldaron los diodos p-i-n empleando un dieléctrico BCB para garantizar el aislamiento de las líneas de alimentación. En la figura 1.20, se presenta la gráfica que relaciona las pérdidas de inserción respecto a la frecuencia para los diferentes desplazamientos de fase.

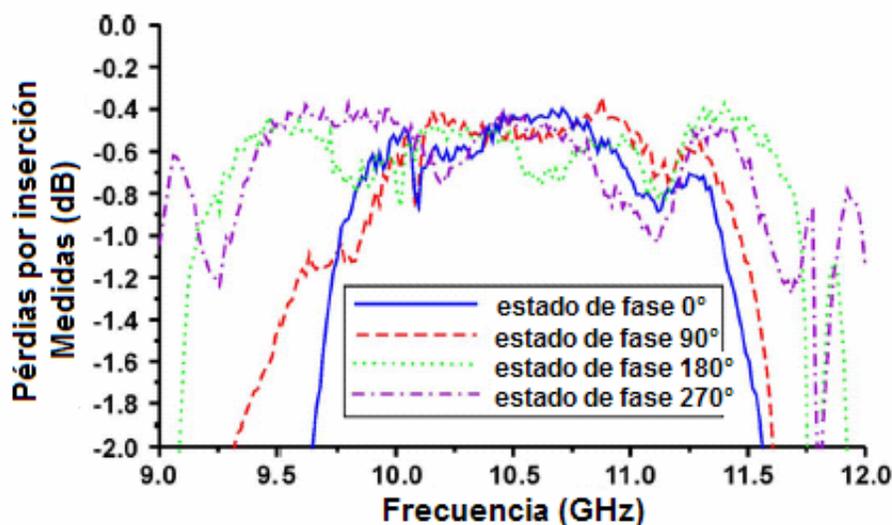


Figura 1.20. Medición de las pérdidas de inserción del desplazador para las diferentes fases [12].

Hasta el momento, es posible considerar a este tipo de desplazador como uno de los que presenta bajas pérdidas de inserción (mejores que -0.5 dB) y bajo costo de fabricación, comparado con los expuestos anteriormente. Además, este desplazador ha sido desarrollado a base de materiales y principios básicos que permiten desafiar los diseños basados en alta tecnología, y que representan un alto costo de producción, proporcionando una alternativa efectiva y barata de construir.

En consecuencia, surge nuestra inquietud por diseñar y probar el mismo desplazador de fase basado en conmutadores RF MEMS, con el propósito de mejorar sus características de desempeño, disminuyendo las pérdidas de inserción, aumentando el ancho de banda, esto debido al mayor aislamiento que presentan los conmutadores, y a la reducción del costo de producción, construido a base de procesos sencillos y bajo materiales comercialmente fáciles de adquirir. Esto último se debe a que el costo de un diodo p-i-n, respecto al costo general del desplazador de fase, representa una inversión significativa, pues el precio aproximado de un diodo se encuentra alrededor de los \$20 dólares, lo que representa una inversión considerable cuando se requiere la producción en serie de los desplazadores.

En general, para garantizar el perfeccionamiento del desplazador de fase, es primordialmente necesario diseñar adecuadamente un conmutador RF MEMS, que proporcione mejores condiciones de desempeño, que las obtenidas mediante el diodo p-i-n, y que represente una reducción significativa en el costo de producción. De esta manera, en el siguiente capítulo analizaremos los procesos de fabricación de los RF MEMS, con el fin de adecuarlos a los procesos conocidos en nuestro laboratorio UNAMems y diseñarlo de la forma más fácil, para garantizar iguales o mejores condiciones de las que un diodo p-i-n puede proporcionar.

1.5 Conclusiones

- 1.- Las antenas en arreglo de fase son indispensables para generar patrones de radiación dinámicos que satisfagan las demandas de los nuevos sistemas de comunicación.
- 2.- Los desplazadores de fase son el corazón de las antenas en arreglo de fase, pues son los que se encargan de modificar la fase de las ondas electromagnéticas radiadas por los elementos de un arreglo.
- 3.- Las principales limitaciones a las que se enfrentan los sistemas de radar y de comunicaciones comerciales son: la potencia requerida, el ancho de banda disponible, el espacio físico y el costo de sus elementos.
- 4.- Es indispensable que los desplazadores de fase sean eficientes para su operación en altas frecuencias, proporcionando bajas pérdidas, mayor ancho de banda, bajo consumo de potencia y de costo.
- 5.- Los desplazadores de fase basados en elementos de estado sólido (p-i-n y FET) sobre sustratos de Si o de GaAs, representan pérdidas significativas para su uso en altas frecuencias, así como un alto costo de producción.
- 6.- Los RF MEMS representan un buen reemplazo de los conmutadores de estado sólido en los desplazadores de fase, debido a su ahorro de potencia, su alto aislamiento, sus bajas pérdidas de inserción y su bajo costo de producción.
- 7.- Los desplazadores de fase basados en RF MEMS sobre líneas de transmisión, no permiten explotar todas las ventajas que ofrecen los RF MEMS debido a las pérdidas que representan las propias líneas de transmisión.
- 8.- Las menores pérdidas por inserción obtenidas de los desplazadores de fase basados en RF MEMS, sobre líneas de transmisión, son de -1dB para banda X y -1.7dB para banda Ka.
- 9.- El *Principio de Fox* es un método que permite realizar desplazadores de fase con pequeños errores de fase, bajas pérdidas de inserción y rápida operación.

10.- El desplazador de fase basado en diodos p-i-n con aplicación del *Principio de Fox*, proporciona menores pérdidas por inserción y menores costos de producción, respecto a los basados en líneas de transmisión.

11.- Es indispensable diseñar un desplazador de fase con aplicación del *Principio de Fox* basado en RF MEMS, para disminuir el costo de producción e igualar las características de funcionamiento respecto al construido con diodos p-i-n.

2. Procesos de fabricación de un conmutador RF MEMS.

Con el contenido de este capítulo pretendemos dar a conocer brevemente los diferentes procesos de fabricación que se utilizan para la construcción de un conmutador RF MEMS, además, presentamos el proceso general utilizado para fabricar RF MEMS sobre substratos PCB (Printed Board Circuit), ya que representa uno de los procesos más eficaces y apegados a lo que podemos realizar en nuestro laboratorio UNAMems, con el propósito de sustituir aquellos basados sobre obleas de silicio(Si) o de arseniuro de galio(GaAs), donde sus costos de fabricación y las pérdidas en microondas, se elevan considerablemente.

2.1 Procesos de fabricación de un conmutador RF MEMS.

Para llevar a cabo la fabricación de un RF MEMS, es necesario conocer los diferentes procesos que se requieren para crear los elementos que integran a un conmutador. Existen procesos que se encargan de la producción de substratos; los de deposición de películas delgadas de algún metal, para la formación de puentes o de vigas; los de ataque que permiten liberar las membranas de los conmutadores y los que se encargan de definir los patrones de las máscaras para formar la geometría del conmutador.

Uno de los procesos más comunes que se lleva a cabo en la fabricación de un RF MEMS, es la deposición de una película delgada de algún metal, pues permite formar una capa muy delgada del metal sobre un sustrato, mediante diferentes técnicas de deposición que se eligen considerando las propiedades del sustrato. Algunas de las técnicas que se emplean para este propósito son la electrodeposición, el “sputtering”, el “spin-coating”, los de reacción química, entre otros.

La electrodeposición utiliza materiales conductores debido a que consiste en sumergir, en una solución líquida o electrolito, dos electrodos en donde uno de estos es conectado al sustrato generando una diferencia de potencial para crear una reacción de oxidoreducción, permitiendo que se adhiera parte del metal de la solución al sustrato, ocasionando que un gas se genere en el otro electrodo [26].

La deposición de películas delgadas, utilizando la técnica de “sputtering”, es una técnica que se basa en introducir en una cámara de vacío un objetivo de material fuente y un sustrato. Durante el proceso se inyectan iones de un gas inerte para bombardear al material, provocando que se desprendan átomos del mismo, los cuales se depositaran en forma de película sobre todas las paredes del interior de la cámara y sobre el sustrato.

El “spin-coating” ó cubierta por giro, es una técnica en la cual un material líquido se disuelve en un solvente, permitiendo que éste adquiera una consistencia tal que pueda ser esparcido por rocío (spraying), o bien haciendo que el sustrato gire a una velocidad constante (spining), para que se forme una película uniforme sobre la superficie del sustrato. Esto es útil al trabajar con materiales a base de polímeros, como lo son las fotorresinas.

Existe otra técnica de deposición por medio de una reacción química, el CVD (Chemical Vapor Deposition). En este proceso el sustrato es colocado dentro de un reactor que proporciona una gran cantidad de gases. Su funcionamiento se basa en la reacción de todos los gases proporcionados, cuyo producto sólido se incrusta sobre la superficie del sustrato. Este proceso se divide en dos procesos: el LPCVD (Low Pressure CVD) y el PECVD (Plasma Enhanced CVD). El LPCVD produce capas uniformes con buenas características de grosor y de material, sin embargo requiere de altas temperaturas de deposición (mayores a 600°C). El PECVD puede operar a menores temperaturas (menores a 300°C), con películas de menor calidad [6].

Otro de los procesos que se utilizan, en la producción de los RF MEMS, es la definición de patrones. Éste proceso se lleva a cabo con la ayuda de diferentes máscaras y con materiales que son sensibles a la luz. Generalmente se realiza mediante técnicas litográficas, donde tiene lugar la técnica conocida como LIGA (Lithographie, Galvanoformung and Abformung).

El proceso de fotolitografía es de gran importancia en la construcción de RF MEMS, ya que es posible crear diferentes patrones en 3D sobre un sustrato tal como se mencionó con anterioridad, utilizando máscaras trazadas sobre acrílico transparente o vidrio, las cuales contienen superficies cubiertas o descubiertas (obscuras o transparentes), dependiendo del diseño que se desee crear. Dichas máscaras sirven para cubrir películas de materiales fotosensibles, como las fotorresinas, que poseen la propiedad de cambiar su resistencia química al ser expuestas a la luz. Existen dos tipos de fotorresinas, las positivas y las negativas, donde la parte expuesta a la radiación de una resina positiva se eliminada durante el revelado, mientras que para las resinas negativas ocurre lo contrario, pues la parte expuesta a la luz se conserva haciendo que el resto sea eliminado. En la figura 2.1 se puede apreciar lo anterior.

La resina que se queda sobre el sustrato puede tener varios propósitos, uno de ellos es cubrir al material que se encuentra debajo para protegerlo durante un ataque; otro puede ser para formar los relieves necesarios para la deposición de materiales.

Un paso importante dentro de la fotolitografía es la alineación de máscaras, esto con el objetivo de hacer un diseño complejo en varios pasos litográficos. Para poder alinear dos máscaras de manera exacta es necesario hacer marcas de alineación, estas marcas funcionan como referencia para colocar las máscaras de los procesos consecutivos. Aún cuando se cuenta con dichas marcas, la alineación es tan complicada como el equipo de transferencia lo requiera, así como de los materiales y sustancias de ataque que se empleen durante el proceso de fabricación.

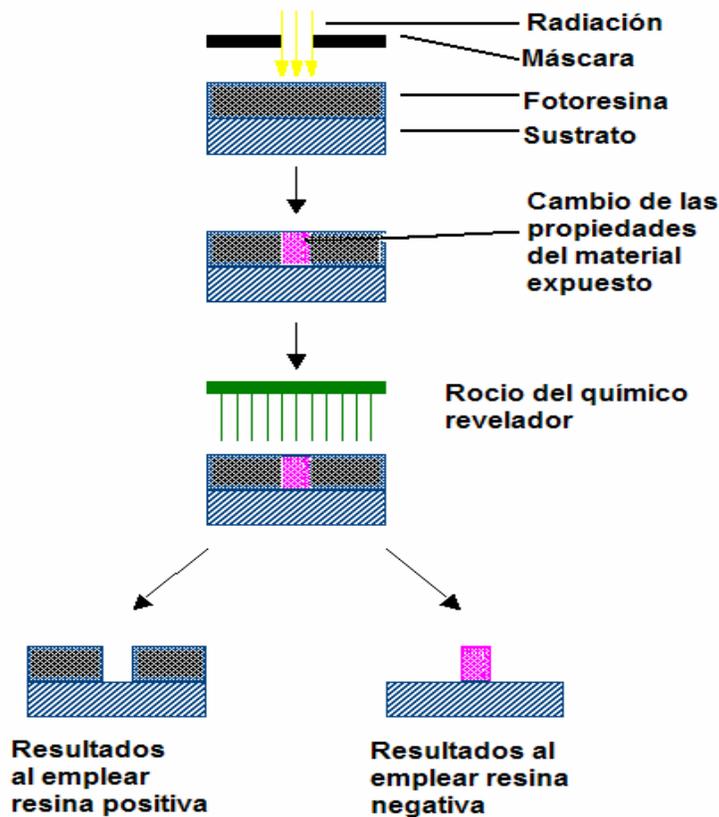


Figura 2.1 Uso de fotorresinas positivas y negativas.

Para dar forma a las diferentes partes de un RF MEMS, muchas veces es necesario disolver parte del material depositado en etapas previas o bien el mismo sustrato. Para lograr esto se cuenta con un proceso que se conoce como ataque. Los ataques son de dos tipos, el húmedo y el seco. El ataque húmedo consiste en sumergir al sustrato en una solución que sea capaz de disolver al material deseado, es una técnica simple pero presenta dificultades, ya que debe elegirse una resina que sirva como máscara para que no reaccione con la sustancia atacante. Se pueden presentar dos cortes diferentes al llevar a acabo un ataque húmedo, esto debido a las características del material a atacar, pueden ser de tipo isotrópico o anisotrópico, este último presenta una velocidad de ataque diferente en cada sección del material, por lo que es imposible lograr cortes verticales exactos; por su parte los ataques isotrópicos atacan el material por debajo de la máscara a una distancia igual al grosor del sustrato que se está atacando, por tal motivo, es importante la planeación del diseño y la alineación de máscaras, ya que estos procesos resultan en una disminución del espacio disponible.

En particular el ataque seco presenta tres variantes: el ataque iónico reactivo (RIE); el ataque por fase de vapor; y el ataque por bombardeo. Son recomendables en los casos que se trabaja con películas muy delgadas o se desean paredes completamente verticales, no obstante estas técnicas son muy costosas. La figura 2.2 presenta un esquema general de los diferentes procesos de fabricación de un conmutador RF MEMS.

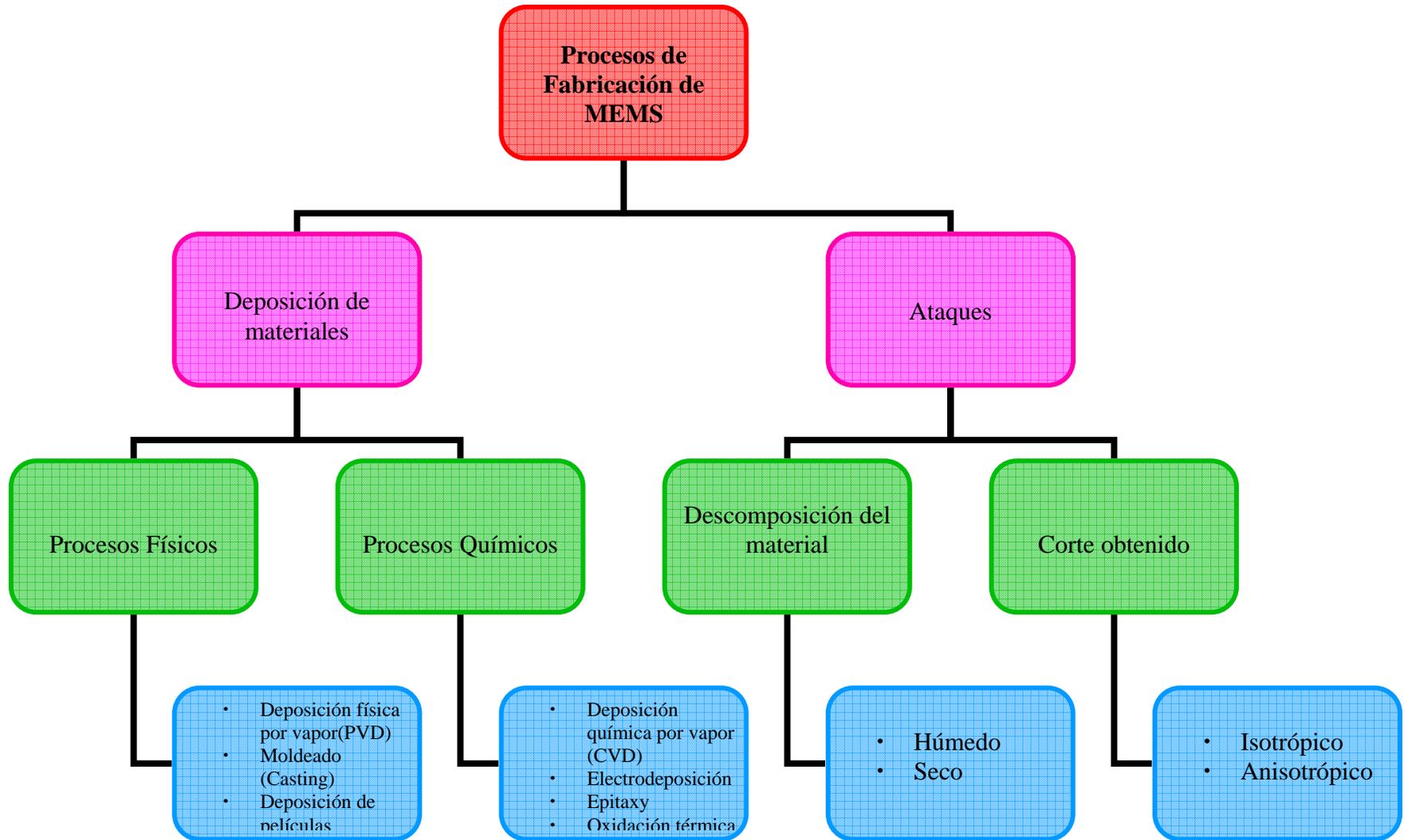


Figura 2.2. Esquema general de los diferentes procesos de fabricación de un conmutador RF MEMS

2.2 Proceso general para la construcción de RF MEMS sobre sustratos PCB.

Durante los últimos años, la mayoría de los RF MEMS han sido construidos sobre obleas de silicio de alta resistividad o sobre sustratos de GaAs (arseniuro de galio), o también sobre los de cuarzo, empleando tecnología de microfabricación de semiconductores.

Para facilitar la construcción de los conmutadores RF MEMS y mejorar su integración con otros componentes de RF (radiofrecuencia), tales como las antenas, los desplazadores de fase, los filtros sintonizados, los circuitos de microondas y las guías de ondas, ha sido necesario desarrollar una nueva técnica que permita hospedar a todos estos componentes de RF, indispensables en el desarrollo de una cierta aplicación, sobre sustratos comerciales.

Uno de los procesos más conocidos para la integración de los conmutadores RF MEMS, es el proceso desarrollado sobre los sustratos PCB (Printed Circuits Board) [6], los cuales requieren de una técnica de planarización de superficie. Las principales características que se requieren conocer sobre el sustrato son, el rango de la constante dieléctrica que el sustrato puede proporcionar, el grosor y la tangente de pérdidas.

El objetivo principal es poder realizar un proceso que permita integrar monolíticamente al conmutador RF MEMS sobre el sustrato, con el fin de garantizar el bajo costo y mejorar las características de desempeño de los dispositivos en altas frecuencias. Existen tres factores indispensables que deben ser considerados para el desarrollo de cualquier conmutador RF MEMS sobre el sustrato PCB: el primero consiste en reducir la rugosidad de la superficie de la capa de cobre en unas cuantas decenas de nanómetros; el segundo requiere de la planarización de la capa de cobre; y por último es necesario desarrollar todo el proceso de fabricación por debajo de los 220°C, con el fin de evitar la destrucción del PCB.

Uno de los procesos utilizados para la planarización es el conocido como COMP, el cual consiste en colocar una capa de fotorresina por giro o “spin” sobre el cobre, con el fin de aplicar una presión de aproximadamente 40psi a una temperatura de 110°C. Para reducir la rugosidad de la superficie de cobre, se emplea un proceso químico o mecánico que garantice una disminución entre 0.5 y 1µm de las imperfecciones de la superficie.

Uno de los problemas más típicos que se presenta en el proceso de planarización del PCB es la generación de pequeños agujeros (figura 2.3). Esto es debido a que durante el proceso es posible que ciertas burbujas de aire queden atrapadas en la fotorresina y tiendan a escaparse cuando la temperatura se eleve, produciendo una deformidad en la capa y ocasionando que la membrana depositada sobre ésta, falle rompiéndose durante su actuación.

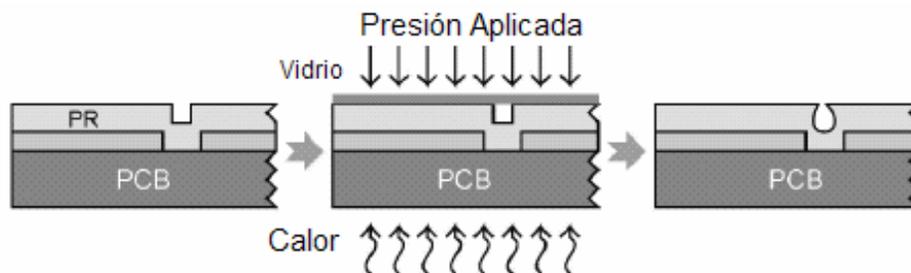


Figura 2.3. Formación de agujeros durante el proceso COMP [6].

En general, el seguimiento que se tiene para desarrollar conmutadores que requieren de la liberación de su membrana, es prácticamente el mismo a diferencia de que algunos emplean más o menos procesos dependiendo de la configuración del conmutador. A continuación se describe uno de los métodos mejorados para la fabricación de un conmutador RF MEMS de membrana, en el cual se emplea un “polyimide” para la planarización del sustrato PCB.

La superficie del PCB, constituida por cobre de $17.5\mu\text{m}$ de espesor, es atacada mediante ácido clorhídrico férrico para formar discontinuidades en la superficie sin dañar las propiedades del dieléctrico, figura 2.4a y 2.5. Posteriormente se planariza la superficie mediante un “polyimide”, que es colocado por un proceso de giro o de “spin”, dejando un espesor de 18 a $20\mu\text{m}$. La superficie de la capa toma la forma del cobre tal y como se observa en la figura 2.4b y 2.6. Una vez que ha sido planarizada la superficie del sustrato, se puede comenzar el proceso de micromaquinado en el que se utiliza la fotorresina, como capa de sacrificio, y el metal para la fabricación de la membrana.

El “polyimide” también debe ser planarizado con el fin de solo dejar cubiertos los huecos en el cobre, para ello se emplean dos procesos. El primero consiste en pulir el sustrato con una fina capa de $0.5\mu\text{m}$ de SiC, pues es una sustancia abrasiva que remueve al “polyimide”. No obstante, esta sustancia produce varias raspaduras y cortes sobre la superficie que pueden ocasionar discontinuidades del metal o del dieléctrico que vaya a ser depositado. Por lo tanto, se emplea una capa delgada y un abrasivo para reducir al mínimo estas imperfecciones sobre la superficie. La capa delgada esta hecha de material de nylon y el abrasivo es una solución diamante de $6\mu\text{m}$ que permite un pulido fino sobre la superficie (figura 2.4c), puliendo entre 30 a 50nm.

En continuación con la deposición de materiales, una capa de nitruro de silicio de 200nm es depositada sobre el PCB como dieléctrico mediante los procesos de HDICP (High Density Inductively Coupled Plasma) CVD (figura 2.4d). Posteriormente, la capa de nitruro es estampada por la fotorresina y sometida a un ataque húmedo de ión reactivo RIE. Sin embargo el PECVD y CVD son los métodos más comunes para depositar la capa de nitruro sobre sustratos de RF convencionales. Experimentos realizados mediante estas técnicas, han demostrado tener un excelente desempeño de RF y características dinámicas parecidas a los producidos en sustratos de semiconductores.

Para fijar y mantener la membrana metálica del conmutador elevada a $6\mu\text{m}$ de la superficie del sustrato, se utilizan dos postes electrodepositados (figura 2.4e). Después, una capa de fotorresina colocada por “spin” de 4 a $8\mu\text{m}$ que sirve para soportar la membrana de actuación, donde es necesario que la fotorresina sea precalentada para

disminuir la cantidad de solvente y evitar que se generen defectos. De ahí que la membrana sea depositada sobre la fotorresina, colocando una película delgada de $0.5\mu\text{m}$ de aluminio, por medio de un proceso de evaporización térmica. Por último la membrana es liberada sumergiendo el sustrato en acetona para remover la capa de sacrificio, además de usar metanol caliente como un agente limpiador para garantizar la remoción perfecta de la fotorresina (figura 2.4f).

El último paso consiste en remover el “polyimide”, ya que al retirarlo permite reducir las pérdidas de RF a través de la guía de onda (figura 2.4g). El único inconveniente de usar “polyimide”, tiene que ver con el cuidado de la temperatura aplicada, pues si ésta no se controla el “polyimide” puede carbonizarse y dejar un residuo que prácticamente es imposible de retirar. La figura 2.7 muestra un conmutador RF MEMS típico construido sobre PCB.

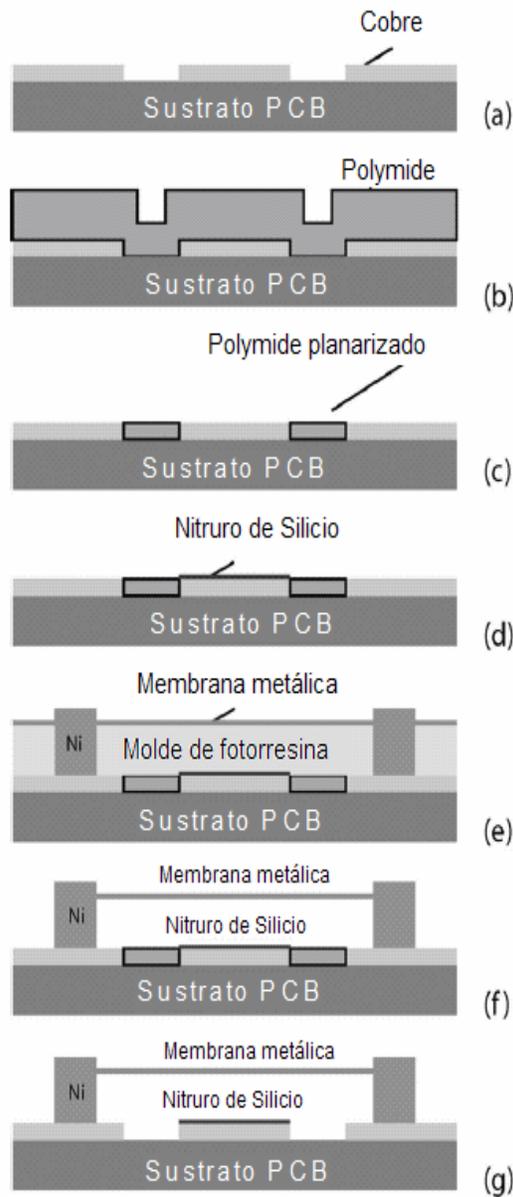


Figura 2.4. Proceso de fabricación. (a) ataque de cobre. (b) aplicación del polyimide. (c) planarización (d) formación del dieléctrico. (e) postes y deposición de membrana. (f) liberación de la membrana. (g) retiro del polyimide [6].

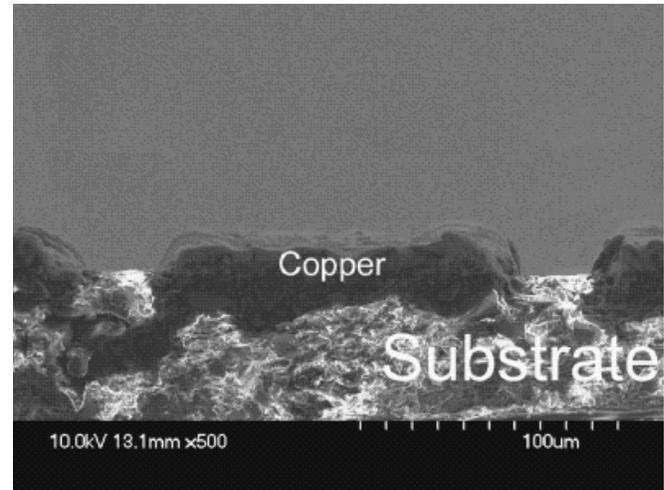


Figura 2.5. Guía de onda coplanar después del ataque al cobre.

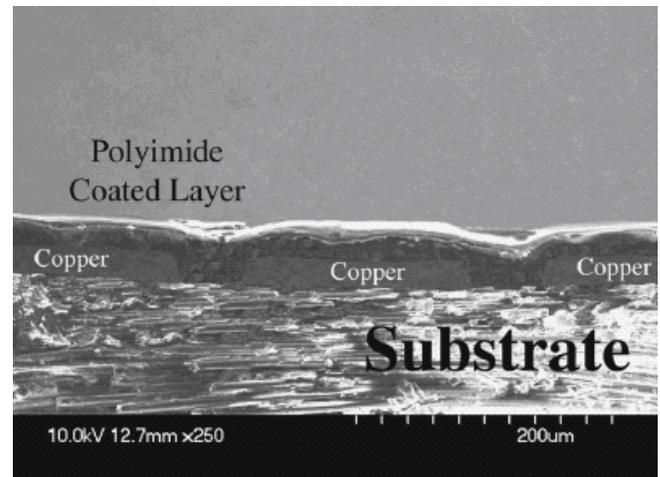


Figura 2.6. Aplicación del polyimide.

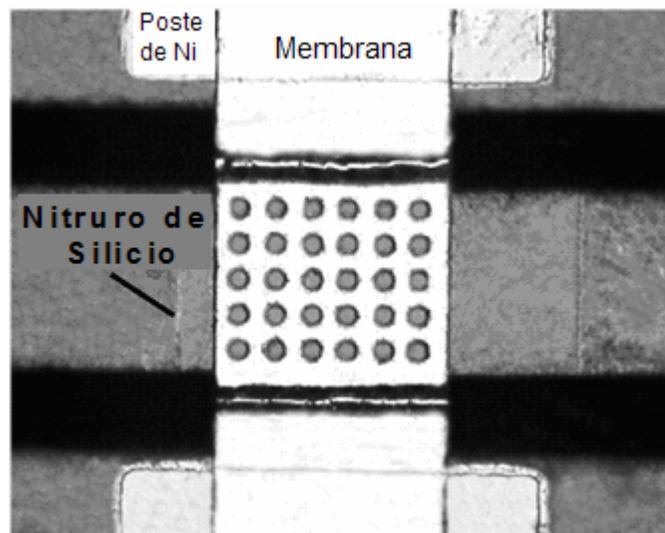


Figura 2.7. Un RF MEMS típico construido sobre un sustrato PCB con liberación de membrana [6].

Como hemos visto, los procesos que se pueden emplear para la construcción de un conmutador RF MEMS pueden ser distintos, no obstante todos basan su procedimiento en tratar de liberar una membrana y en garantizar la actuación de un conmutador, ya sea sobre obleas de silicio o sobre de GaAs, o sobre los sustratos comerciales que sustituyen a los más caros, utilizando diferentes procesos de deposición de materiales y de ataque. Sin embargo para nuestro propósito, es necesario conocer un proceso práctico y eficaz que pueda ser llevado a cabo en nuestro laboratorio. Por ello hemos descrito uno de los procesos que basa la construcción de un conmutador en forma de puente, es decir fijo por sus dos extremos, siguiendo el proceso general de conmutadores construidos con materiales comunes sobre un sustrato PCB. De ahí que podamos fundamentar el diseño y el proceso de fabricación de nuestro conmutador RF MEMS, ya que es muy importante respaldar el proceso de construcción en un proceso ya probado y que garantiza el funcionamiento de actuación de un conmutador, debido a los resultados obtenidos por dicho proceso.

La optimización del conmutador sobre las pérdidas por retorno y el aislamiento, son parte del reto de nuestro diseño. Es por ello, que en el siguiente capítulo presentaremos todo el proceso de diseño requerido para desarrollar el conmutador RF MEMS, que sustituirá al diodo p-i-n sobre el desplazador de fase de 2 bits para banda X, basado en el *Principio de Fox* del capítulo anterior.

2.3 Conclusiones

- 1.- Es importante conocer los métodos y procesos de fabricación antes de comenzar con el diseño de un RF MEMS, para elegir de manera adecuada los materiales y técnicas a emplear en la construcción, así como también para medir la factibilidad en la fabricación del dispositivo.
- 2.- La técnica de construcción de RF MEMS sobre sustratos PCB, ha logrado garantizar un desempeño en alta frecuencia mejor que el de los dispositivos construidos a base de semiconductores, y se encuentra bien documentada.

- 3.- La construcción basada en sustratos PCB nos permite reducir los costos ya que emplea sustratos comerciales y logra la integración monolítica con otros dispositivos de microondas.
- 4.- Dado que se pretende diseñar con un conmutador mecánico formado de una membrana delgada, es necesario conocer las técnicas para lograr liberar la membrana, de tal modo que no sufra daños que alteren su actuación.
- 5.- Los materiales que se deben usar para el diseño de nuestro conmutador RF MEMS deben ser seleccionados, de tal forma que sean fáciles de conseguir, considerando sus pérdidas en las frecuencias de microondas, baratos y que puedan trabajarse con técnicas disponibles en los laboratorios de la UNAM.

3. Conmutador RF MEMS.

En este capítulo presentamos el diseño de nuestro conmutador RF MEMS, considerando la geometría y el tipo de conmutador que se requiere para sustituir el diodo p-i-n en el desplazador de fase [12], con el fin de obtener las características electrodinámicas en alta frecuencia y optimizarlas al máximo. De esta manera, proporcionamos todas las especificaciones de diseño, sus características electromecánicas obtenidas de simulaciones realizadas en CoventorWare 2006 y sus características electrodinámicas para las frecuencias de las bandas X y Ka, mediante los resultados obtenidos por software especializado.

Con base en los resultados obtenidos de los diferentes simuladores, damos a conocer las principales características de nuestro conmutador que garantizan el buen desempeño sobre el desplazador de fase, tales como: el factor de calidad de conmutación; las pérdidas por retorno y aislamiento; el circuito equivalente, para conocer los valores de los parámetros eléctricos que conforman al conmutador, y la impedancia de entrada para analizar el comportamiento de nuestro dispositivo en radiofrecuencia.

3.1 Diseño del conmutador RF MEMS.

El objetivo de nuestro diseño es sustituir a los diodos p-i-n por conmutadores electromecánicos sobre el anillo resonador. Como ya sabemos, un diodo p-i-n posee características que lo hacen un buen conmutador para RF; cuando es polarizado en inversa posee reactancia capacitiva, mientras que polarizado en directa presenta un estado de baja impedancia, esto produce un circuito abierto y un corto circuito, respectivamente. Para nuestro caso el RF MEMS debe al menos igualar las características del diodo, y si es posible, superarlas. Los diodos se encuentran localizados al centro de la entrada de cada stub, figura 3.1(a), y sirven como puerta de entrada para la señal de RF. Sí el diodo conduce, el stub permanecerá cerrado y sí el diodo no conduce, el stub estará abierto.

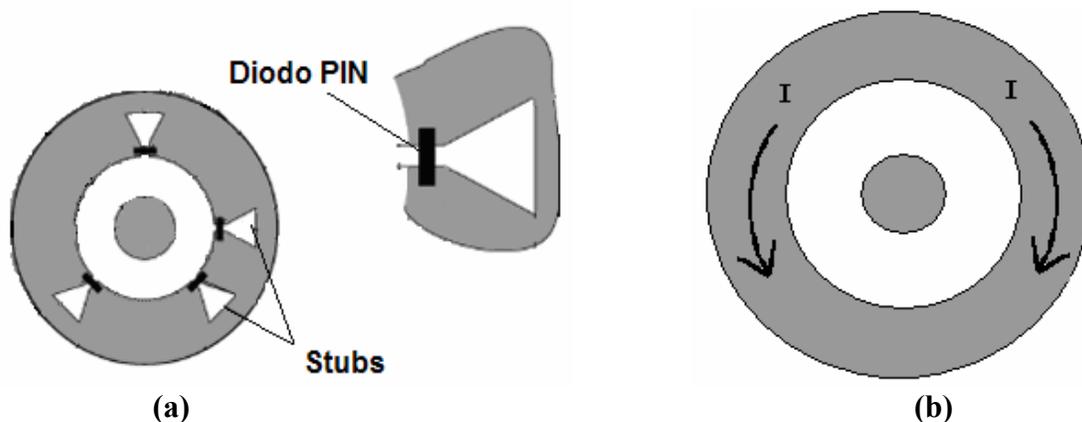


Figura 3.1 (a) Anillo resonante con los diodos p-i-n en los stubs. (b) Dirección de las corrientes en el anillo.

Al analizar el funcionamiento del anillo, nos dimos cuenta de las características que nuestro RF MEMS debía poseer. Como primera consideración, reflexionamos que la señal de RF no pasaría directamente sobre el conmutador, sin embargo, sabíamos que sobre su viga correrían corrientes inducidas por dicha señal, pues las corrientes producidas son dos y corren en diferentes direcciones, figura 3.1(b). Por lo anterior, decidimos utilizar una configuración en serie de dos estados. Así, la mejor opción la encontramos en un RF MEMS del tipo “cantilever”, figura 3.2.

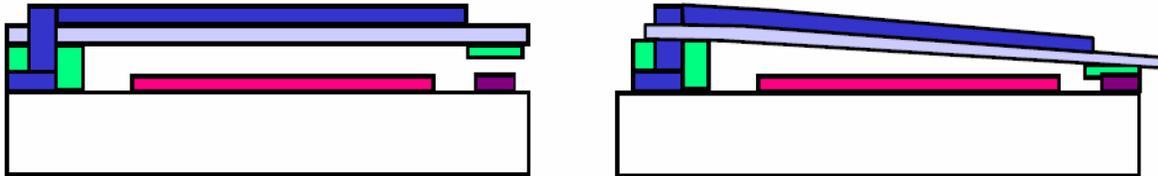


Figura 3.2 RF MEMS Cantilever

Como segunda condición, debíamos igualar la capacitancia en estado *apagado* (*abierto* para el RF MEMS) que nos ofrece el diodo p-i-n, de aproximadamente 20 fF, para alcanzar la capacitancia del diodo HPND4005 ó de 50 fF para igualar la capacitancia del diodo HPND4038. También debíamos asegurar que se produjera un corto circuito con el estado *cerrado* del RF MEMS, tal como lo hace el p-i-n en estado *encendido*. La capacitancia depende principalmente de las dimensiones del cantilever, en especial de su altura y su longitud, por lo que requerimos obtener las medidas óptimas del diseño. Para asegurar el corto circuito del estado cerrado, se optó por hacer un conmutador de contacto metal-metal.

Otro aspecto fundamental que cuidamos, fue evitar un corto de DC en el cantilever, por tal motivo el diseño cuenta con un electrodo de actuación separado de la viga móvil mediante un desnivel, además decidimos hacer que el anclaje del cantilever quedara sumergido y que, por medio de un poste de respaldo, se apoyara para evitar la ruptura de la viga.

Finalmente la elección de los materiales y el establecimiento de las dimensiones del diseño, fueron hechas tomando en cuenta las condiciones de los procesos de fabricación con los que contamos en el laboratorio UNAMems. En el siguiente apartado de éste capítulo, se explica el proceso de fabricación de nuestro RF MEMS así como las dimensiones finales del mismo.

3.2 Proceso de fabricación.

Para iniciar con el proceso de fabricación de nuestro conmutador RF MEMS, fue necesario incluir en el simulador a todos los materiales que conforman el modelo, proporcionando sus características mecánicas y eléctricas. En la figura 3.3 se muestra la ventana del simulador donde se introdujeron las características de uno de los materiales, cuyo caso específico fueron las del material BCB.

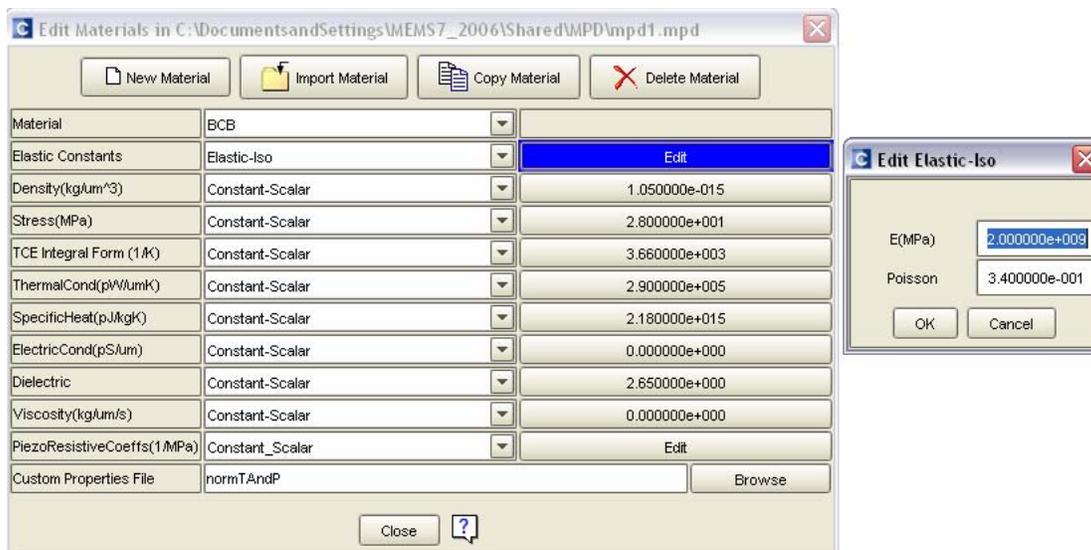


Figura 3.3. Ventana del simulador para introducir las características de los materiales.

Con el fin de integrar monolíticamente nuestro conmutador sobre el diafragma del desplazador, nuestro proceso de fabricación se basó en el método empleado para desarrollar RF MEMS sobre sustratos de PCB y en el proceso utilizado para la fabricación del desplazador de fase mediante diodos p-i-n [12], mencionado en el capítulo 1. De ahí que el proceso sea el siguiente:

| Number | Step Name | Action | Layer Name | Material Name | Thickness | Mask Name | Photoresist | Etch Depth | Mask Offset | Sidewall Angle |
|--------|--------------------------|-----------------|------------|----------------|-----------|---------------|-------------|------------|-------------|----------------|
| 0 | Substrato | Substrate | Substrate | rogers | 127 | SubstrateMask | | | | |
| 1 | Deposición cobre | Stack Material | cobre | COPPER | 17 | | | | | |
| 2 | Mascara stub | Straight Cut | | | | mask_cobre1 | - | 17 | 0 | 0 |
| 3 | Mascara tope | Straight Cut | | | | mask_tope | - | 4 | 0 | 0 |
| 4 | Mascara hoyo | Straight Cut | | | | mask_cobre2 | - | 8 | 0 | 0 |
| 5 | Deposición por giro | Conformal Shell | BCB | BCB | 5 | | | | | |
| 6 | Mascara dielectrico | Straight Cut | | | | mask_BCB | + | | 0 | 0 |
| 7 | Deposición | Planar Fill | COBRE | COPPER | 1.5 | | | | | |
| 8 | Mascara electrodo1 | Straight Cut | | | | mask_cobre3 | + | | 0 | 0 |
| 9 | Mascara electrodo2 | Straight Cut | | | | mask_cobre4 | - | 7.5 | 0 | 0 |
| 10 | Deposición por giro | Planar Fill | RESINA | photoresist | 7 | | | | | |
| 11 | Mascara fotoresina | Straight Cut | | | | mask_resina | + | | 0 | 0 |
| 12 | Deposición de cantilever | Conformal Shell | ALUMINIO | ALUMINUM(FILM) | 0.5 | | | | | |
| 13 | Mascara aluminio | Straight Cut | | | | mask_aluminio | + | | 0 | 0 |
| 14 | Liberación membrana | Delete | | photoresist | | | | | | |

Figura 3.4. Proceso de fabricación de conmutador.

El orden de los elementos que se observa en la figura 3.4 sigue el proceso de fabricación necesario para poder fabricar el conmutador. Como primer paso se tiene al sustrato Rogers RT/duroid 5880, con una permitividad dieléctrica relativa de 3.38, un grosor estándar de 127µm y una $\tan\delta = 0.002$ (figura 3.5). Para el desarrollo de este proceso fue necesario incluir una capa de cobre de 17µm, como un paso extra del proceso, debido a que el simulador considera que el sustrato Rogers no contiene la capa de cobre (figura 3.6).

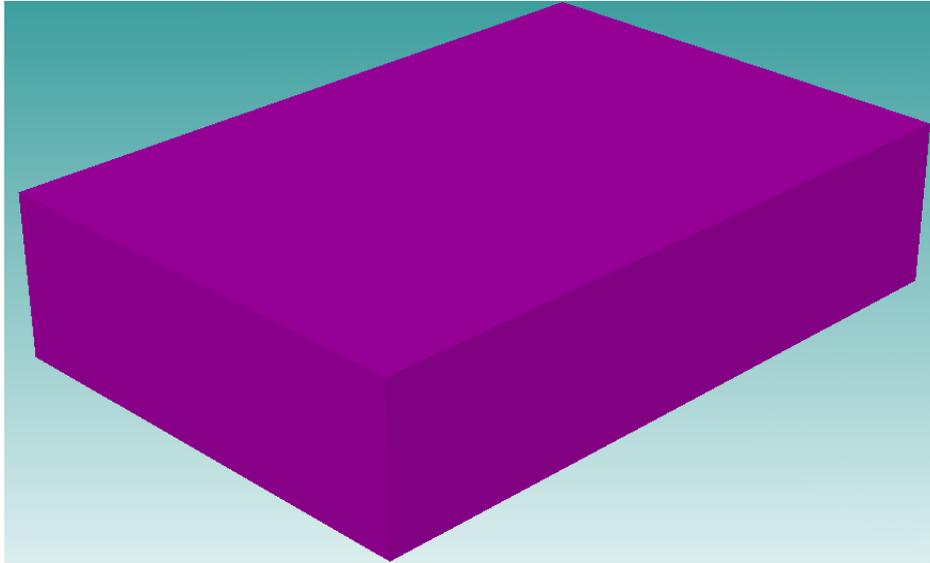


Figura 3.5. Sustrato Rogers RT/Duroid 5880

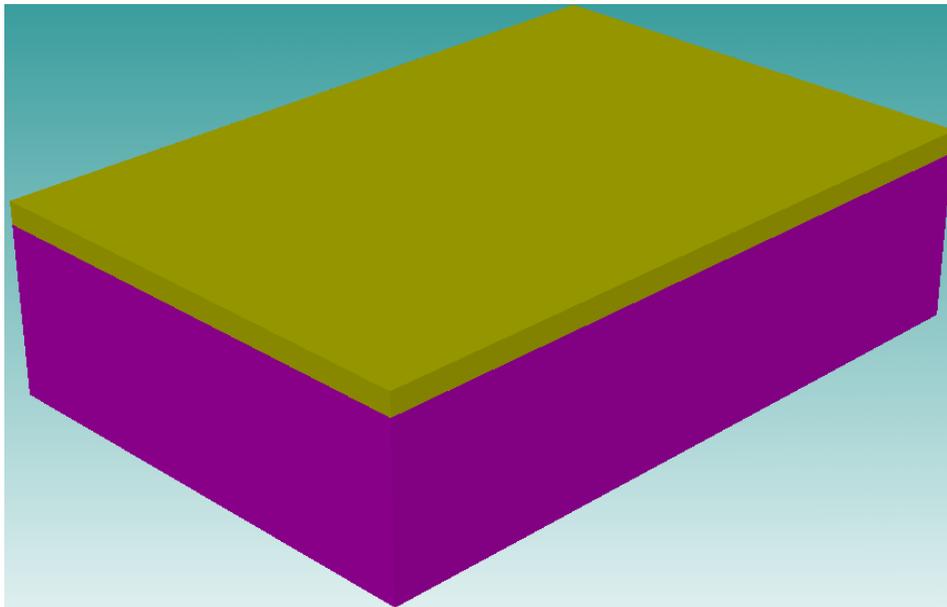


Figura 3.6. Capa de cobre de $17\mu\text{m}$

Tal como se mencionó en el capítulo 2, las máscaras permiten dar la geometría necesaria para el diseño del conmutador, además es posible considerar tanto máscaras positivas como negativas según sea la necesidad del diseño. Para continuar con el proceso de diseño, es necesario que se observe la figura 3.7 para conocer la ubicación de cada una de las máscaras que se mencionan durante toda la descripción del proceso. La *mascara_stub* permite indicar la región de la capa de cobre que es sometida a un ataque húmedo, rebajando la capa $17\mu\text{m}$ desde la superficie, con el propósito de generar una ranura que constituya la entrada del stub en el desplazador (figura 3.8).

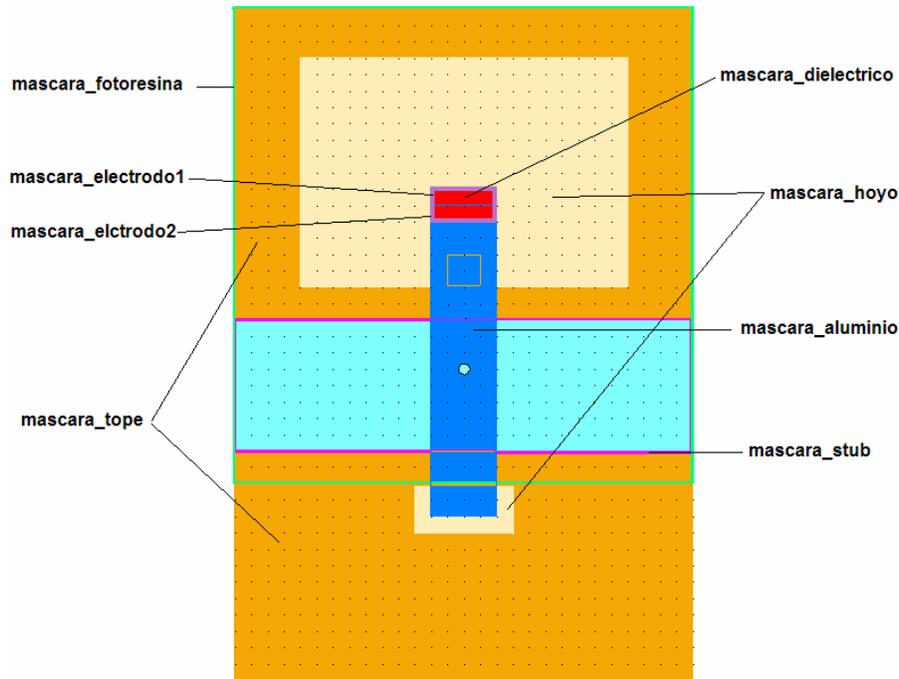


Figura 3.7. Máscaras empleadas para el diseño del conmutador RF MEMS.

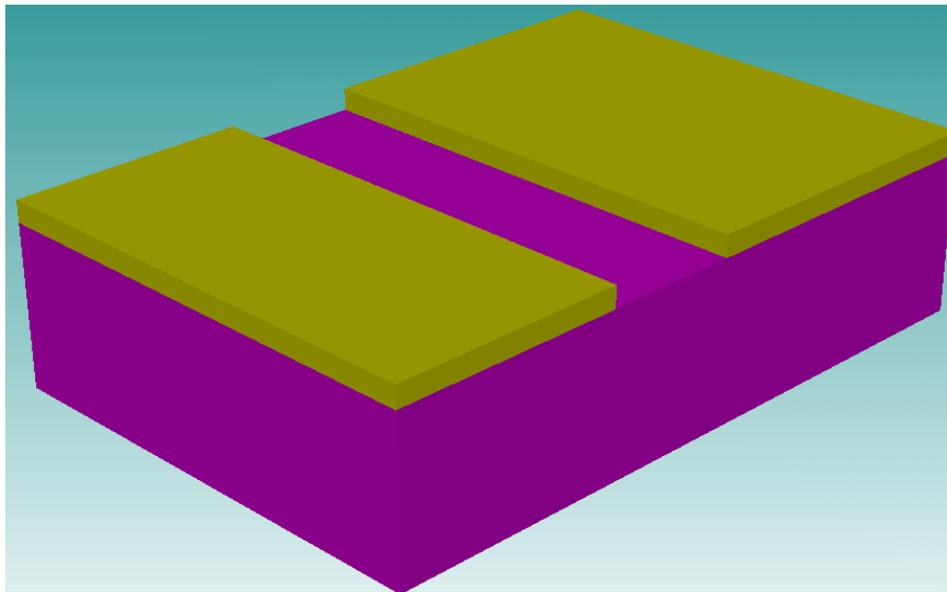


Figura 3.8. Ranura en el cobre que constituye la sección conmutada del stub sobre el desplazador de fase.

La *mascara_topo* permite atacar la capa de cobre en unos $4\mu\text{m}$ de profundidad permitiendo que un poste sobresalga, tanto del lado derecho como del lado izquierdo del stub, manteniendo la altura original, con el fin de formar el tope de contacto de la viga y un respaldo para el cantilever, respectivamente (figura 3.9).

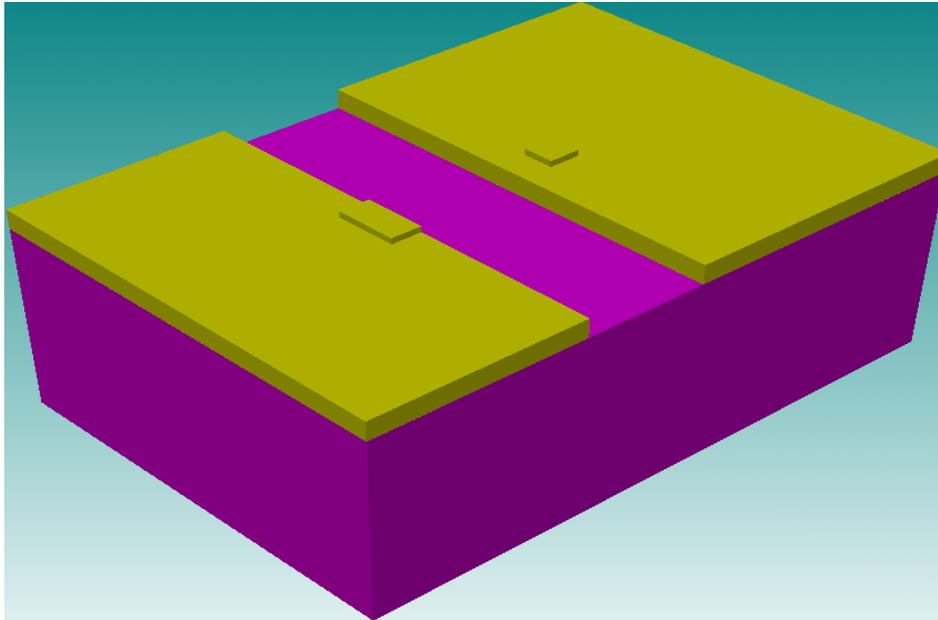


Figura 3.9. Tope de contacto y de respaldo del cantilever.

Para la formación del hoyo en el que se encuentra el electrodo de actuación y el ancla, la *mascara_hoyo* permite un ataque húmedo de $8\mu\text{m}$ de profundidad (figura 3.10).

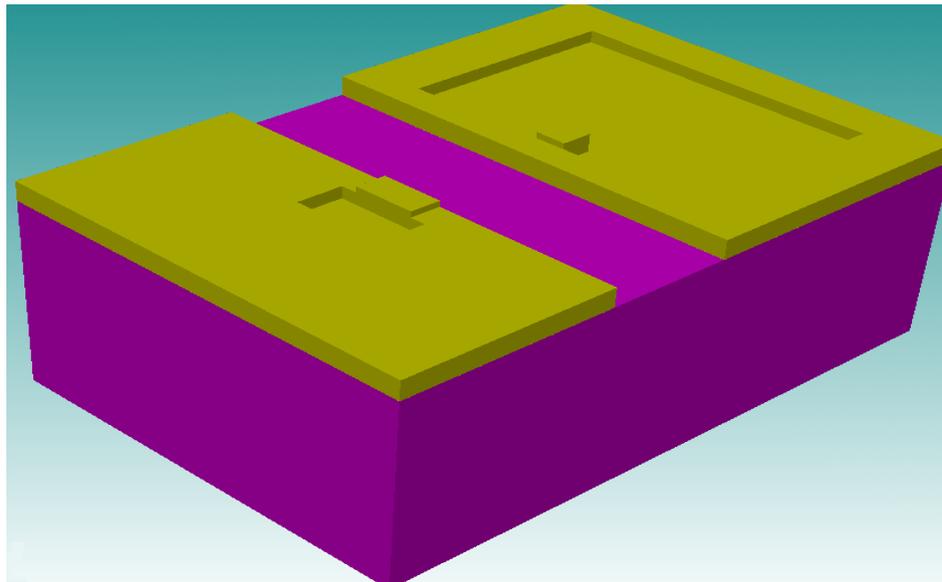


Figura 3.10. Hoyo en el que se encuentra el electrodo y el ancla del cantilever.

La colocación del electrodo requiere de la aplicación de una capa de dieléctrico BCB, también conocido como “cyclotene”, con una constante dieléctrica de 2.65, mediante un proceso de “spin”, y la aplicación de una capa de cobre, por medio de un proceso de deposición de materiales, para colocar el material sobre el BCB con un espesor de $1\mu\text{m}$. Las máscaras empleadas para este fin son la *mascara_dieléctrico*, la *mascara_electrodo1* y la *mascara_electrodo2*. La *mascara_dieléctrico* permite colocar una capa de BCB de $5\mu\text{m}$ en la superficie del hoyo (figura 3.11); la *mascara_electrodo1* coloca una capa de cobre de

1.5 μm arriba de la capa más alta del conmutador, por lo que fue necesario implementar la *mascara_electrodo2* negativa para rebajar la deposición de la capa de cobre a sólo 1 μm sobre el BCB (figura 3.12).

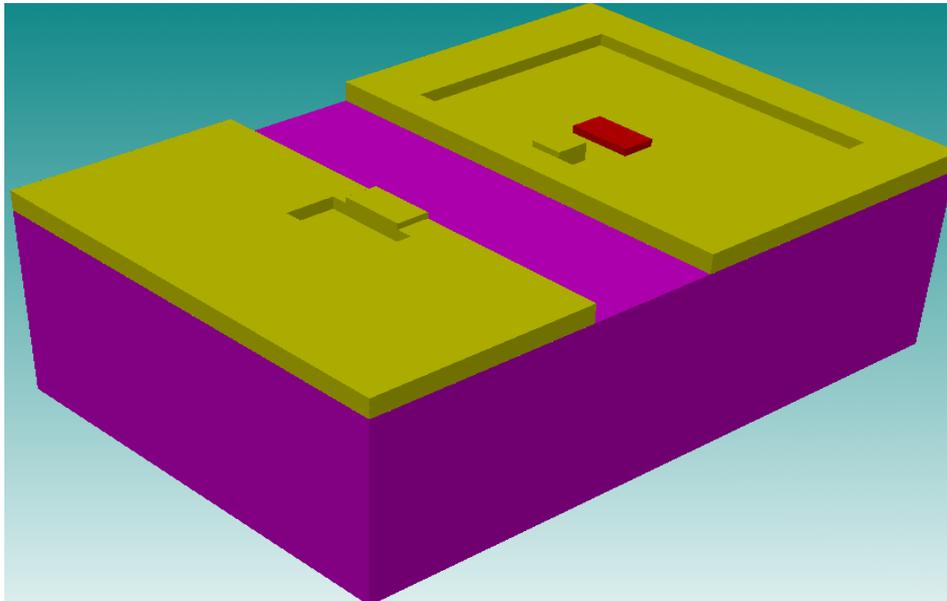


Figura 3.11. Capa de BCB de 5 μm de espesor como dieléctrico del electrodo.

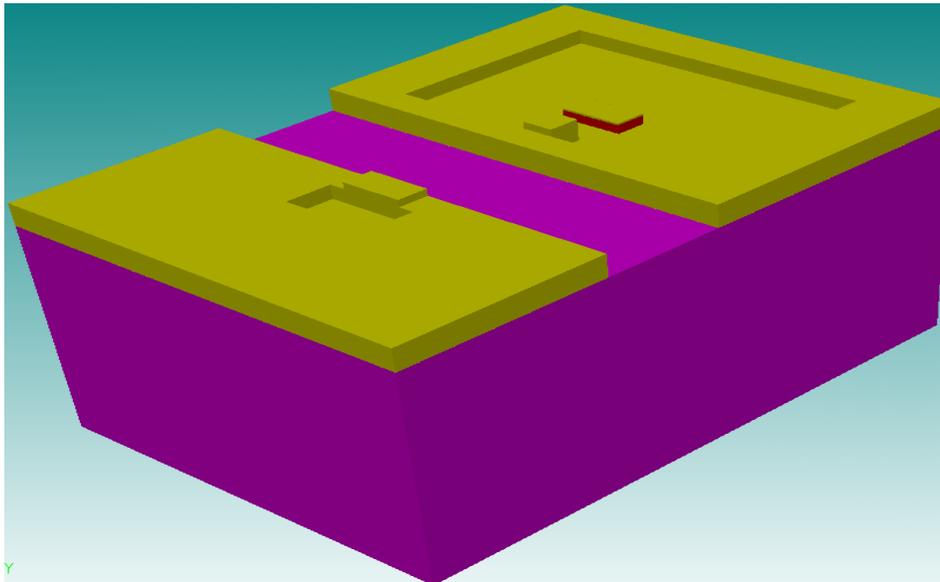


Figura 3.12. Capa de cobre sobre el BCB para formar el electrodo de actuación

En el proceso real, el uso de estas dos últimas máscaras es obsoleto, pues con la utilización de una sola se garantiza una capa de cobre de 1 μm , sin embargo en el simulador fue necesario utilizar ambas máscaras para lograr formar dicha capa.

El siguiente proceso requiere de la deposición de una capa de resina de 11 μm de espesor con el objeto de colocar el metal que conforma la viga del cantilever. La resina es colocada

mediante un proceso de “spin” ó giro y es recortada por la *mascara_fotoresina* positiva, garantizando que la deposición de metal del cantilever forme una caída sobre el hoyo del ancla y se afiance en la superficie de cobre del sustrato (figura 3.13).

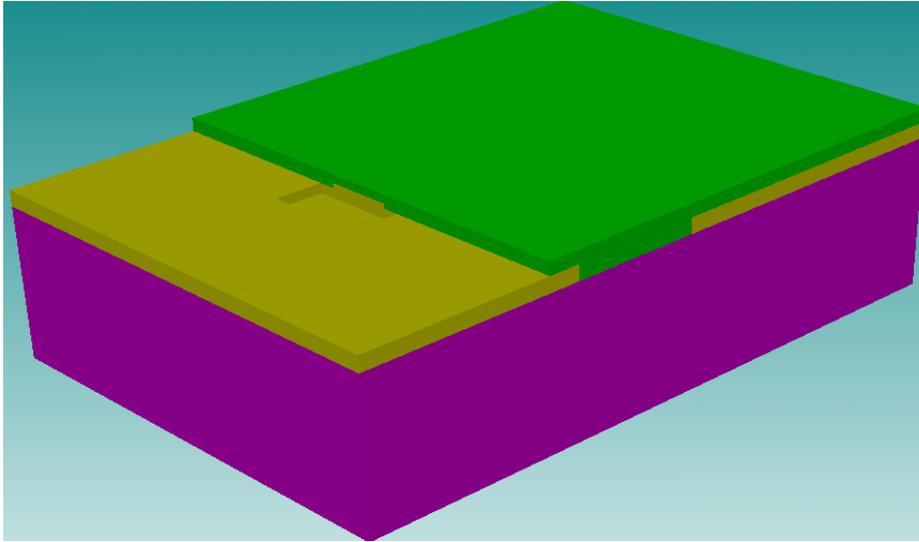


Figura 3.13. Deposición de la resina como soporte para la deposición del aluminio que forma al cantilever.

Como uno de los procedimientos finales, se deposita una película delgada de $0.5\mu\text{m}$ de aluminio mediante un proceso de “sputtering” sobre la resina, utilizando la *mascara_alumino* positiva para lograr las dimensiones y la geometría del cantilever deseadas (figura 3.14).

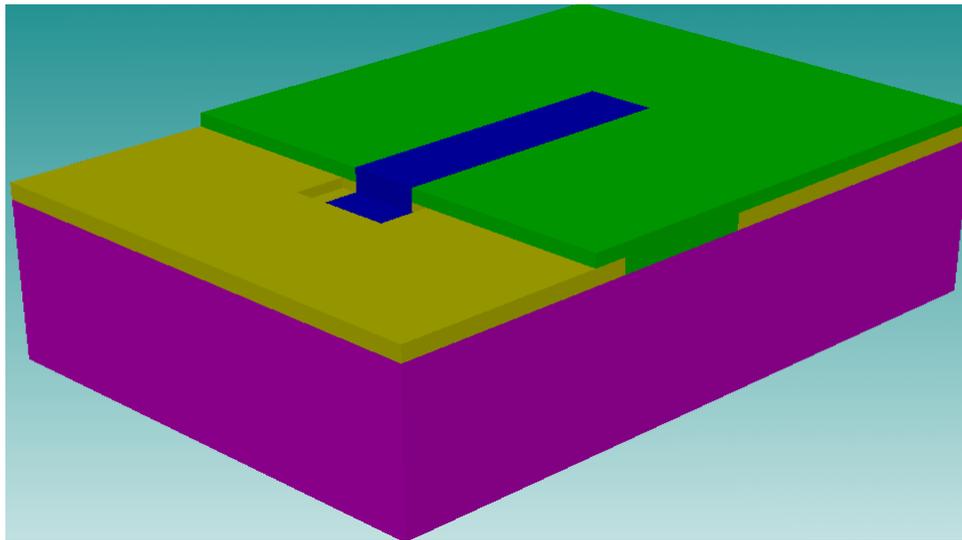


Figura 3.14. Deposición del aluminio que conforma al cantilever.

Por último la resina es retirada del sustrato mediante un ataque húmedo con acetona, garantizando la disolución de la resina y la liberación de la viga que forma el cantilever (figura 3.15).

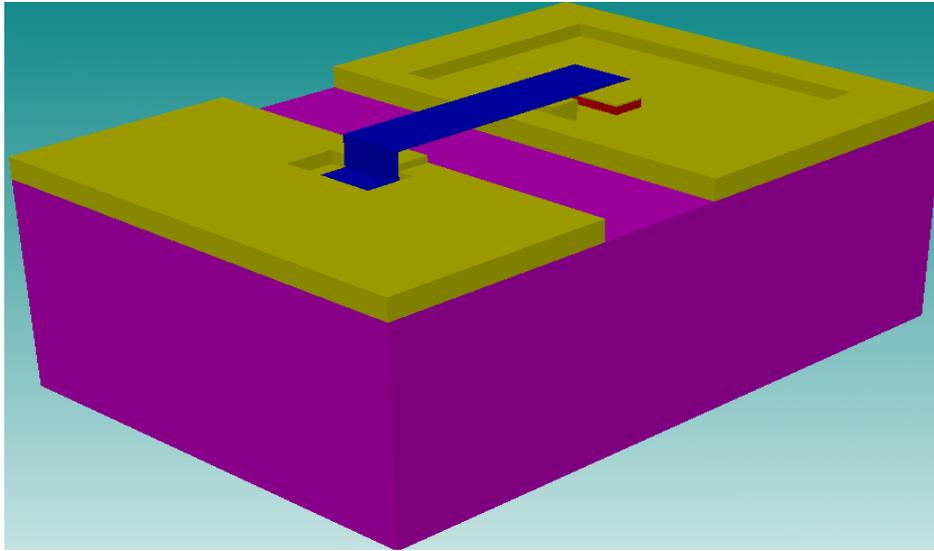


Figura 3.15. Modelo final del dispositivo RF MEMS.

Durante el proceso de diseño del conmutador, es necesario considerar que las máscaras tengan las dimensiones adecuadas para generar el sólido y las distancias requeridas para la alineación sobre el sustrato. Esto se debe a que las máscaras que se logran realizar en nuestro laboratorio UNAMems, sólo pueden ser dibujadas sobre material acrílico y requieren de una distancia mínima de 50 μm para su alineación. En la figura 3.16(a) y 3.16(b) se pueden observar las dimensiones de las máscaras y las distancias de alineación requeridas respectivamente.

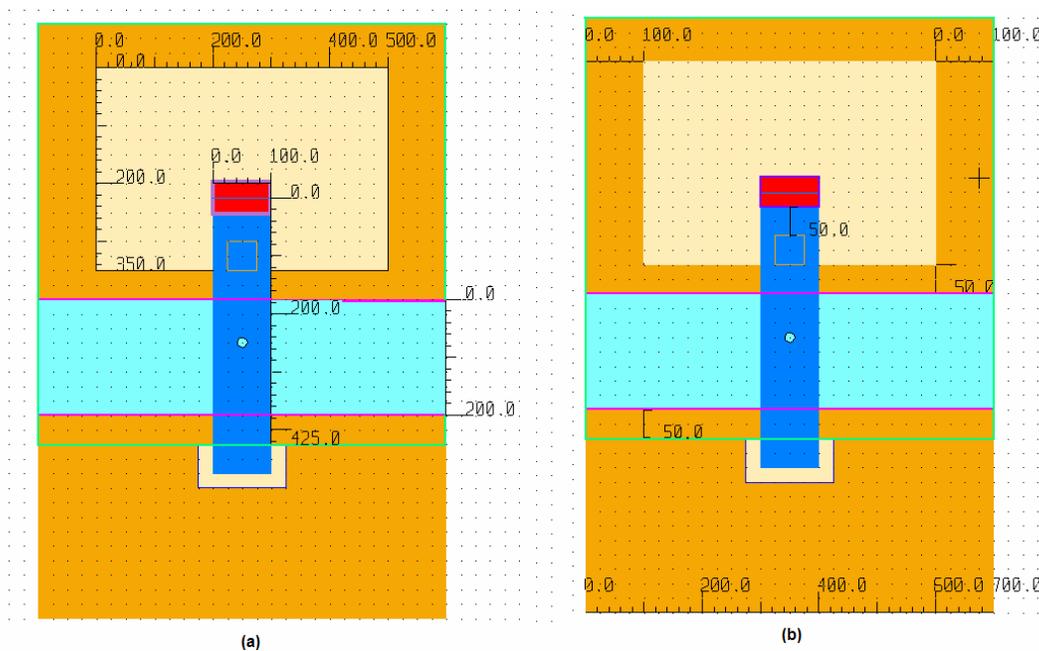


Figura 3.16. (a) Dimensiones de las máscaras empleadas para generar el sólido del modelo y (b) distancias necesarias para la alineación de máscaras.

En la figura 3.16(b) se observa que aún es posible reducir el ancho del dispositivo a $600\mu\text{m}$, debido a que se tienen $100\mu\text{m}$ de distancia entre el hoyo del electrodo y la frontera del sustrato, pudiéndose reducir a $50\mu\text{m}$ de cada lado.

Ya se ha comentado que el diseño y la geometría de las máscaras juegan un papel muy importante para la construcción del conmutador, porque permiten que el simulador identifique cada uno de los procesos indicados desde el comienzo, es por ello que el sólido resultante, de todo este proceso, se muestra en las figuras 3.17(a), 3.17(b), 3.17(c) y 3.17(d) donde se identifican las medidas correspondientes de cada uno de sus elementos.

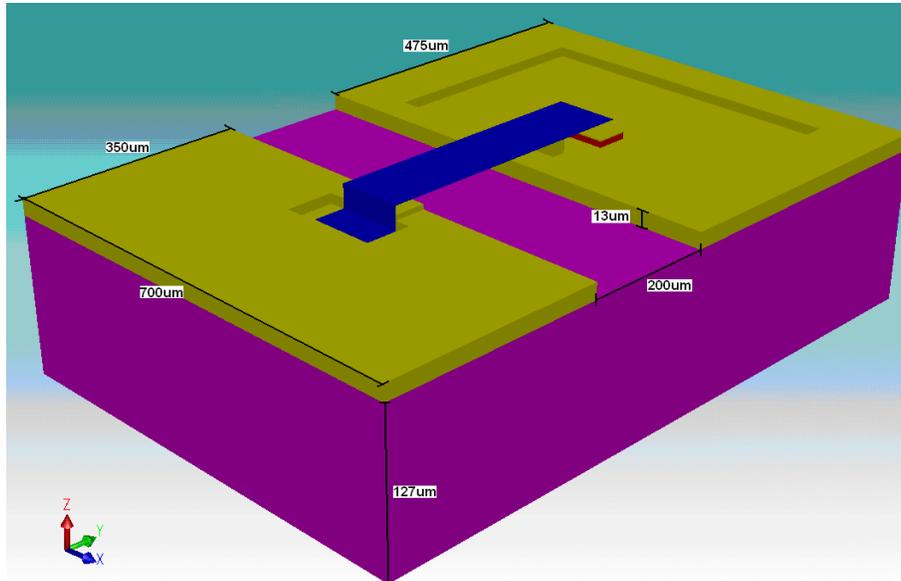


Figura 3.17(a). Dimensiones del sustrato Rogers, del stub y de la capa de cobre

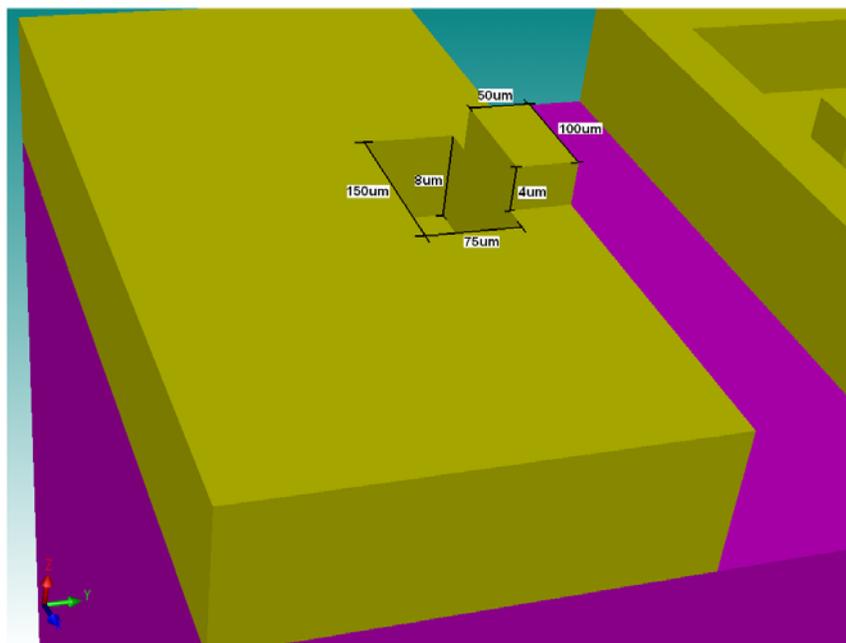


Figura 3.17(b). Dimensiones del respaldo del cantiliver y del hoyo del ancla.

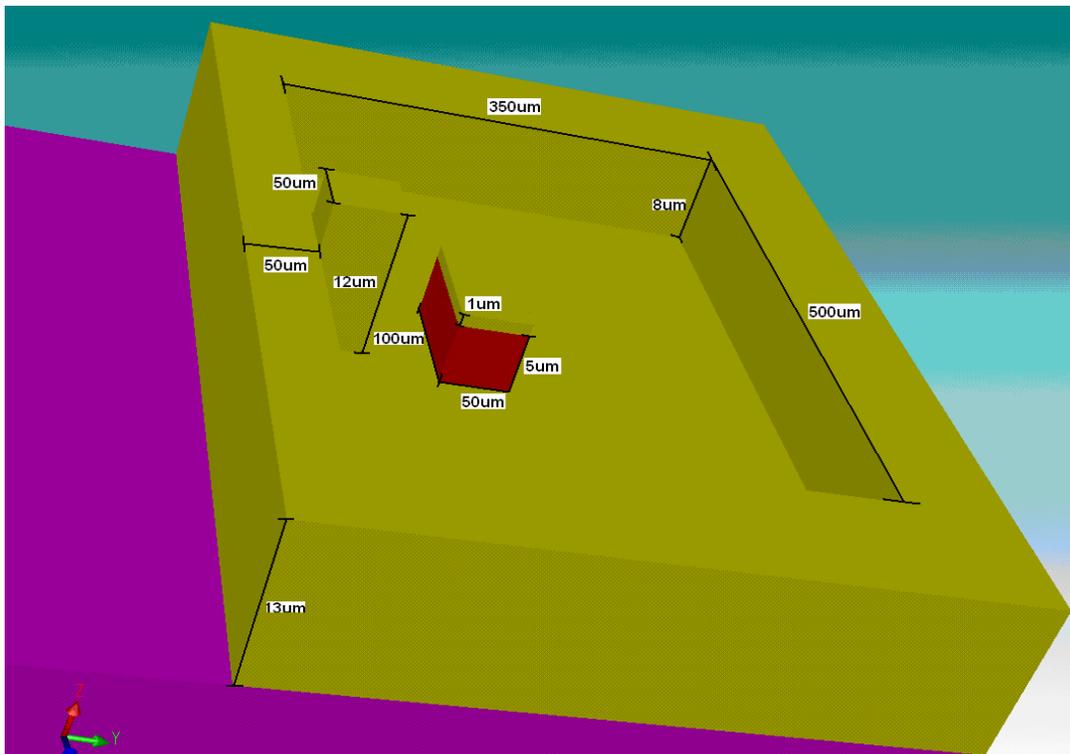


Figura 3.17(c). Dimensiones del cobre derecho del dispositivo, del hoyo donde se encuentra el electrodo, del tope de contacto del cantiliver y del electrodo.

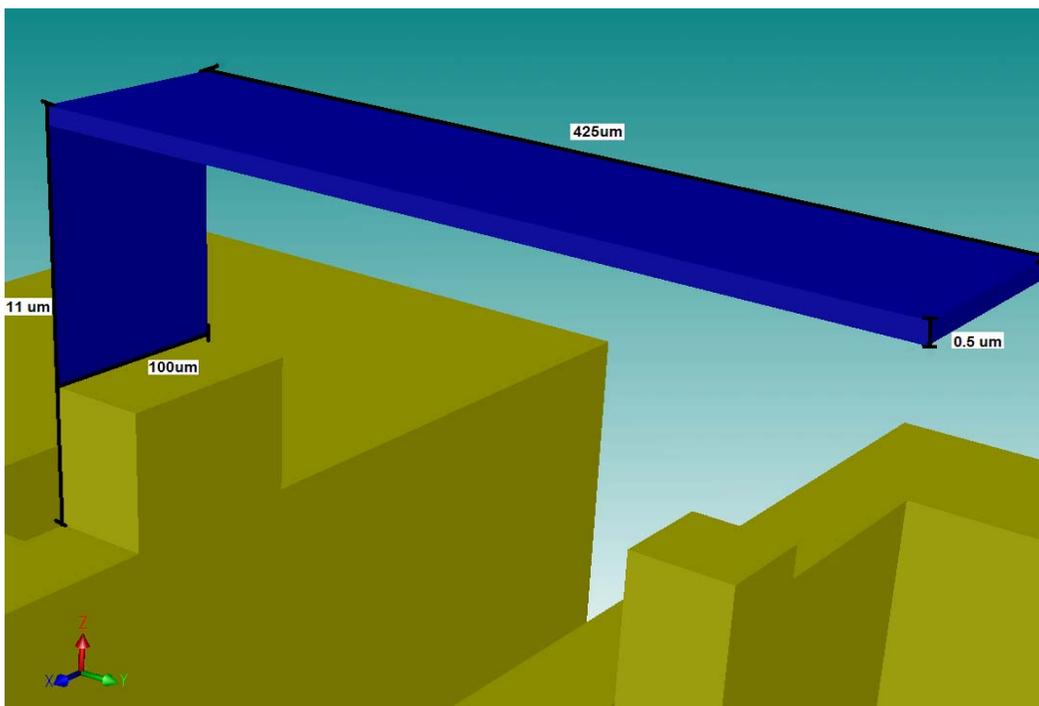


Figura 3.17(d). Dimensiones del cantiliver.

Es indispensable aclarar que en todas las figuras anteriores (figuras 3.17(a), (b), (c) y (d)) se presenta una exageración de dimensión de 10 sobre el eje Z, esto para hacer más visibles todas las dimensiones del sólido.

3.3 Características Electromecánicas.

El desempeño electromecánico de nuestro conmutador es una de las primeras pruebas que deben hacerse para conocer las características eléctricas y mecánicas de nuestro RF MEMS, ya que sólo así podremos comparar, en primera instancia, su funcionamiento con la de un diodo p-i-n. Las principales características que el simulador nos permite conocer sobre nuestro RF MEMS son: el voltaje necesario para que se tenga la suficiente fuerza electrostática y se logre la conmutación de la viga; el esfuerzo físico que tiene la viga en las regiones críticas, con el propósito de garantizar que no se rompa el cantilever; la capacitancia que se forma entre el aluminio del cantilever y la capa de cobre sobre el sustrato, considerando que este parámetro es uno de los más importantes para determinar si nuestro conmutador presenta una capacitancia igual o menor a la del diodo p-i-n de 20fF y asegurar su mejor desempeño sobre el anillo desplazador; y por último conocer su mecanismo de conmutación para observar la elasticidad y la rigidez de la viga durante su desplazamiento.

Para poder obtener todas las características electromecánicas antes mencionadas, el simulador CoventorWare analiza todas las regiones conductoras que conforman al conmutador, además de sus interacciones, por medio de un mallado de superficie o “mesh” de cada región, aplicando un método de análisis matemático conocido como *método de los elementos finitos*.

El método de los elementos finitos que emplea el simulador, es un método numérico muy general para la aproximación de soluciones de ecuaciones diferenciales en derivadas parciales. El método consiste en dividir el modelo, sobre el cual están definidas ciertas ecuaciones integrales que caracterizan el comportamiento físico del conmutador, en una serie de subdominios no intersecantes entre sí para formar la discretización del conmutador. Dentro de cada elemento finito se distinguen una serie de puntos representativos llamados *nodos*. El conjunto de nodos, considerando sus relaciones de adyacencia, forman una *malla*.

De acuerdo con las relaciones de adyacencia, se relaciona el valor de un conjunto de variables incógnitas definidas en cada nodo y denominadas grados de libertad para formar el sistema de ecuaciones lineales. El número de ecuaciones de dicho sistema es proporcional al número de nodos.

De esta manera, el método de los elementos finitos es muy usado, debido a su generalidad y a la facilidad de introducir dominios de cálculo complejos. Por ello, el simulador utiliza este método para calcular el campo de desplazamiento del cantilever, las deformaciones y tensiones del conmutador, el campo electromagnético y la difusión de calor, por mencionar algunos de los más importantes.

Dada la imposibilidad práctica de encontrar la solución analítica de todos estos problemas, es indispensable el uso de los métodos numéricos como una alternativa práctica de cálculo y para la cual es indispensable el uso de simuladores computacionales como el nuestro.

El simulador permite generar diferentes tipos de mallado sobre las regiones que se requieren analizar, esto debido a que el mallado depende, en cierta parte, de la geometría de las regiones del conmutador y de la exactitud con que se quieran obtener los parámetros electromecánicos, pues entre mayor sea el número de elementos y nodos, mayor será la densidad de la malla y mejor será la precisión de los resultados obtenidos, permitiendo que sean más cercanos a la realidad. En la figura 3.18 se muestra el modelo del conmutador con el mallado en cada una de las regiones conductoras para su análisis electromecánico.

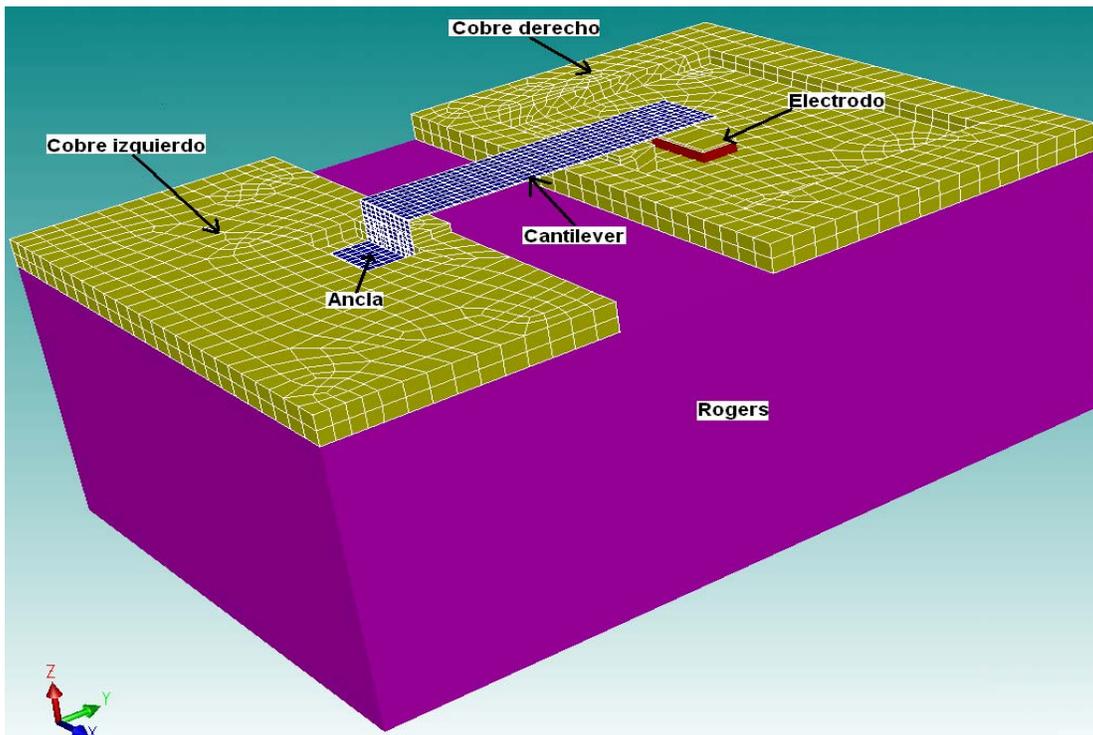


Figura 3.18. Mallado de las regiones conductoras

Las características del mallado permiten establecer el tipo de análisis aplicado al modelo. De ahí que se requiera de la elección de varios parámetros, tales como: el tipo de mallado que se desea aplicar; el tipo de elementos utilizados sobre las superficies; el algoritmo de análisis; el tamaño de los elementos del mallado; y el orden de los elementos sobre la superficie. En la figura 3.19 se observa la pantalla del simulador en donde se introducen las características del mallado de las diferentes regiones conductoras. Es indispensable mencionar que para el análisis electromecánico sólo los conductores, y en especial los metales de nuestro conmutador, son las regiones consideradas para el análisis, por lo que se descarta el análisis de los materiales dieléctricos para este caso, pues sobre el cobre izquierdo se sostiene la viga, y en el derecho se requiere conocer la capacitancia asociada con el cantilever.

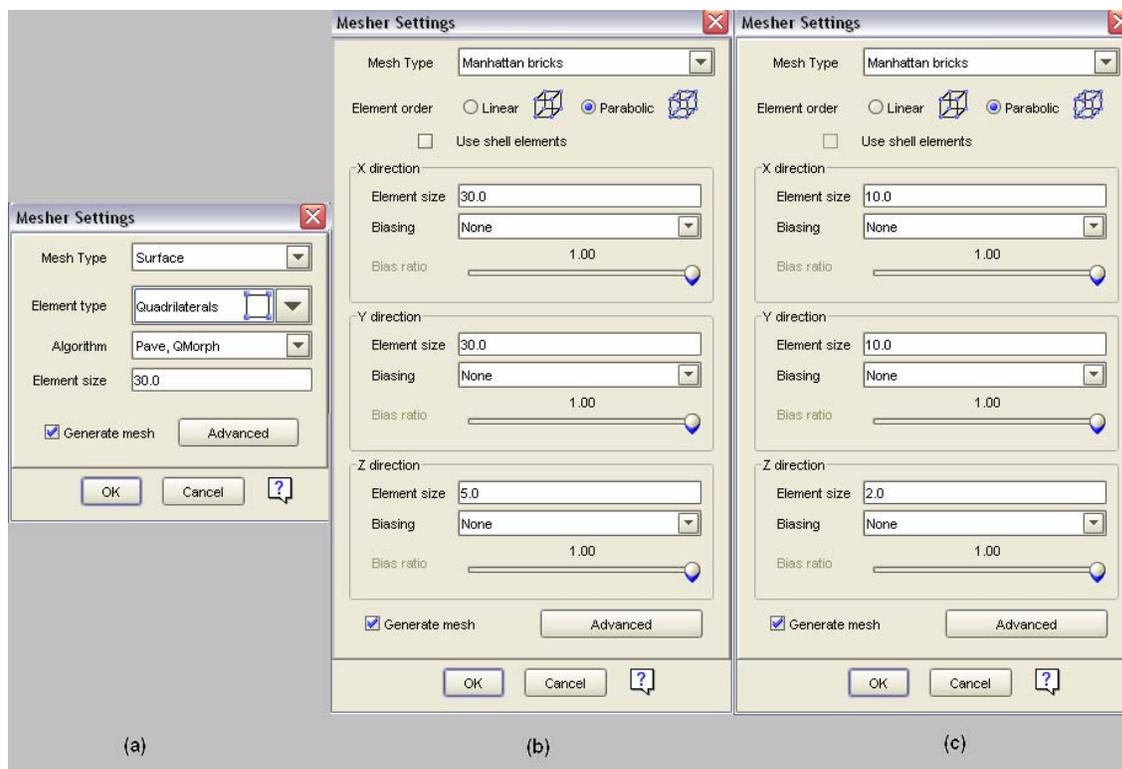


Figura 3.19. (a) características de mallado para el cobre, (b) características de mallado para el electrodo y (c) características de mallado para el cantilever.

En la figura 3.19 podemos observar que se emplearon dos diferentes tipos de mallado para las regiones conductoras del conmutador. Uno de ellos es el tipo llamado “Manhattan brick”, que genera elementos hexaédricos ortogonales, utilizado esencialmente para regiones cuya geometría es muy cercana a la de una ortogonal y es empleada para nuestro electrodo y cantilever que presentan este tipo de geometría. El otro tipo de mallado utilizado es el “Surface”, este es empleado principalmente para regiones cuya geometría incluye superficies irregulares, debido a que sus elementos son mucho más pequeños comparados con los del “Manhattan brick”, y es empleado para la región de cobre sobre el sustrato con el fin de generar un mallado que cubra los desniveles de nuestro modelo.

3.3.1 Presentación de los resultados de CoventorWare 2006

Los primeros resultados que presentamos son las características mecánicas más importantes, ya que son las que nos permiten determinar el buen desempeño mecánico de nuestro cantilever, obtenidas del simulador.

La figura 3.20 muestra el desplazamiento generado debido al propio peso del cantilever. Debido a la longitud del cantilever, este sufre una pequeña deflexión por acción de la gravedad, es decir, sin usar fuerza electrostática alguna, no obstante este desplazamiento vertical resulta despreciable, tal como se observa en la escala de colores de la misma figura, donde se aprecia que el máximo desplazamiento es de 430 nm presentándose en la punta de la viga. Esto implica que la viga es estable y no colapsará ante su peso.

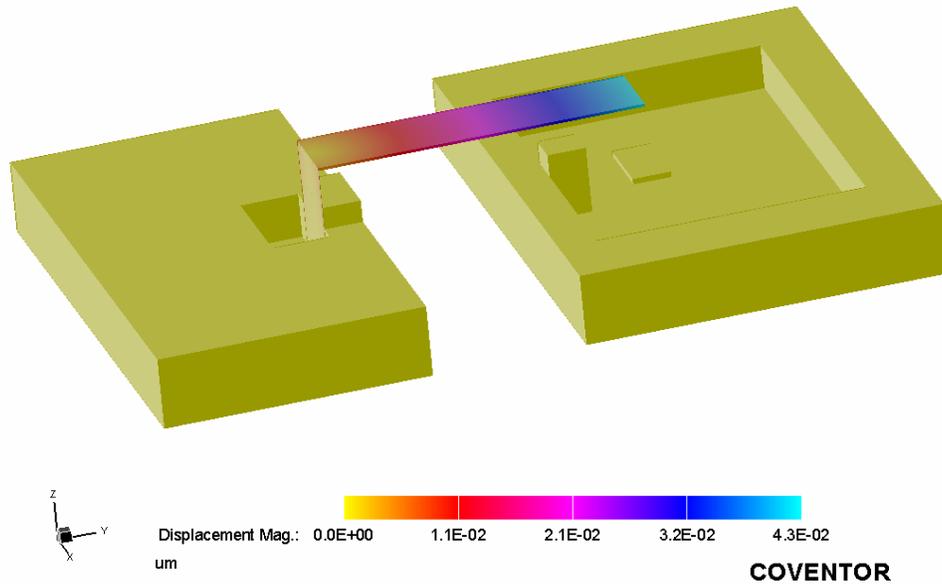


Figura 3.20 Desplazamiento del cantilever debido a su peso.

Siguiendo con las características mecánicas, en la figura 3.21 se visualiza el esfuerzo mecánico que presenta el anclaje del cantilever cuando la fuerza electrostática actúa. Esta propiedad es particular de cada material y en nuestro caso la viga está constituida de aluminio; se sabe que el máximo esfuerzo que el aluminio logra resistir es de 100 MPa. De esta forma, observando la escala de colores presente en la figura, sabemos que los puntos que sufren mayor esfuerzo mecánico están sometidos a 42 MPa, lo que nos dice que nuestro cantiliver no perderá su anclaje mientras esté conmutando.

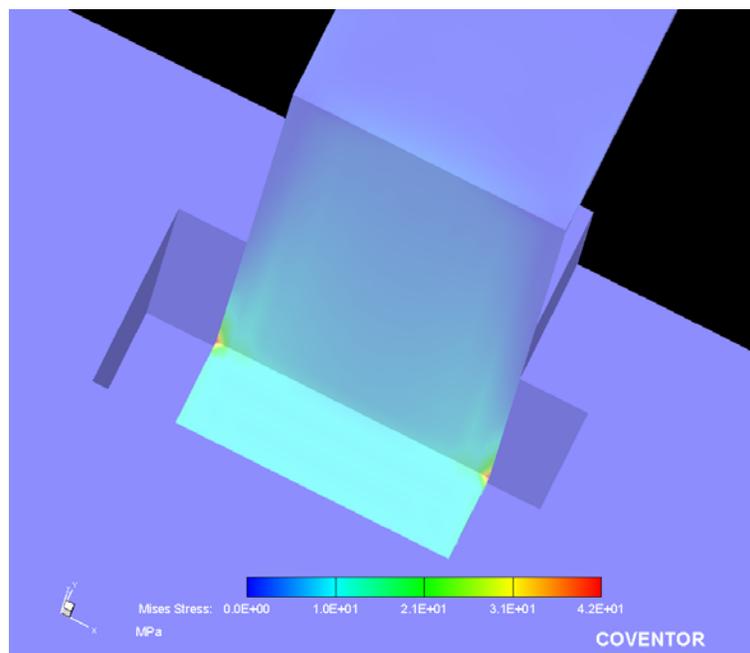


Figura 3.21 Esfuerzo mecánico en el anclaje del cantilever.

Entre las características eléctricas más importantes del RF MEMS, destacan la carga eléctrica que el electrodo va adquiriendo conforme se aumenta el voltaje de actuación, a su vez esto induce una carga de signo contrario sobre el cantilever, para que este pueda ser atraído hacia abajo mediante la fuerza electrostática producida por la diferencia de potencial entre ambas regiones.

La carga contenida tanto en el electrodo como en el cantilever, crecen de manera lineal hasta que la fuerza entre ambos llega al punto en el que se vence el “pull in” de la viga, en ese momento se sufre una discontinuidad en la carga, tal como se observa en la figura 3.22 alrededor de los 9 volts, donde se muestra la gráfica del voltaje de alimentación contra la carga adquirida por los elementos.

De la gráfica podemos concluir que la carga alcanzada por el cantilever, en el momento de la deflexión, es de 0.03 pC de carga negativa, mientras que el electrodo presenta una carga de 0.125 pC, con signo positivo, para un voltaje de actuación de 9 volts aproximadamente, para ambos casos.

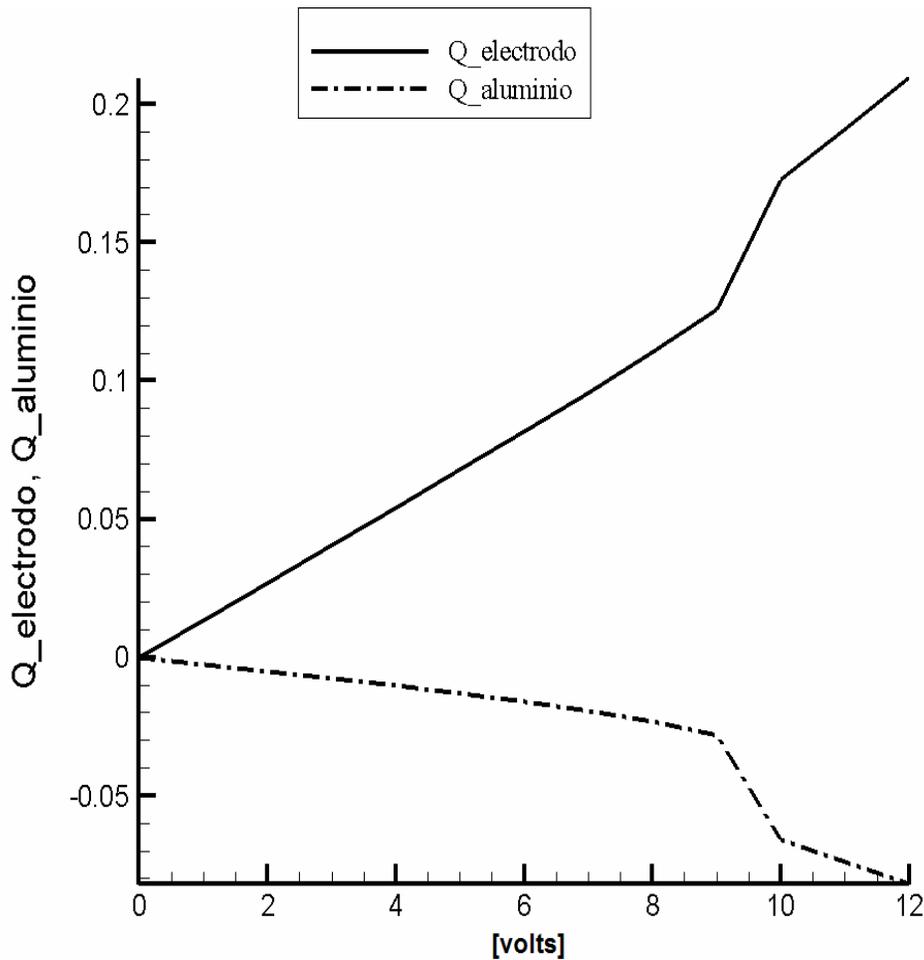


Figura 3.22 Gráfica que representa el voltaje contra la carga eléctrica sobre el electrodo y el cantilever.

Tabla 3.1 Valores de capacitancia para el estado abierto y cerrado del conmutador.

| C Capacitance | | | | | | | | | |
|---------------|----|-----------------------|----------------------|---------------------|----------------------|---------------------|---------------------|----------------------|---------------------|
| | t1 | C_electrodo_electrodo | C_electrodo_cobreder | C_cobreder_cobreder | C_electrodo_cobreizq | C_cobreder_cobreizq | C_cobreizq_cobreizq | C_electrodo_aluminio | C_cobreder_aluminio |
| step_1 | 0 | 1.341129E-02 | -1.086622E-02 | 4.618713E-02 | -2.032021E-05 | -1.548147E-02 | 5.266566E00 | -2.524784E-03 | -1.984904E-02 |
| step_2 | 1 | 1.341631E-02 | -1.086768E-02 | 4.620585E-02 | -2.025104E-05 | -1.547801E-02 | 5.259275E00 | -2.528429E-03 | -1.986227E-02 |
| step_3 | 2 | 1.345979E-02 | -1.090053E-02 | 4.629177E-02 | -1.994671E-05 | -1.54803E-02 | 5.236494E00 | -2.539254E-03 | -1.991389E-02 |
| step_4 | 3 | 1.347684E-02 | -1.089788E-02 | 4.638002E-02 | -1.995725E-05 | -1.548526E-02 | 5.198053E00 | -2.558933E-03 | -1.999564E-02 |
| step_5 | 4 | 1.350236E-02 | -1.089397E-02 | 4.651197E-02 | -2.000343E-05 | -1.548375E-02 | 5.142421E00 | -2.588342E-03 | -2.013463E-02 |
| step_6 | 5 | 1.353852E-02 | -1.088857E-02 | 4.669867E-02 | -2.010999E-05 | -1.549275E-02 | 5.067302E00 | -2.62985E-03 | -2.031875E-02 |
| step_7 | 6 | 1.358916E-02 | -1.088128E-02 | 4.695961E-02 | -2.024711E-05 | -1.549628E-02 | 4.970381E00 | -2.687656E-03 | -2.057308E-02 |
| step_8 | 7 | 1.366181E-02 | -1.087133E-02 | 4.733344E-02 | -2.044349E-05 | -1.550716E-02 | 4.846115E00 | -2.770081E-03 | -2.095427E-02 |
| step_9 | 8 | 1.377409E-02 | -1.085699E-02 | 4.791116E-02 | -2.068613E-05 | -1.551525E-02 | 4.683174E00 | -2.896395E-03 | -2.15387E-02 |
| step_10 | 9 | 1.399108E-02 | -1.083238E-02 | 4.903389E-02 | -2.138586E-05 | -1.553605E-02 | 4.441358E00 | -3.137312E-03 | -2.266615E-02 |
| step_11 | 10 | 1.726148E-02 | -1.062299E-02 | 8.126132E-02 | -3.248061E-05 | -1.562012E-02 | 3.595237E00 | -6.606001E-03 | -5.501735E-02 |
| step_12 | 11 | 1.735285E-02 | -1.062234E-02 | 8.061004E-02 | -3.281201E-05 | -1.562134E-02 | 3.623894E00 | -6.697716E-03 | -5.436989E-02 |
| step_13 | 12 | 1.746411E-02 | -1.062148E-02 | 7.987835E-02 | -3.320017E-05 | -1.56171E-02 | 3.65873E00 | -6.809445E-03 | -5.36395E-02 |

Al analizar el funcionamiento de un conmutador RF MEMS en el primer capítulo, mencionamos que una de sus características principales es la capacitancia en estado abierto. Por tal motivo, la capacitancia fue la característica eléctrica que más cuidamos al momento del diseño de la geometría del cantilever. En la tabla 3.1 se muestra la tabla con los valores de capacitancia obtenidos por el simulador, sus unidades se presentan en picofaradios. De esta manera, vemos que para el estado abierto, es decir para cero volts de actuación, tenemos una capacitancia de 19.85 fF y para el estado cerrado el simulador nos indica 53.64fF, sin embargo, este último valor debería ser infinito, pues el contacto entre metales es un corto y con ello la capacitancia infinita. El error en el resultado se debe a que el simulador no es capaz de indicar dicho valor infinito.

Con estos resultados podemos decir que para el estado abierto superamos la condición de diseño, pues no debía sobrepasar los 20 fF, mientras que para el estado cerrado, no es importante preocuparnos por el valor de la capacitancia, ya que para nuestro fin al asegurar el contacto metal-metal entre las placas de aluminio y de cobre, se concibe un corto circuito, dejando a un lado el capacitor formado entre los metales. Para asegurarnos, la tabla 3.2 muestra los diferentes desplazamientos que sufre el cantilever con cada uno de los voltajes de actuación aplicados al electrodo, donde el aumento en el voltaje es de un volt por cada paso.

Tabla 3.2 Desplazamiento del cantilever

| C Displacement | | | | | | | | | |
|----------------|----|--------------|--------------|--------------|--------------|-----|---------------|---------------|---------------|
| | t1 | Max | MaxX | MaxY | MaxZ | Min | MinX | MinY | MinZ |
| step_1 | 0 | 4.288836E-02 | 4.59018E-03 | 1.422504E-03 | 2.423922E-03 | 0 | -4.59018E-03 | -3.806559E-02 | -1.922923E-02 |
| step_2 | 1 | 5.720477E-02 | 4.591106E-03 | 1.482805E-03 | 2.425254E-03 | 0 | -4.591177E-03 | -3.802812E-02 | -4.250225E-02 |
| step_3 | 2 | 1.194983E-01 | 4.593906E-03 | 1.666242E-03 | 2.429305E-03 | 0 | -4.594374E-03 | -3.792334E-02 | -1.132703E-01 |
| step_4 | 3 | 2.376505E-01 | 4.598752E-03 | 1.980787E-03 | 2.436244E-03 | 0 | -4.599825E-03 | -3.777535E-02 | -2.346291E-01 |
| step_5 | 4 | 4.14085E-01 | 4.605863E-03 | 2.441484E-03 | 2.446391E-03 | 0 | -4.607826E-03 | -3.763093E-02 | -4.123716E-01 |
| step_6 | 5 | 6.575824E-01 | 4.615655E-03 | 3.074305E-03 | 2.460297E-03 | 0 | -4.618848E-03 | -3.757268E-02 | -6.565082E-01 |
| step_7 | 6 | 9.846659E-01 | 4.628831E-03 | 3.923123E-03 | 2.478894E-03 | 0 | -4.633686E-03 | -3.774914E-02 | -9.83942E-01 |
| step_8 | 7 | 1.427221E00 | 4.646719E-03 | 5.071113E-03 | 2.503943E-03 | 0 | -4.653838E-03 | -3.845199E-02 | -1.426703E00 |
| step_9 | 8 | 2.055686E00 | 4.672239E-03 | 6.70146E-03 | 2.539321E-03 | 0 | -4.682596E-03 | -4.036658E-02 | -2.05529E00 |
| step_10 | 9 | 3.110725E00 | 4.715339E-03 | 9.440005E-03 | 2.59824E-03 | 0 | -4.731195E-03 | -4.599752E-02 | -3.110384E00 |
| step_11 | 10 | 9.574469E00 | 4.945565E-03 | 2.423801E-02 | 2.904305E-03 | 0 | -5.02402E-03 | -1.521982E-01 | -9.573515E00 |
| step_12 | 11 | 9.668174E00 | 4.931691E-03 | 2.350578E-02 | 2.888233E-03 | 0 | -5.030157E-03 | -1.573904E-01 | -9.667167E00 |
| step_13 | 12 | 9.778628E00 | 4.918221E-03 | 2.263895E-02 | 2.869161E-03 | 0 | -5.05558E-03 | -1.637226E-01 | -9.777552E00 |

Con los resultados de la tabla 3.2 podemos decir que el cantilever va sufriendo deflexiones paulatinas hasta alcanzar aproximadamente un tercio del desplazamiento máximo total (“pull in”), una vez que ese tercio de la distancia es recorrido, el cantilever colapsa por completo. El desplazamiento máximo en la punta de la viga es de $9.78 \mu\text{m}$, por lo que la tercera parte es aproximadamente $3.11 \mu\text{m}$ y se alcanza en 9 volts, tal como se aprecia en los valores de la tabla 3.2 y en la gráfica de la figura 3.23.

Esto quiere decir que para voltajes mayores a 9 volts el “pull in” de la viga de aluminio se vence y ésta baja sin problemas, lo que nos permite considerar que el voltaje mínimo de actuación puede ser de 10 volts, con el fin de asegurarnos que el funcionamiento del conmutador será el adecuado. Al tener un voltaje tan bajo, es posible alimentarlo más fácilmente y reducir costos.

Finalmente en la figura 3.24 se muestra el modelo sólido del RF MEMS, en el cual se aprecia una gama de colores sobre el cantiliver con el fin de identificar el desplazamiento sufrido por el mismo, mientras el voltaje de actuación se aplica en el electrodo. Se observa claramente que el desplazamiento máximo es de $9.8 \mu\text{m}$ en la punta de la viga y que existe un contacto entre el cantilever y el tope del dispositivo a $7 \mu\text{m}$ de distancia, de ahí que no sea necesario preocuparse por el valor de la capacitancia en estado cerrado.

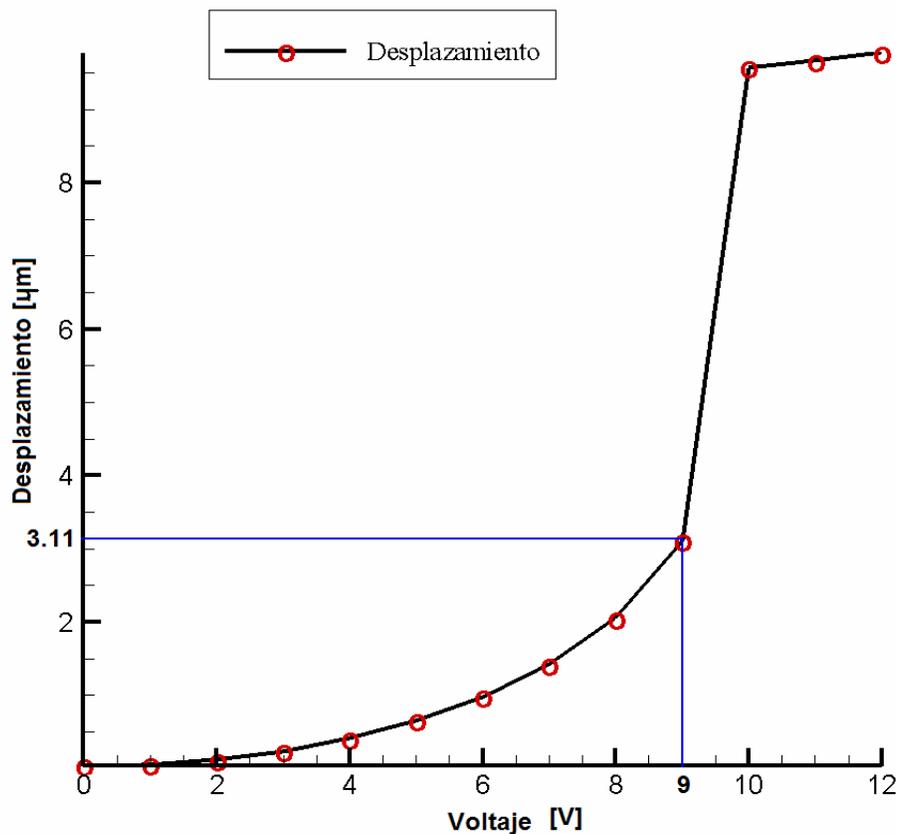


Figura 3.23 Voltaje de actuación vs desplazamiento del cantilever.

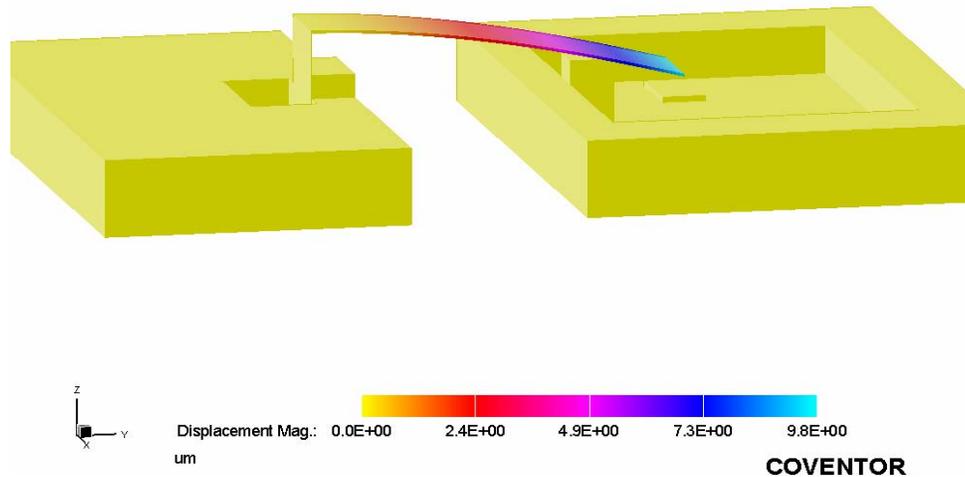


Figura 3.24 Desplazamiento del cantilever debido al voltaje de actuación

3.4 Características Electrodinámicas

En el apartado anterior demostramos que nuestro conmutador presenta menor reactancia capacitiva en estado abierto que la de un diodo p-i-n HPND 4005 (20fF). Sin embargo, es necesario verificar que nuestro conmutador presenta la misma capacitancia bajo su actuación en altas frecuencias.

No obstante, debido a que nuestro RF MEMS realiza su conmutación de manera mecánica, hasta obtener un contacto de metal-metal, la reactancia capacitiva que presenta en estado abierto es más estable, bajo cualquier frecuencia de operación, en comparación con la del diodo p-i-n, pues la capacitancia producida por nuestro conmutador tiene como capa dieléctrica al aire. A diferencia de ello, el diodo p-i-n está construido con silicio lo que implica mayor cantidad de pérdidas para el estado abierto, de ahí que el aire del RF MEMS constituya el mejor dieléctrico para generar una capacitancia pequeña y un mayor aislamiento, en oposición con lo que puede hacer el silicio del diodo p-i-n, que además, siempre permanece en contacto con la superficie de la capa de cobre.

Uno de nuestros propósitos de diseño fue crear el RF MEMS con las dimensiones adecuadas para poder conmutar el stub del anillo desplazador, cuyo ancho es de $200\mu\text{m}$, para garantizar su desempeño tanto en frecuencias de la banda X como en frecuencias de la banda Ka.

Es claro que las características electromecánicas hasta ahora obtenidas nos dan una buena ventaja sobre el diodo p-i-n, pues hasta el momento hemos garantizado un ahorro en la energía necesaria para activar el conmutador, así como un mayor aislamiento, lo que puede asegurar menores pérdidas por retorno. Aún así, estas ventajas son insuficientes como para garantizar el buen desempeño de nuestro conmutador en el desplazador de fase, considerando que es necesario conocer los parámetros S de nuestro modelo, y así obtener la mayor información posible del conmutador bajo la acción de las microondas.

Para poder conocer los parámetros S de nuestro conmutador, y con ello sus características electrodinámicas, fue necesario su análisis mediante otro simulador de alta precisión. Este simulador nos ayuda a conocer el comportamiento electrodinámico del conmutador, presentándonos su impedancia interna en la carta Smith para cada uno de los estados de conmutación, tanto el estado abierto como el estado cerrado.

Para poder analizar el comportamiento de nuestro conmutador en alta frecuencia mediante el simulador, fue necesario crear un puerto sobre el modelo para indicar donde deseábamos conocer dichos parámetros. De esta manera, el puerto fue colocado entre la capa del cobre derecho y del cobre izquierdo, debido a que son las regiones en las cuales el cantilever tiene contacto cuando entra en acción. En la figura 3.25 se muestra gráficamente la colocación del puerto sobre el conmutador.

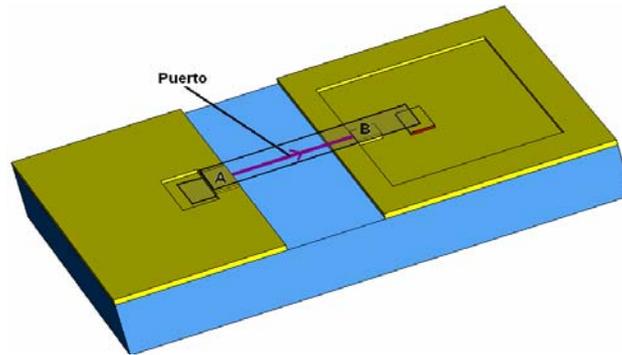


Figura 3.25. Localización del puerto en el modelo del conmutador.

Es necesario mencionar lo importante que representa introducir las características eléctricas que posee cada uno de los metales que conforman el modelo de nuestro conmutador, pues al igual que en CoventorWare, este simulador basa su análisis en la respuesta que tienen los materiales, conductores y dieléctricos, bajo condiciones de alta frecuencia, principalmente para considerar las pérdidas que existen con el paso de radiofrecuencia sobre el RF MEMS. Uno de los parámetros más importantes es el $\tan\delta$ del dieléctrico empleado, ya que permite al simulador considerar las pérdidas producidas en el dieléctrico.

La impedancia de entrada es una de las principales características que se requiere conocer, de ahí que el puerto haya sido colocado en la misma región de actuación del cantilever. Para obtener una buena exactitud del desempeño electrodinámico, es necesario generar una malla de análisis, parecida a la generada en el simulador CoventorWare, con la diferencia de que este análisis emplea líneas y puntos de mayor densidad sobre las regiones que cubre el puerto y que por ende requieren de un mejor análisis.

Para poder generar el mallado del modelo es necesario indicar la densidad de puntos y de líneas que se deseen aplicar, ya que estas pueden variarse respecto a la cantidad de líneas por longitud de onda que se deseen obtener sobre las regiones del conmutador. Una vez establecido el número de líneas por longitud de onda, es factible aumentar el número de celdas de la malla para crear mayores regiones de cálculo. En la figura 3.26 se aprecia una de las vistas de la distribución de líneas y de puntos que conforman el mallado, ubicado sobre la región del puerto.

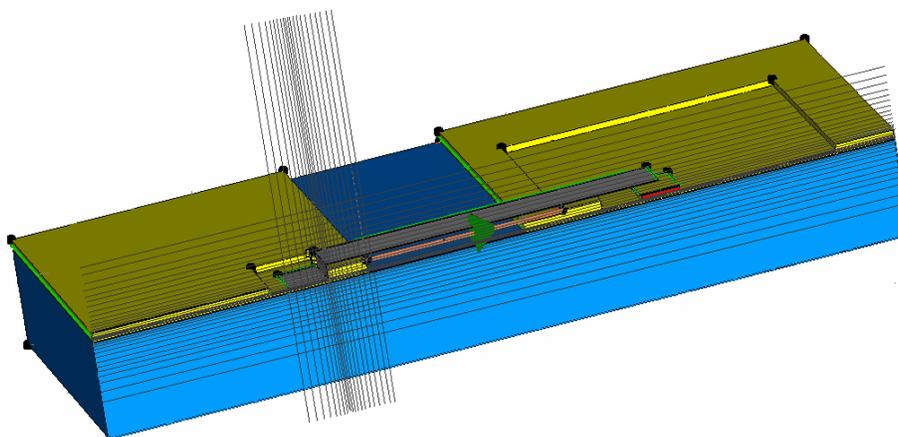


Figura 3.26. Distribución de líneas y puntos que conforman el mallado de análisis

Para conocer con buena exactitud la impedancia de entrada de cada uno de los estados que presenta nuestro conmutador, se aplicó una gran densidad de la malla, aumentando las líneas y los puntos de cálculo en las regiones principales.

En la figura 3.27 se observan los resultados obtenidos para nuestro conmutador en estado abierto, donde se aprecian los valores de la impedancia de entrada sobre la carta Smith, bajo las condiciones de cálculo de simulación antes mencionadas.

Los valores de la impedancia de entrada que se encuentran sobre la carta Smith de la figura 3.27, abarcan un rango de frecuencias que va desde los 8 hasta los 40 GHz. Es claro que, al observar la carta Smith, los valores de la impedancia de entrada presentan un comportamiento capacitivo, debido a que la impedancia para cada frecuencia involucra signo negativo en su parte imaginaria y el comportamiento se encuentra en la parte inferior de la carta Smith. La tabla 3.3 nos presenta el valor de la capacitancia correspondiente a cada uno de los valores de la impedancia de entrada para las diferentes frecuencias.

Tabla 3.3. Relación de impedancia de entrada con la capacitancia asociada.

| Frecuencia en GHz | Impedancia de entrada (Z_{in}) | Capacitancia asociada |
|-------------------|------------------------------------|-----------------------|
| 8 | $(0.186 - j346.8)$ | 57.36fF |
| 10 | $(0.1996 - j276)$ | 57.66fF |
| 20 | $(0.2641 - j129.7)$ | 61.35fF |
| 30 | $(0.3168 - j77.35)$ | 68.58fF |
| 40 | $(0.366 - j47.74)$ | 83.34fF |

De los resultados obtenidos en la tabla 3.3, podemos decir que su comportamiento nos garantiza que nuestro conmutador presenta una impedancia capacitiva, para cualquier frecuencia que se encuentre entre la banda X y la banda Ka, aún para el peor de los casos cuando la capacitancia tiene su mayor valor, pues alcanza no más allá de 83.34fF, sin generar una capacitancia que provoque el corto circuito del conmutador. Es importante mencionar que la capacitancia asociada registrada en tabla 3.3, es más grande que la que se obtuvo en CoventorWare para el mismo estado abierto (19.87fF), pues los resultados obtenidos de la impedancia de entrada considera a todo el modelo del dispositivo,

incluyendo la capacitancia adicional que genera la sección de la línea en la que se encuentra el cantilever, además, es evidente observar que la capacitancia asociada aumenta conforme se eleva la frecuencia, esto se debe a que el cantilever representa un circuito serie LC, que con el aumento de la frecuencia, su impedancia se vuelve más inductiva que capacitiva, tal como se observa en la parte imaginaria de los valores de Z_{in} de la misma tabla, pues al crecer la impedancia inductiva, la impedancia capacitiva disminuye, asociando el cambio de la impedancia en el capacitor con un valor cada vez más grande. No obstante estos resultados no nos garantizan que el conmutador permanecerá estable con el mismo valor de capacitancia generado entre las dos placas metálicas, pues existen capacitancias e inductancias parásitas, tanto del conmutador como de la línea, que pueden afectar el desempeño de nuestro RF MEMS y que aún no son conocidas. Sin embargo, es fundamental considerar que con estos resultados podemos determinar que, durante el estado abierto del conmutador, el stub permanecerá activo o *abierto* cuando las microondas pasen a través del diafragma del desplazador.

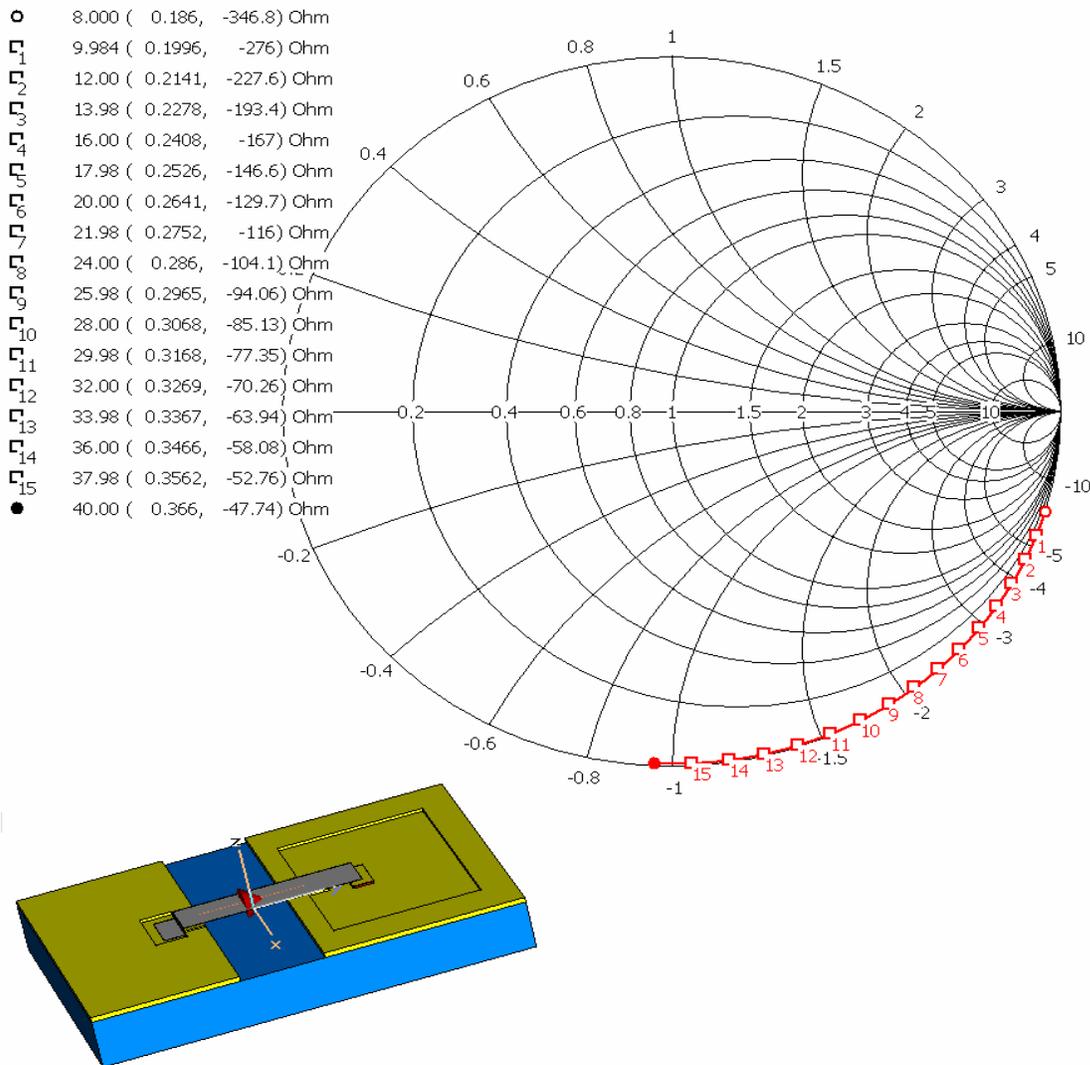


Figura 3.27. Impedancia de entrada del conmutador en estado abierto para diferentes frecuencias.

El control de la densidad y de la distribución de las líneas que producen el mallado sobre el modelo, puede ser manipulado introduciendo la cantidad de líneas por unidad de longitud, así como el número de puntos o celdas de cálculo, que se deseen; además es posible proponer que la distribución del mallado se presente con mayor densidad sobre las regiones más importantes de cálculo.

En la parte inferior izquierda de la figura 3.27 se muestra el modelo de nuestro conmutador en estado abierto que fue analizado, para el cual fue posible establecer los parámetros de exactitud de error de los cálculos llevados a cabo por el simulador.

Así como presentamos la impedancia de entrada de nuestro conmutador en estado abierto, es necesario presentar la impedancia para el estado cerrado. En la figura 3.28 se presentan los resultados obtenidos para este caso.

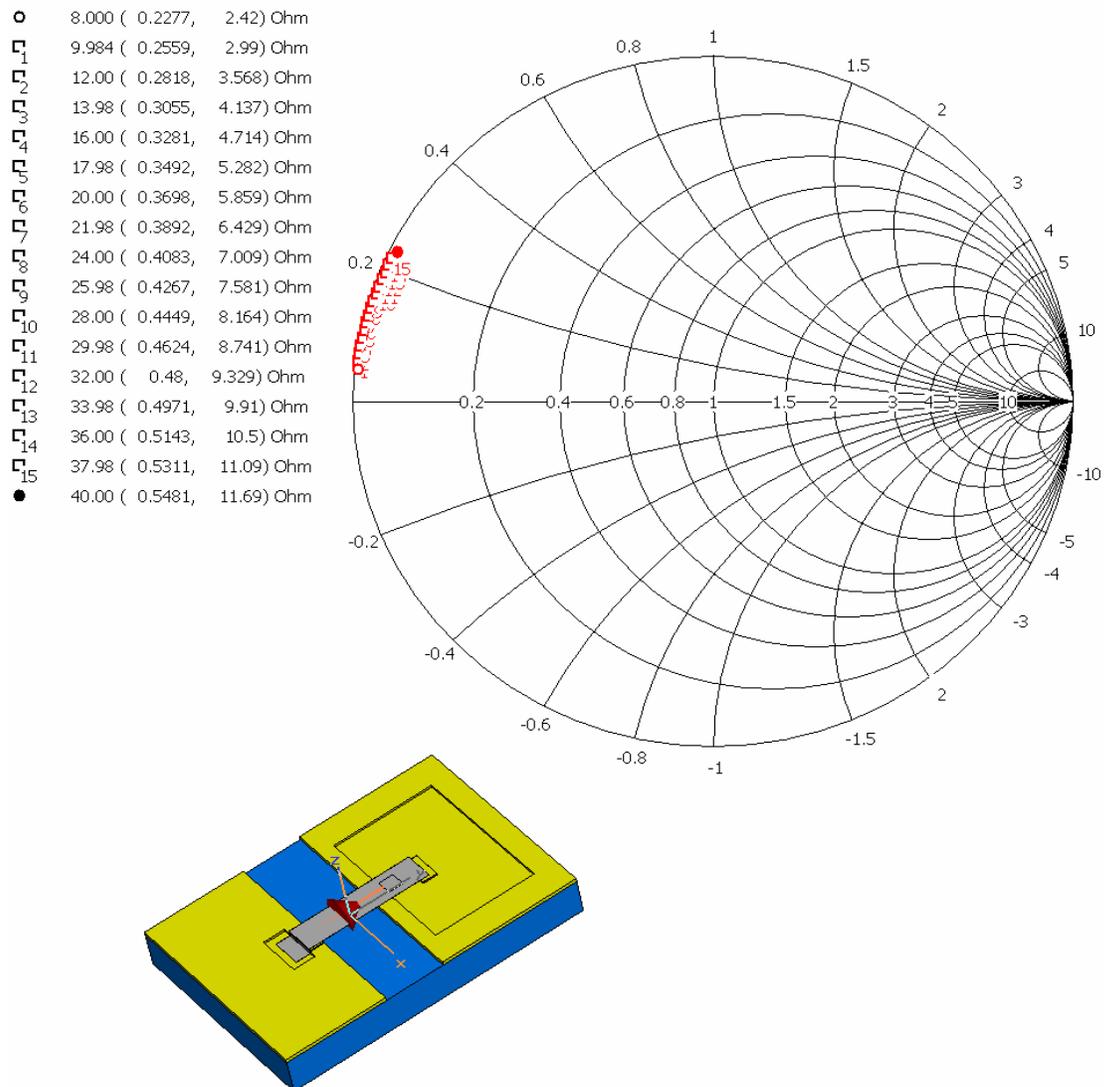


Figura 3.28. Impedancia de entrada del conmutador en estado cerrado para diferentes frecuencias.

En la figura anterior se observa claramente que el comportamiento de la impedancia de entrada de nuestro conmutador en estado cerrado, es totalmente diferente al observado para el caso del estado abierto. Los valores de la impedancia se encuentran en la parte positiva de la carta Smith, esto quiere decir que el conmutador en estado cerrado deja de comportarse como un elemento capacitivo y pasa a ser un elemento inductivo. Sin embargo, el análisis electrodinámico para este caso se presenta de una manera más fácil de deducir y predecir, pues el estado cerrado de nuestro RF MEMS se lleva a cabo cuando el cantiliver toca el tope de cobre y ocasiona un corto circuito. De esta manera el contacto metal-metal, entre el cobre y el aluminio, nos hace pensar que los elementos eléctricos importantes que conforman el circuito equivalente, involucrados durante el corto circuito, son únicamente la resistencia y la inductancia del cantilever. No obstante existe la posibilidad que los resultados involucren una capacitancia del orden de los nonofaradios según [22], la cual permite que prevalezca, sin ningún problema, el comportamiento de corto circuito. La tabla 3.4 nos presenta el valor de la inductancia correspondiente a cada uno de los valores de la impedancia de entrada para las diferentes frecuencias.

Tabla 3.4. Relación de impedancia de entrada con la inductancia asociada.

| Frecuencia en GHz | Impedancia de entrada (Z _{in}) | Inductancia asociada |
|-------------------|--|----------------------|
| 8 | (0.2277 + j2.42) | 48.14pH |
| 10 | (0.2559 + j2.99) | 47.58pH |
| 20 | (0.3698 + j5.85) | 46.55pH |
| 30 | (0.4624 + j8.74) | 46.36pH |
| 40 | (0.5481+ j11.69) | 46.51pH |

De los resultados de la tabla anterior, podemos observar que para cualquier frecuencia entre en rango de 8 a 40 GHz, el comportamiento de nuestro conmutador permanece estable con un valor de inductancia aproximadamente igual para todos los casos. Esto nos garantiza que durante el estado cerrado de nuestro conmutador, el stub del desplazador de fase permanecerá cortocircuitado y no permitirá que ninguna onda, que pase a través del anillo, excite a dicho stub.

Con los resultados obtenidos de la impedancia de entrada de nuestro dispositivo, para los dos estados de conmutación, es posible conocer la frecuencia de resonancia de nuestro RF MEMS, considerando el valor de 57.36fF del estado abierto y 46.51pH del estado cerrado, logrando una frecuencia de resonancia de 97.44GHz. Este valor de frecuencia nos permite asegurar que a no más de 100GHz de la señal de radiofrecuencia, nuestro conmutador aún será capaz de presentar los dos estados de conmutación, es decir que, para el estado abierto nuestro RF MEMS presentará impedancia de entrada capacitiva y para el estado cerrado impedancia de entrada inductiva.

3.5 Factor de Calidad de Conmutación.

Después de haber obtenido la impedancia de entrada de nuestro conmutador para los dos estados de conmutación de las simulaciones electrodinámicas, se requiere de algunos parámetros que nos permitan conocer el desempeño de nuestro conmutador.

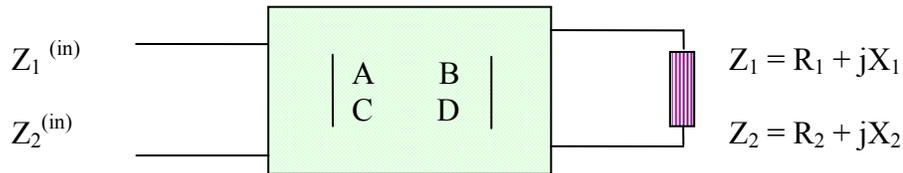


Figura 3.29. Red de un puerto recíproca y sin pérdidas.

Una de las figuras de mérito que caracterizan a un conmutador de dos estados es el llamado factor de calidad de conmutación (CQF), y se define [25] como la razón de las impedancias de entrada ($Z_1 = R_1 + jX_1$ y $Z_2 = R_2 + jX_2$) de una red de un puerto, recíproca y sin pérdidas, figura 3.29. La ecuación general para calcular este parámetro tiene la siguiente forma:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \dots (3.1)$$

Donde K es el factor de calidad de conmutación y R_1 , R_2 , X_2 y X_1 las partes reales e imaginarias de las impedancias de entrada de cada uno de los dos posibles estados del conmutador. De esta forma sabemos que K siempre será mayor que 1. Para casos prácticos el factor de calidad de conmutación debe ser muy grande, mayor a 1000. Se pueden considerar dos simplificaciones para la ecuación (3.1):

- A) Si la parte real de la impedancia cambia ($R_2 > R_1$, $X_2 = X_1$) la ecuación resultante es la siguiente,

$$K = \frac{R_2}{R_1} \dots (3.2)$$

- B) Para el caso de que la parte imaginaria cambie ($R_2 \approx R_1$, $X_2 > X_1$):

$$K = \frac{(X_2 - X_1)^2}{R_1 R_2} \dots (3.3)$$

En la tabla 3.5 se muestran los resultados del factor de calidad de conmutación obtenido de los resultados de las simulaciones electrodinámicas anteriores y de la ecuación (3.3), pues la parte imaginaria de los resultados es la que más varía. Los resultados del factor de calidad de conmutación abarcan el rango de frecuencias que va de 8 a 40 GHz.

Tabla 3.5. Factor de calidad de conmutación del RF MEMS.

| Frecuencia [GHz] | Impedancia [Ω] Estado abierto Z_1 Estado cerrado Z_2 | CQF K |
|-------------------------|---|------------------|
| 8 | $Z_1 = 0.186 - j346.8$ $Z_2 = 0.2277 + j2.42$ | 2,879,534 |
| 10 | $Z_1 = 0.1996 - j276$ $Z_2 = 0.2559 + j2.99$ | 1,523,864 |
| 12 | $Z_1 = 0.2141 - j227.6$ $Z_2 = 0.2818 + j3.568$ | 885,722 |
| 20 | $Z_1 = 0.2641 - j129.7$ $Z_2 = 0.3698 + j5.859$ | 188,157 |
| 24 | $Z_1 = 0.286 - j104.1$ $Z_2 = 0.4083 + j7.009$ | 105,719 |
| 28 | $Z_1 = 0.3068 - j85.13$ $Z_2 = 0.4449 + j8.164$ | 63,766 |
| 30 | $Z_1 = 0.3168 - j77.35$ $Z_2 = 0.4624 + j8.741$ | 50,595 |
| 34 | $Z_1 = 0.3367 - j63.94$ $Z_2 = 0.4971 + j9.91$ | 32,584 |
| 38 | $Z_1 = 0.3562 - j52.76$ $Z_2 = 0.5311 + j11.09$ | 21,550 |
| 40 | $Z_1 = 0.366 - j47.74$ $Z_2 = 0.5481 + j11.69$ | 17,606 |

Este parámetro es importante ya que nos permite caracterizar a nuestro conmutador y es una medida del desempeño que el RF MEMS tendrá dentro del desplazador de fase, ya que nos garantiza que nuestro diseño presenta gran diferencia de impedancias entre el estado abierto y el estado cerrado en el momento de su conmutación.

3.6 Circuito equivalente

Los resultados electrodinámicos que se presentaron anteriormente permitieron que conociéramos, de forma general, el comportamiento de nuestro modelo bajo la acción de alta frecuencia, sin embargo, es indispensable obtener los circuitos equivalentes que nos permitan conocer con precisión, o al menos de manera muy aproximada, los elementos eléctricos que conforman a nuestro modelo para ambos casos de conmutación, además de la relación que existe entre ellos, pues es evidente que existen elementos eléctricos parásitos que se originan con el aumento de la frecuencia y que pueden ocasionar que nuestro conmutador deje de trabajar adecuadamente durante los dos estados de conmutación. Esto involucraría que nuestro desplazador de fase no desfasara correctamente, debido a las pérdidas ocasionadas por nuestro conmutador.

De esta manera podremos garantizar que nuestro conmutador RF MEMS presenta características semejantes a las de un diodo p-i-n, pues es necesario demostrar que nuestro

conmutador posee una capacitancia de no más de 20fF para la banda X y para la banda Ka, durante el estado abierto.

Para poder obtener una de las primeras aproximaciones del circuito equivalente de nuestro conmutador, fue necesario conocer la impedancia característica de la línea de transmisión. Con la ayuda de un programa, fue posible introducir los parámetros y las dimensiones de la línea de transmisión para obtener sus principales características eléctricas. En la figura 3.30 se observa la pantalla del programa TXLINE, donde se simulan diferentes tipos de líneas de transmisión con el fin de obtener sus características.

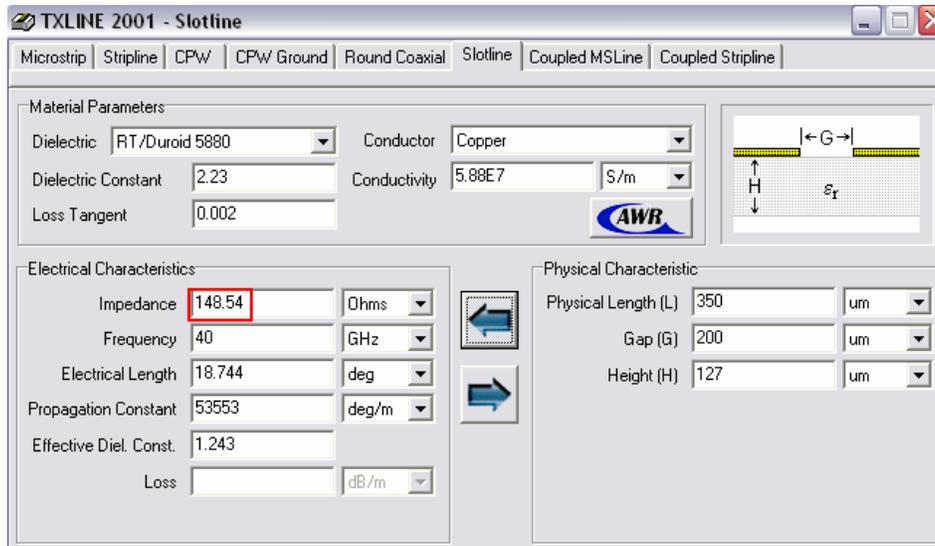


Figura 3.30. Programa TXLINE que simula las características de diferentes tipos de líneas de transmisión.

En la figura 3.30 se observa que es posible introducir los materiales y las características eléctricas que conforman a la línea de transmisión. En este pequeño programa es posible obtener las características de una línea, mediante sus dimensiones físicas o mediante sus características eléctricas. Para nuestro caso utilizamos la línea ranurada o “slotline” y, a partir de sus dimensiones físicas, obtuvimos su impedancia característica, tal como se observa en el recuadro de la pantalla.

3.6.1 Circuito equivalente para el estado abierto

Una vez conocida la impedancia característica de nuestra línea de transmisión ranurada, intentamos obtener el circuito equivalente del conmutador para el estado abierto, basándonos en la idea general de los elementos eléctricos que deben conformar al conmutador, así como en los resultados de las simulaciones electrodinámicas anteriores del conmutador. En la figura 3.31 se aprecia el esquema equivalente del conmutador en estado abierto que se obtuvo con la ayuda de un simulador de análisis de circuitos.

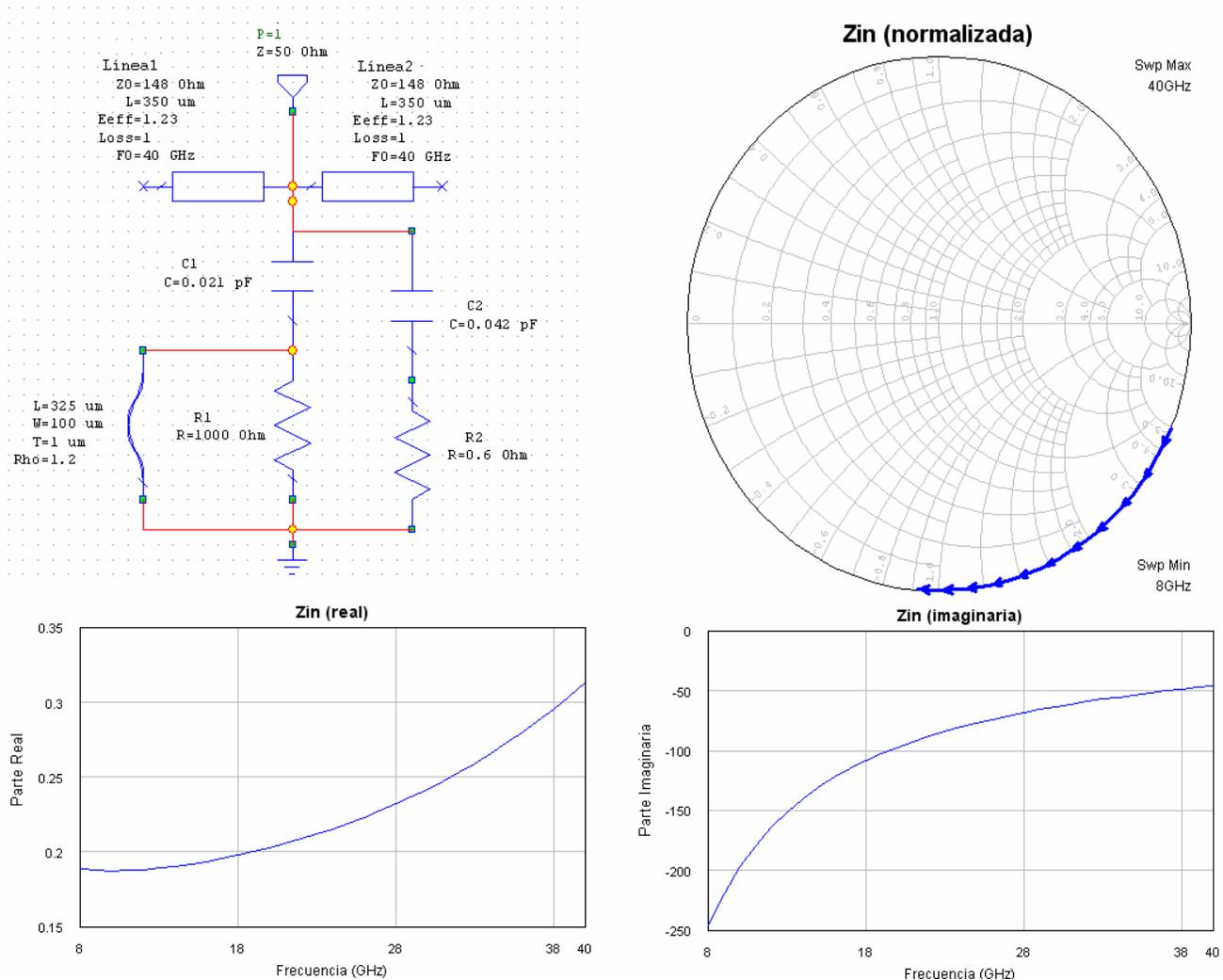


Figura 3.31. Primera aproximación del circuito equivalente.

El esquema del circuito de la figura 3.31, está basado de dos segmentos de línea que constituyen las características de la línea de transmisión ranurada, además de dos circuitos RC en paralelo. Uno de ellos (lado izq.) está formado mediante los valores aproximados que conforman el cantilever en su estado abierto, ya que se presenta un capacitor C_1 de 21 fF y una resistencia de 1000Ω , así como un elemento en paralelo que simula las características inductivas y resistivas del cantilever. Este último elemento permite modelar un segmento conductor con sección transversal rectangular, a partir de sus parámetros de longitud y espesor, para simular la presencia de nuestro cantilever.

Los valores de la impedancia de entrada del circuito, obtenidos del simulador, fueron comparados con los resultados electrodinámicos antes presentados (figura 3.27 pág.59) para poder garantizar que el circuito aproxima la impedancia de entrada de nuestro conmutador, sin embargo, se observaron diferencias en los valores obtenidos sobre la carta Smith. Esto nos llevó a pensar que la acción de las líneas de transmisión sobre el circuito no era la adecuada, lo que nos hizo reflexionar en incluir el otro circuito RC para compensar las características de la línea.

El siguiente paso fue sustituir el elemento en paralelo, que presenta las características físicas del cantilever, por sus elementos eléctricos simples, para tratar de reducir el circuito equivalente, figura 3.32. Además fue necesario variar los valores de los demás elementos para garantizar el mismo comportamiento de los resultados.

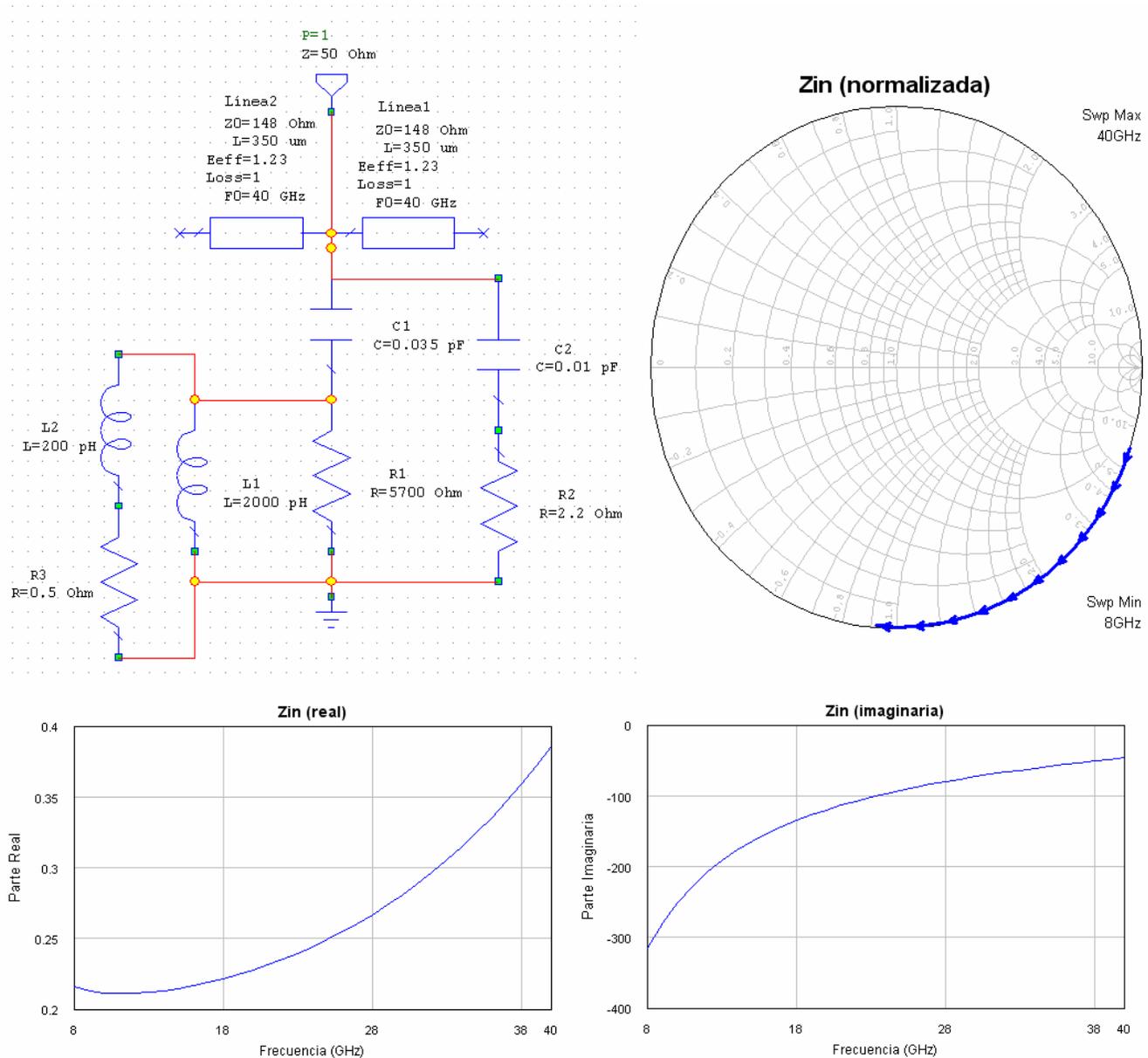


Figura 3.32. Sustitución del elemento en paralelo por componentes eléctricos simples.

Basados en la necesidad de encontrar un circuito equivalente e identificar los elementos equivalentes de nuestro cantiliver y de la línea de transmisión, fue necesario reducir nuestro esquema hasta obtener la menor cantidad de elementos y la mejor aproximación a los resultados obtenidos en la simulación electrodinámica. La figura 3.33 muestra el esquema equivalente obtenido de la simplificación de los componentes del elemento en paralelo con los elementos del cantiliver.

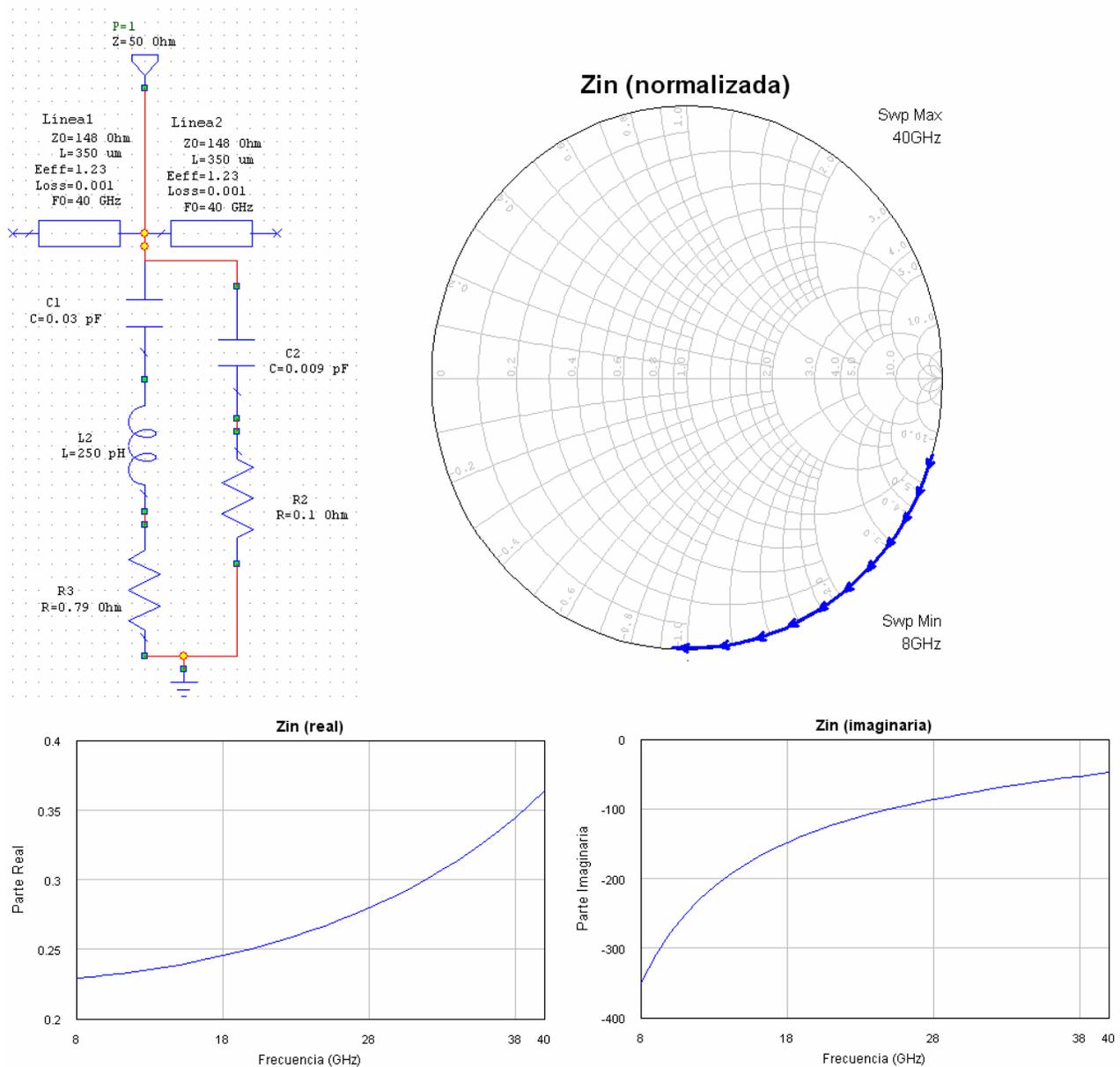


Figura 3.33. Reducción del circuito equivalente con las características del elemento en paralelo que presenta las características físicas del cantilever.

Al hacer las variaciones de los valores de los elementos, durante la reducción del circuito, observamos que los segmentos de línea ya no presentaban alguna contribución al esquema equivalente, por lo que decidimos eliminarlas para lograr nuestro objetivo de encontrar la máxima simplificación del esquema. La figura 3.34 muestra los resultados del esquema equivalente, sin la presencia de las líneas de transmisión y con el capacitor C1 obtenido de los resultados de la simulación electromecánica de CoventorWare.

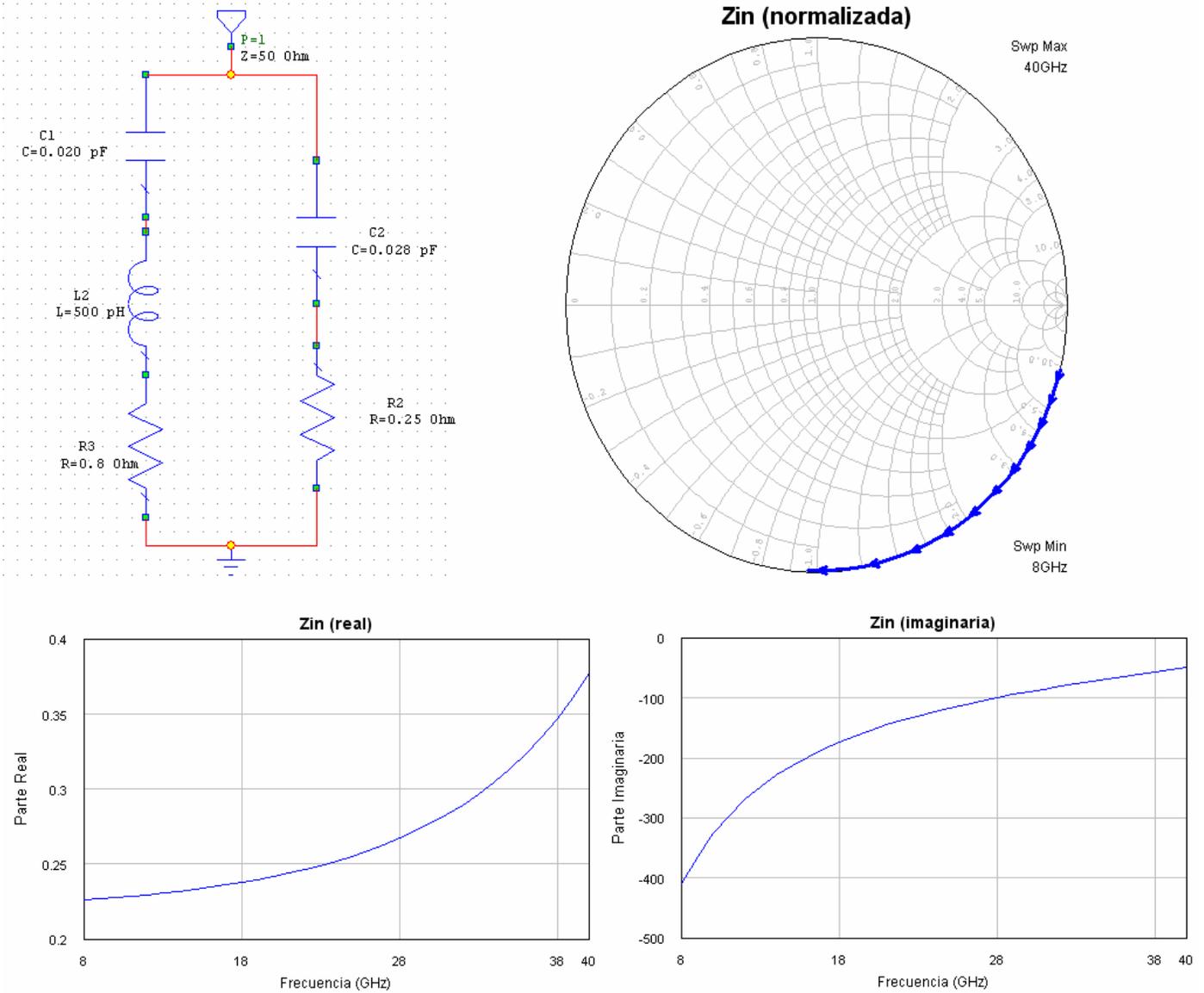


Figura 3.34. Simplificación del circuito sin los segmentos de línea.

Es importante destacar que todos los circuitos equivalentes antes obtenidos han sido simulados en un rango de frecuencias entre 8 y 40GHz, con el propósito de poder comparar la impedancia de entrada obtenida de los análisis electrodinámicos antes realizados. Sin embargo, para poder determinar un circuito equivalente mucho más preciso, fue necesario reducir el rango de frecuencias únicamente para la banda X.

Aparentemente hasta este momento se han logrado separar los elementos que simulan las características del cantilever y los de la línea de transmisión, en el esquema del circuito equivalente, sin embargo, es necesario comprobar que los valores de cada componente (capacitor, resistencia e inductancia) equivalen a los valores reales de la línea de transmisión y del cantilever.

Con el fin de conocer con mucha mayor precisión el valor de la impedancia de la línea y compararlo con la sección del circuito equivalente que la representa, fue necesario simular el segmento de línea, sobre la cual se encuentra el cantilever, para conocer el valor aproximado de la capacitancia y de la resistencia que aparentemente presentan los análisis anteriores. La figura 3.35 muestra el segmento de línea y los resultados obtenidos sobre la carta Smith de la impedancia de entrada, para las frecuencias desde 8 hasta 40 GHz.

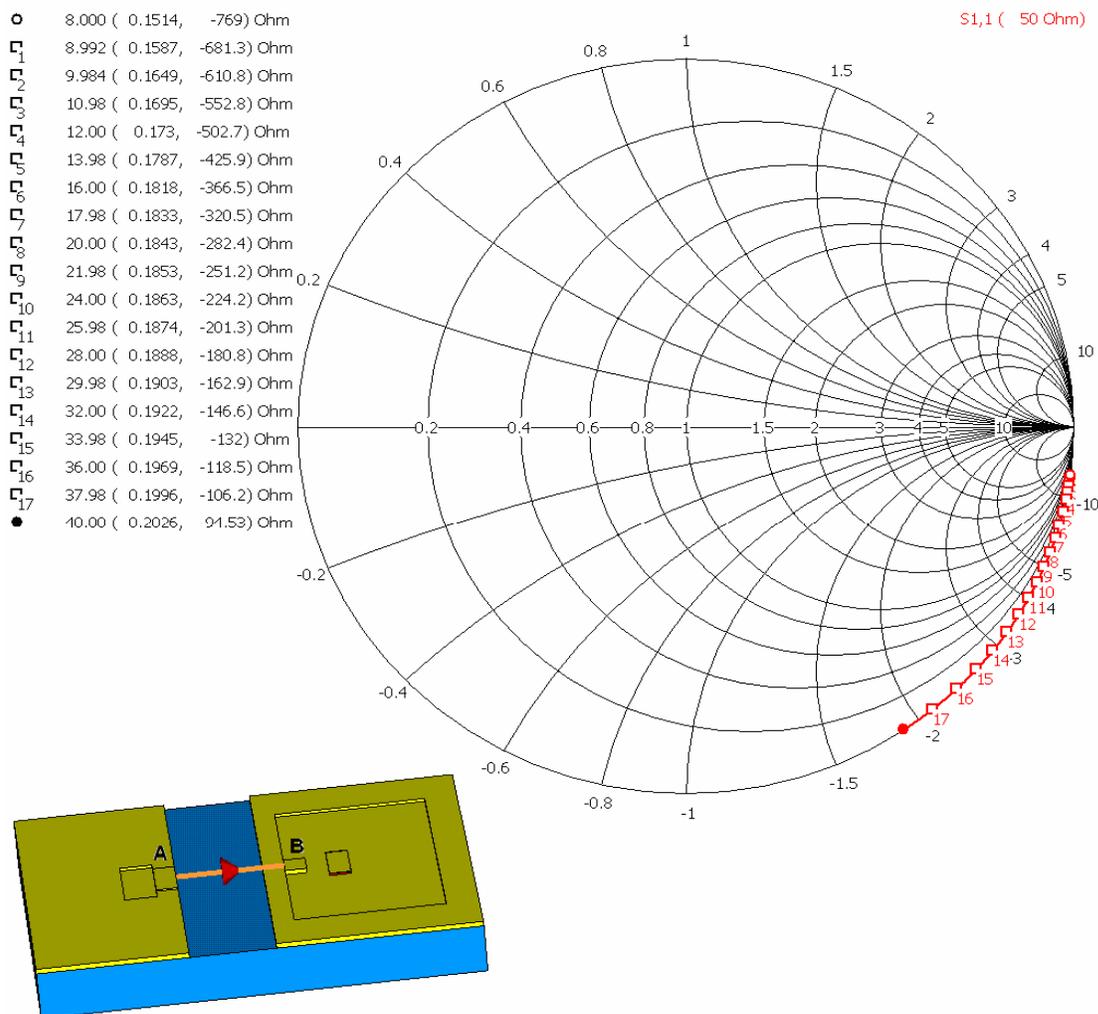


Figura 3.35. Impedancia de entrada del segmento de línea para frecuencias desde 8 hasta 40 GHz.

Con base en los resultados obtenidos de la simulación anterior, fue posible comprobar que la impedancia de entrada de la línea, entre los puntos A y B, es prácticamente capacitiva y resistiva, por lo que pudimos asegurar que su representación en el circuito equivalente fue el adecuado.

Para conocer el valor aproximado de la capacitancia que agrega la línea de transmisión en el circuito equivalente, la tabla 3.6 presenta la capacitancia asociada a los valores de la impedancia característica.

Tabla 3.6. Capacitancia asociada a la línea de transmisión.

| Frecuencia (GHz) | Impedancia de Entrada (Z_{in}) | Capacitancia asociada |
|------------------|------------------------------------|-----------------------|
| 8 | (0.1514 - j769) | 25.86 fF |
| 9 | (0.1587 - j681.3) | 25.97 fF |
| 10 | (0.1649 - j610.8) | 26.09 fF |
| 11 | (0.1695 - j552.8) | 26.23 fF |
| 12 | (0.1730 - j502.7) | 26.37 fF |
| 20 | (0.1843 - j282.4) | 28.17 fF |
| 30 | (0.1903 - j162.9) | 32.56 fF |
| 40 | (0.2026 - j94.53) | 42.09 fF |

Con base en los resultados de la simulación de la línea, se pudo obtener una aproximación más cercana del circuito equivalente, tal como se observa en la figura 3.36.

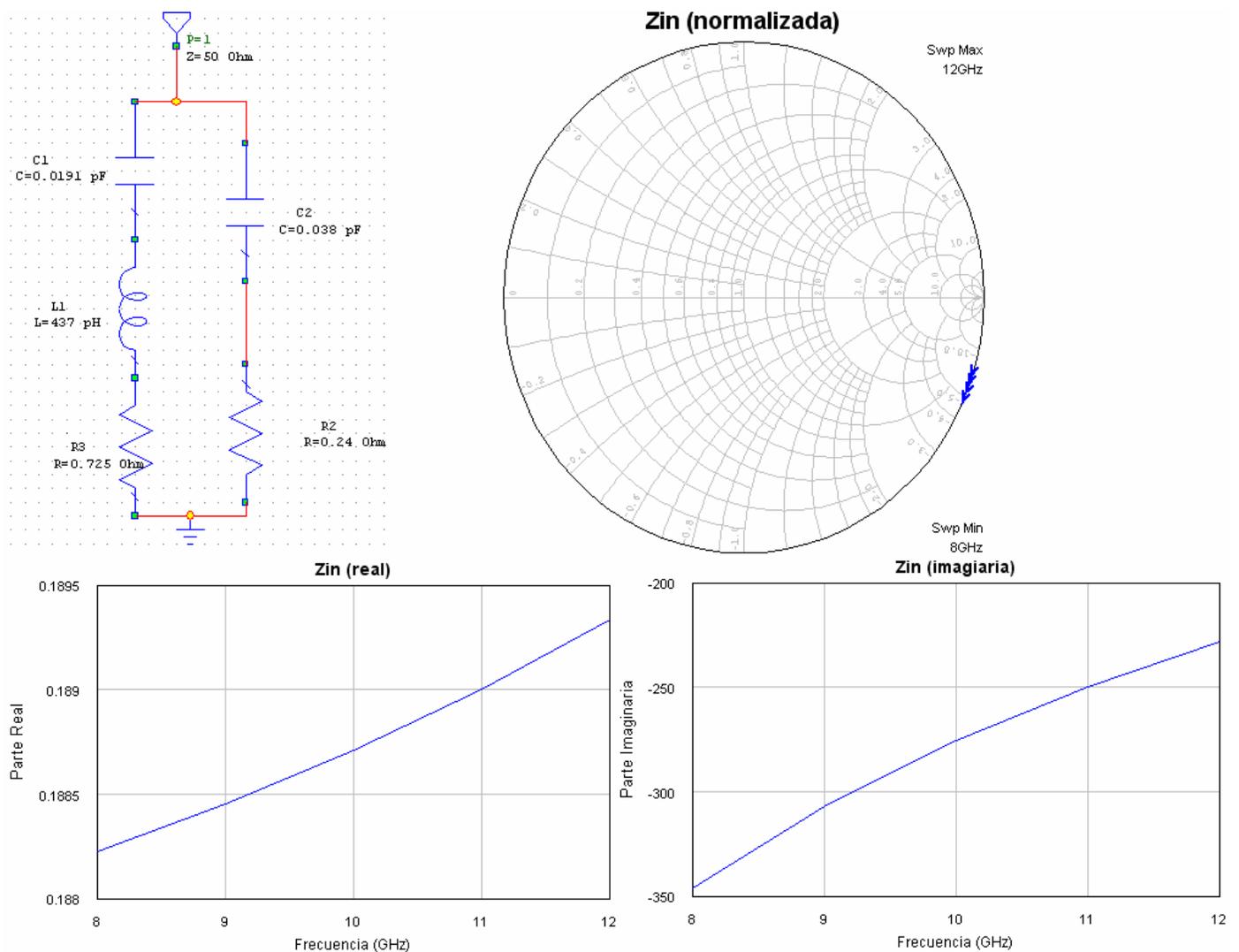


Figura 3.36. Circuito equivalente para banda X.

Debido a la adecuada aproximación que se obtuvo, de la comparación de los resultados obtenidos de la simulación electrodinámica con los de la impedancia de entrada, que se muestran en la figura 3.36, es claro considerar que el circuito equivalente permite conocer los elementos eléctricos que conforman el desempeño electrodinámico del cantiliver y de la línea de transmisión. De ahí que podamos garantizar que nuestro cantiliver presentará una capacitancia en estado abierto no mayor a los 20fF para la banda X, pues dichos valores permitieron obtener los mismos valores de impedancia de entrada de la simulación electrodinámica realizada anteriormente.

Una vez demostrado que nuestro conmutador se desempeñará adecuadamente para la banda X, es necesario comprobar el funcionamiento del circuito equivalente para la banda Ka. La figura 3.37 muestra el circuito equivalente y los resultados de la simulación correspondiente.

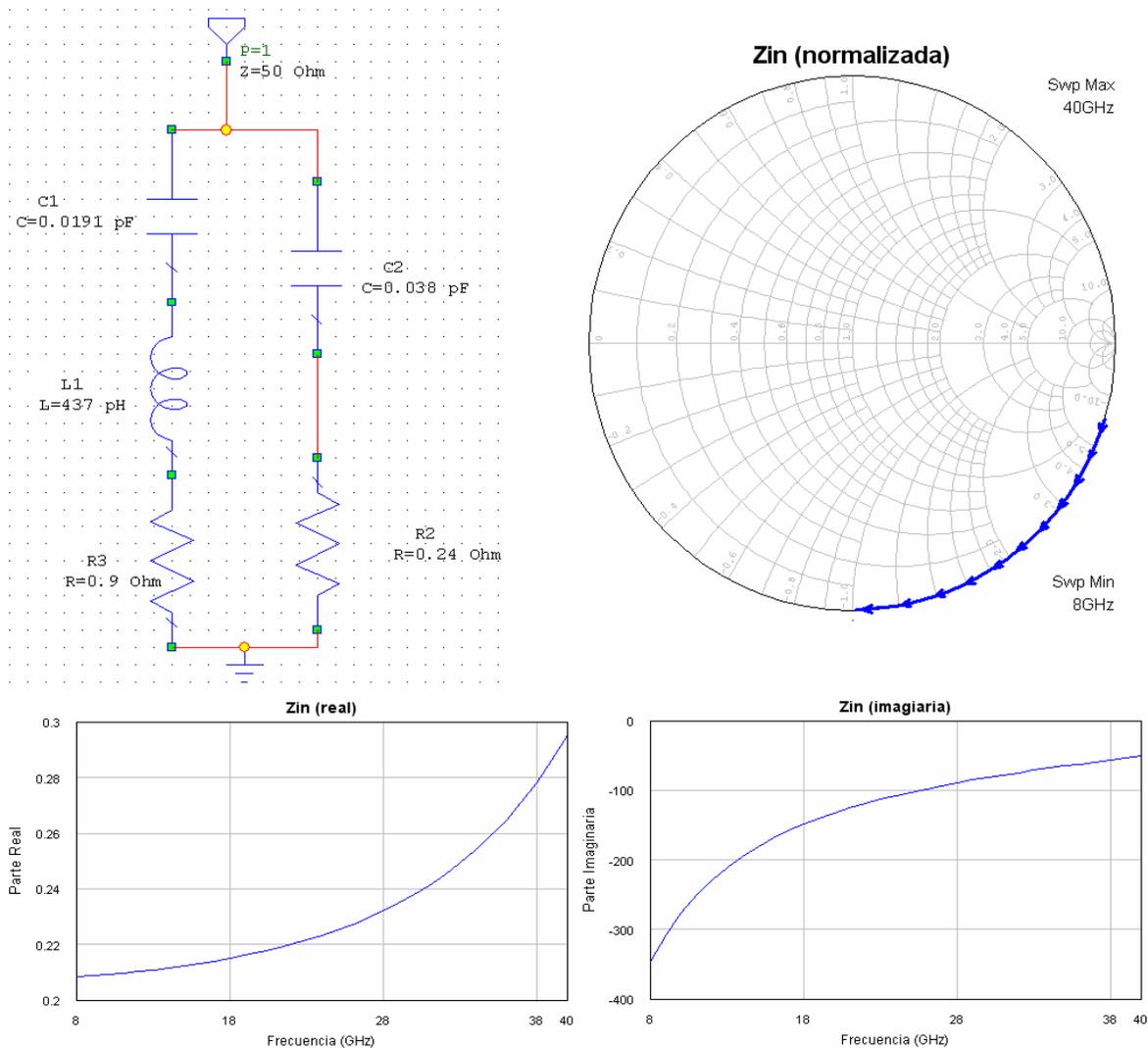


Figura 3.37. Circuito equivalente para banda Ka.

En el esquema del circuito equivalente anterior, se observa que el circuito RC presenta una capacitancia de 38fF, pues es evidente que con el aumento de la frecuencia la capacitancia parásita de la línea tiende a subir, considerando los resultados obtenidos de la impedancia característica de la línea. El circuito RLC, que equivale al desempeño del cantilever suspendido sobre el cobre derecho, muestra una capacitancia de 19.1fF, igual a la que se presentó para la banda X, lo que hace evidente que esta capacitancia no depende de la frecuencia, sin embargo, la capacitancia de la línea se ve afecta por el aumento de la frecuencia incrementando su valor, al considerar que el comportamiento de la línea es igual al de una línea en estado abierto. No obstante, la suma de las dos capacitancias es de aproximadamente de 57.1fF, lo que nos permite comprobar que hasta banda Ka nuestro cantilever nunca rebasará dicho valor, pues este valor debe ser compensado entre la capacitancia del cantilever y la línea.

3.6.2 Circuito equivalente para el estado cerrado.

El procedimiento que seguimos para obtener el circuito equivalente para el estado cerrado fue muy parecido al que se siguió para el circuito en estado abierto. De esta forma, el primer circuito equivalente se muestra en la figura 3.38, considerando los elementos eléctricos que deben conformar el desempeño del conmutador en corto circuito.

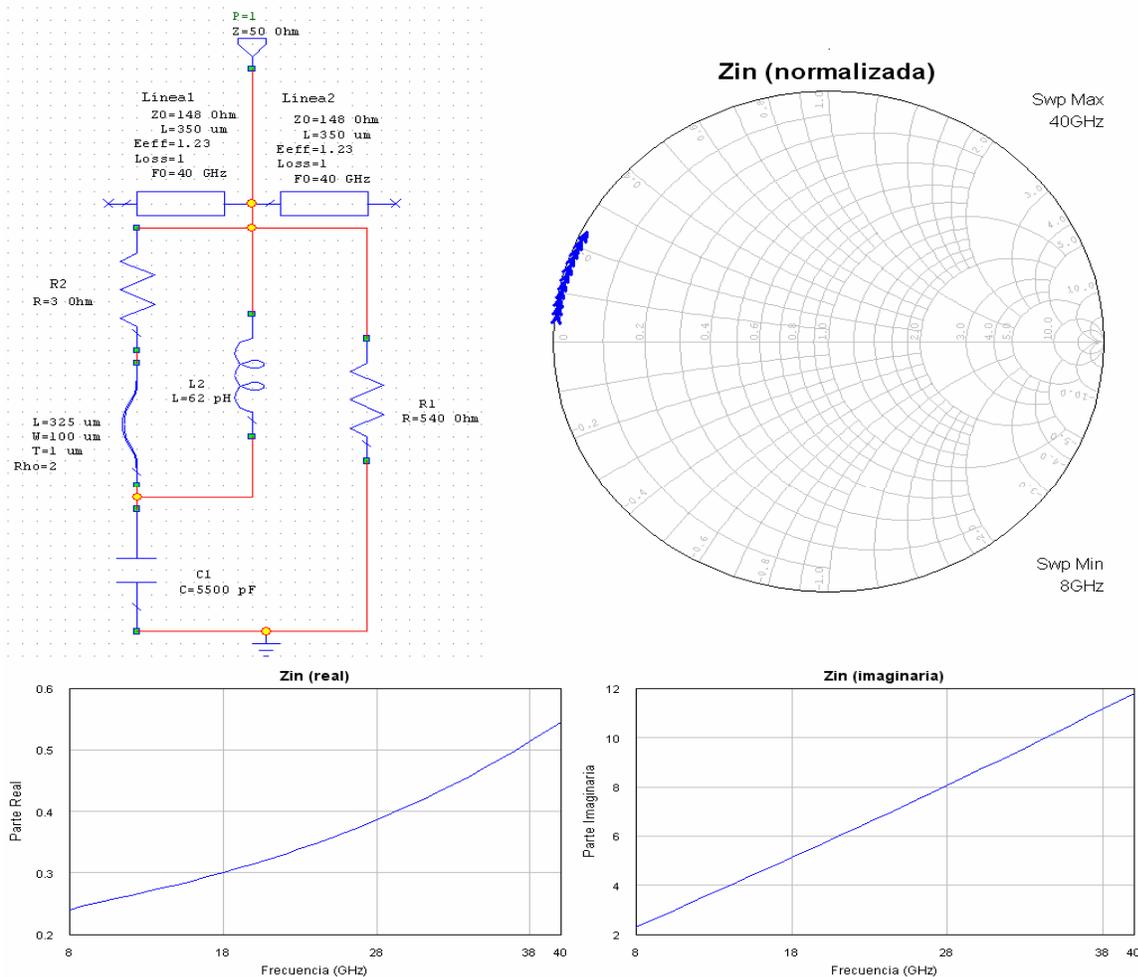


Figura 3.38. Primera aproximación del circuito equivalente.

En la figura 3.38 se observa la presencia del mismo elemento eléctrico que representa las características del cantilever, mostrado para el circuito en estado abierto, sin embargo, para este caso el elemento se encuentra conectado en serie debido al corto circuito. En la figura 3.39 se presenta el esquema equivalente del circuito con la sustitución los elementos eléctricos del elemento en serie.

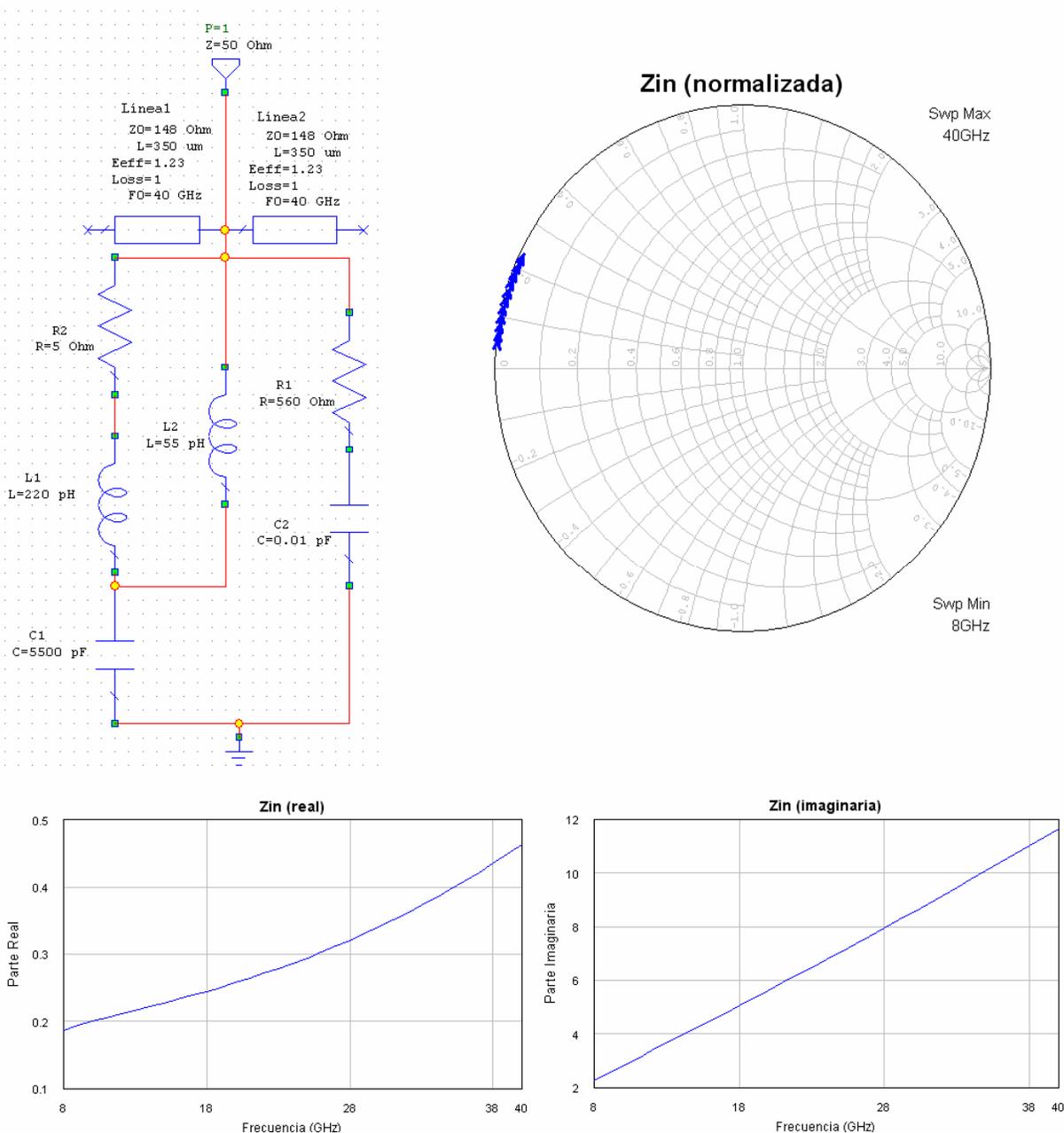


Figura 3.39. Circuito equivalente con elementos eléctricos simples.

Tal como se hizo para el circuito equivalente en estado abierto, para obtener un circuito práctico y lo más sencillo posible, suprimimos los segmentos de línea de transmisión, compensando su función mediante su circuito equivalente (lado der.), y redujimos el esquema

equivalente, con el fin de diferenciar los elementos eléctricos que representan el desempeño del cantilever y de la línea ranurada. Así la figura 3.40 muestra el circuito al que llegamos finalmente.

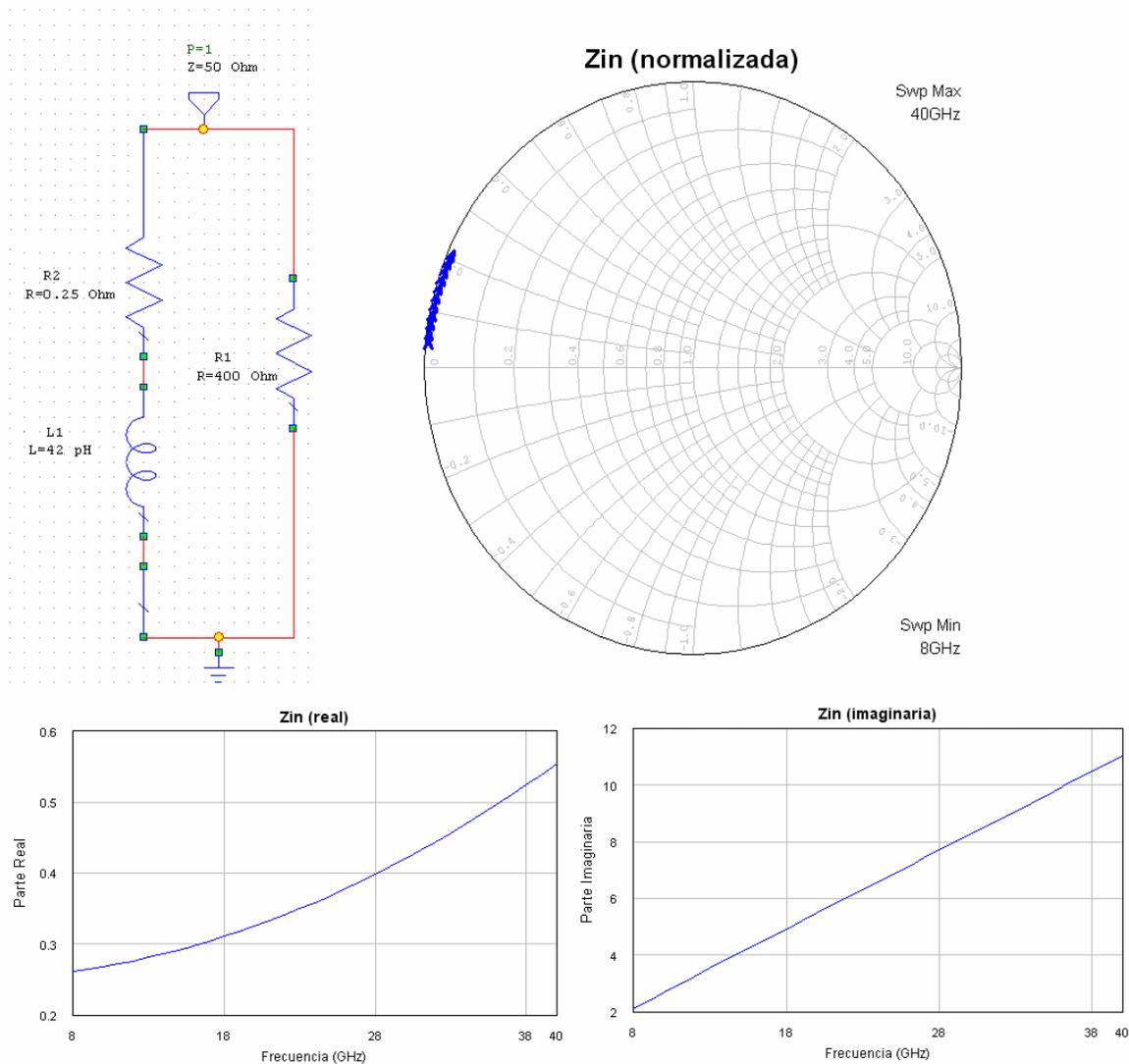


Figura 3.40. Circuito equivalente final.

Es importante mencionar que este circuito presenta principalmente características inductivas y resistivas, con ello se asegura el corto circuito deseado para el rango de frecuencias deseado. Por su parte, la sección del circuito que representa a línea sólo está formada por una resistencia que compensa las pérdidas conforme la frecuencia aumenta. Así también, gracias a la linealidad que presenta la parte imaginaria de la impedancia de entrada, podemos asegurar que el comportamiento del circuito es el mismo tanto para la banda X como para la banda Ka, sin la necesidad de realizar ajustes en los valores de los elementos.

Con el análisis que se hizo, basándonos en el circuito equivalente, podemos afirmar que el conmutador en sus estados de operación presentará las características deseadas de un

circuito abierto y un circuito cerrado para las frecuencias de las bandas X y Ka necesarias para el funcionamiento del desplazador de fase.

3.7 Parámetros S del conmutador.

El factor de calidad de conmutación es el parámetro de mayor importancia para la caracterización de nuestro conmutador, no obstante existen otros, como el aislamiento y las pérdidas por retorno, que nos ayudan a predecir mejor el funcionamiento del RF MEMS. Antes de calcular dichos parámetros, se requiere obtener la matriz de dispersión S, ya que con ella es posible conocer el comportamiento eléctrico de un circuito de microondas. La matriz de dispersión se forma por los parámetros S, estos representan el comportamiento de los voltajes y las corrientes que se desplazan sobre una línea de transmisión cuando se encuentran con una discontinuidad, ocasionada por la introducción de un dispositivo de impedancia característica diferente a la de la línea. Es importante mencionar que los parámetros S presentan variaciones con respecto a la frecuencia y a la impedancia característica de la línea a la que se conecta el dispositivo.

Nuestro conmutador presenta una conexión en paralelo con un segmento de línea de transmisión, tal como se muestra en la figura 3.41. Los puertos se encuentran localizados sobre los planos de referencia, marcados con los números 1 y 2 respectivamente; las ondas V_1^+ y V_2^+ son las ondas de voltajes incidentes que siguen una trayectoria de entrada al dispositivo, mientras que V_1^- y V_2^- son las ondas de voltajes reflejadas cuyas trayectorias salen del RF MEMS debido a las reflexiones.

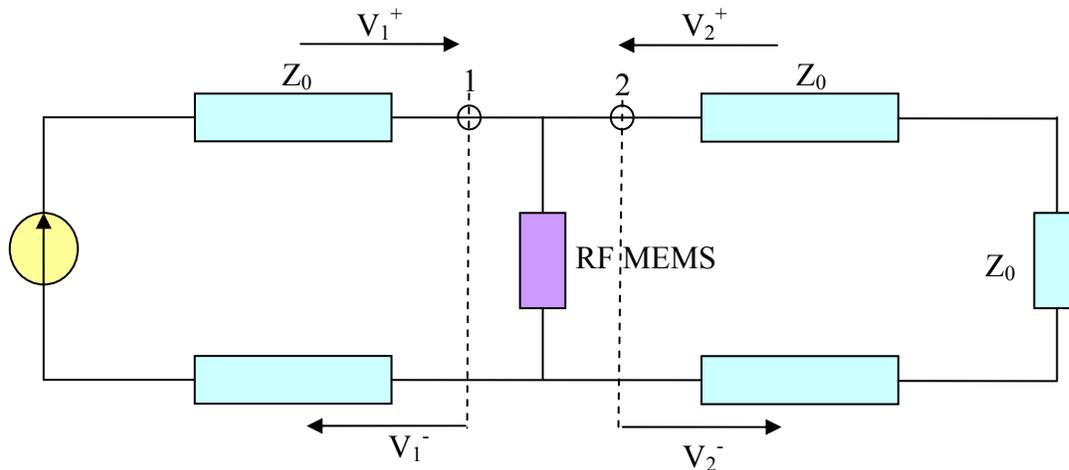


Figura 3.41. Modelo de la conexión del conmutador a la línea ranurada con sus voltajes incidentes y reflejados.

A continuación se muestra el procedimiento para el cálculo de la matriz S del conmutador. Tomando como primer caso el estado *abierto* del conmutador, se calculan los parámetros S, obteniendo como primera instancia la impedancia del RF MEMS a 8 GHz, considerando los valores de los elementos eléctricos finales del circuito equivalente de la figura 3.37 que constituyen al conmutador. $R = 0.9 \Omega$, $L = 437 \text{ pH}$ y $C = 19.1 \text{ fF}$. La impedancia del RF MEMS que resulta es:

$$Z_{MEMS} = 0.9 + \frac{1}{j2\pi \cdot 8 \cdot 10^9 \cdot 19.1 \cdot 10^{-15}} + j2\pi \cdot 8 \cdot 10^9 \cdot 437 \cdot 10^{-12} = 0.9 - j1019.62 \Omega$$

Después del cálculo de la impedancia del conmutador, se considera la impedancia característica de la línea ranurada, que para 8 GHz es de 102.79 Ω de TXLINE. Reduciendo las impedancias de la línea y del conmutador, que se encuentran en paralelo, obtenemos la carga que ve la línea a la entrada:

$$Z_L = \frac{Z_{MEMS} \cdot Z_0}{Z_{MEMS} + Z_0} = \frac{(0.9 - j1019.62) \cdot 102.79}{(0.9 - j1019.62) + 102.79} = 101.74 - j10.25 \Omega$$

Sabemos que el coeficiente de reflexión, Γ , es igual al parámetro S_{11} , que es la relación de la onda de voltaje que se refleja con respecto a la que incide en el puerto 1, cuando la onda de voltaje incidente en el puerto 2 es cero.

$$\Gamma = S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(101.74 - j10.25) - 102.79}{(101.74 - j10.25) + 102.79} = -2.61 \cdot 10^{-3} - j5.02 \cdot 10^{-2}$$

$$|S_{11}| = \sqrt{(-2.61 \cdot 10^{-3})^2 + (5.02 \cdot 10^{-2})^2} = 5.03 \cdot 10^{-2}$$

Así mismo para calcular S_{21} , es decir, la onda de voltaje que va del puerto 1 al puerto 2, cuando el puerto 2 se encuentra acoplado, debemos encontrar la relación entre los voltajes V_1 y V_2 totales, tal como se muestra:

$$V_1 = V_2 \text{ (Esto debido a la conexión en paralelo)}$$

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+(1 + S_{11})$$

$$V_2 = \overbrace{V_2^+}^0 + V_2^- = V_2^-$$

$$V_2^- = V_1^+(1 + S_{11})$$

$$\Rightarrow S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} = 1 + S_{11} = 1 + (-2.61 \cdot 10^{-3} - j5.02 \cdot 10^{-2}) = 0.99 - j5.02 \cdot 10^{-2}$$

$$|S_{21}| = \sqrt{(0.99)^2 + (5.02 \cdot 10^{-2})^2} = 0.99$$

Como el modelo del conmutador es simétrico y pasivo (figura 3.41), la matriz de dispersión resultante es recíproca, por lo que $S_{11} = S_{22}$ y $S_{21} = S_{12}$, de modo que la matriz S resultante es la siguiente:

$$S_{abierto} = \begin{bmatrix} -2.61 \cdot 10^{-3} - j5.02 \cdot 10^{-2} & 0.99 - j5.02 \cdot 10^{-2} \\ 0.99 - j5.02 \cdot 10^{-2} & -2.61 \cdot 10^{-3} - j5.02 \cdot 10^{-2} \end{bmatrix}$$

Para obtener la matriz S del conmutador en estado *cerrado*, primeramente se obtiene la impedancia del RF MEMS a 8 GHz, a partir de los valores de los elementos eléctricos finales que constituyen al circuito equivalente final de la figura 3.40. $R = 0.25 \Omega$, $L = 42 \text{ pH}$,

$$Z_{MEMS} = 0.25 + j2\pi \cdot 8 \cdot 10^9 \cdot 42 \cdot 10^{-12} = 0.25 + j2.11\Omega$$

Del procedimiento para encontrar la matriz S para el estado abierto, sabemos que la línea ranurada presenta una impedancia característica de 102.79Ω . Reduciendo el circuito paralelo obtenemos la impedancia que corresponde a la carga que ve la línea a la entrada:

$$Z_L = \frac{Z_{MEMS} \cdot Z_0}{Z_{MEMS} + Z_0} = \frac{(0.25 + j2.11) \cdot 102.79}{(0.25 + j2.11) + 102.79} = 0.29 + j2.10 \Omega$$

$$\Gamma = S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+=0} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(0.29 + j2.10) - 102.79}{(0.29 + j2.10) + 102.79} = -0.99 + j4.06 \cdot 10^{-2}$$

$$|S_{11}| = \sqrt{(-0.99)^2 + (4.06 \cdot 10^{-2})^2} = 0.99$$

Así mismo para calcular S_{21} , es decir, el voltaje que va del puerto 1 al puerto 2, cuando el puerto 2 se encuentra acoplado, debemos encontrar la relación entre los voltajes V_1 y V_2 totales, los cuales son iguales debido a la conexión en paralelo. Realizando las operaciones obtuvimos:

$$V_1 = V_2$$

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+(1 + S_{11})$$

$$V_2 = \overset{0}{V_2^+} + V_2^- = V_2^-$$

$$V_2^- = V_1^+(1 + S_{11})$$

$$\Rightarrow S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+=0} = 1 + S_{11} = 1 + (-0.99 + j4.06 \cdot 10^{-2}) = 6.6 \cdot 10^{-3} + j4.06 \cdot 10^{-2}$$

$$|S_{21}| = \sqrt{(6.6 \cdot 10^{-3})^2 + (4.06 \cdot 10^{-2})^2} = 4.11 \cdot 10^{-2}$$

Como el modelo del conmutador es simétrico y pasivo (figura 3.41), la matriz de dispersión resultante es recíproca, por lo que $S_{11} = S_{22}$ y $S_{21} = S_{12}$, de modo que la matriz S resultante es la siguiente:

$$S_{\text{cerrado}} = \begin{bmatrix} -0.99 + j4.06 \cdot 10^{-2} & 6.6 \cdot 10^{-3} + j4.06 \cdot 10^{-2} \\ 6.6 \cdot 10^{-3} + j4.06 \cdot 10^{-2} & -0.99 + j4.06 \cdot 10^{-2} \end{bmatrix}$$

Tanto para el caso del conmutador en estado *abierto* como *cerrado*, el procedimiento para obtener la matriz S es el mismo para cualquiera que sea la frecuencia de operación del conmutador.

3.7.1 Aislamiento

Para caracterizar el estado *cerrado* del conmutador, es necesario considerar la magnitud del parámetro S_{21} tal como se observa en la expresión (3.4).

$$|S_{21}| = -20 \log|T| \text{ [dB]} \dots (3.4)$$

Este parámetro nos ayuda a conocer la relación de potencia que se transmite, cuando se requiere que se refleje en su totalidad. La figura 3.42 muestra los coeficientes de reflexión y de transmisión involucrados cuando una señal pasa a través del RF MEMS.

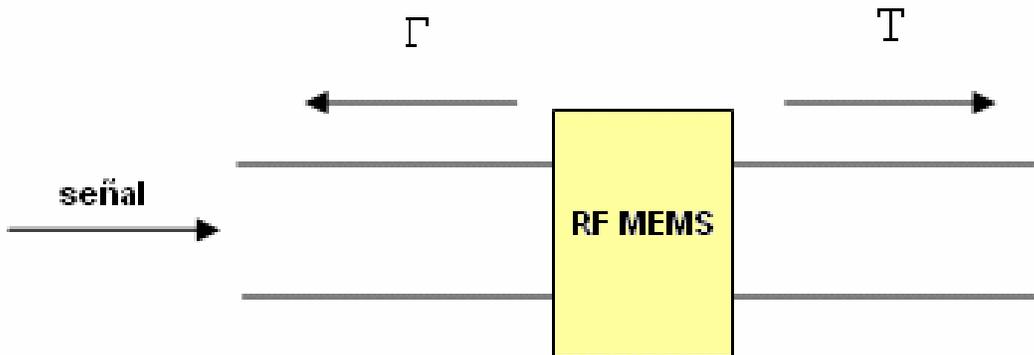


Figura 3.42. Reflexión y transmisión con el paso de una señal a través del RF MEMS.

Tal como se había mencionado, este parámetro es una medida del funcionamiento del conmutador en estado *cerrado*, y para calcularlo es importante conocer la matriz S del conmutador. En la tabla 3.7 se muestran algunos de los parámetros de la matriz S del dispositivo para diferentes frecuencias, así como el aislamiento para cada caso.

Tabla 3.7 Parámetros S y parámetros S₂₁ del conmutador en estado cerrado

| Frecuencia (GHz) | Parámetros S | Aislamiento (dB) |
|------------------|--|------------------|
| 8 | S ₁₁ =0.99 S ₂₁ =4.11·10 ⁻² | 27.7 |
| 12 | S ₁₁ =0.99 S ₂₁ =5.81·10 ⁻² | 24.7 |
| 20 | S ₁₁ =0.99 S ₂₁ =8.73·10 ⁻² | 21.1 |
| 30 | S ₁₁ =0.98 S ₂₁ =0.11 | 18.5 |
| 40 | S ₁₁ =0.98 S ₂₁ =0.14 | 16.6 |

3.7.2 Pérdidas por retorno

Por otro lado, las pérdidas por retorno representan la medida de la potencia reflejada debido a los defectos en la línea, lo que produce cambios en la impedancia, o bien, para nuestro caso, por desacoplamiento entre la línea y el RF MEMS cuando se encuentra en estado *abierto*. En general, puede definirse como la relación entre la potencia que se refleja con respecto a la potencia incidente que corre a través de la línea. Se expresa en decibeles y la fórmula correspondiente se muestra en la expresión (3.5).

$$RL = -20 \log |\Gamma| \text{ [dB]} \dots (3.5)$$

La Tabla 3.8 muestra algunos de los parámetros de la matriz S del dispositivo para diferentes frecuencias, así como las pérdidas por retorno para cada caso.

Tabla 3.8 Parámetros S y pérdidas por retorno para el conmutador en estado abierto.

| Frecuencia (GHz) | Parámetros S | Pérdidas por inserción dB | Pérdidas por retorno dB |
|------------------|--|---------------------------|-------------------------|
| 8 | S ₁₁ =5.03·10 ⁻² S ₂₁ =0.99 | -0.01 | -25.9 |
| 12 | S ₁₁ =8.39·10 ⁻² S ₂₁ =0.99 | -0.03 | -21.5 |
| 20 | S ₁₁ =0.17 S ₂₁ =0.98 | -0.13 | -15.4 |
| 30 | S ₁₁ =0.33 S ₂₁ =0.94 | -0.52 | -9.6 |
| 40 | S ₁₁ =0.59 S ₂₁ =0.79 | -1.98 | -4.5 |

Los resultados obtenidos de las pérdidas de retorno y de aislamiento, muestran que nuestro conmutador mantendrá adecuadamente el estado *abierto* y el estado *cerrado*,

respectivamente, pues las pequeñas magnitudes de las pérdidas obtenidas para ambos casos nos indican que, la transmisión de cualquier señal o corriente a través del cantilever y el aislamiento del mismo, en banda X y Ka, sucederán sin ningún problema, ya que la reflexión en estado cerrado será casi total y la transmisión en el estado abierto permitirá que la señal pase sin ningún problema.

Cabe destacar que a lo largo de este capítulo hemos analizado el funcionamiento de nuestro RF MEMS, basado en un diseño adecuado al proceso de fabricación que se ha ido desarrollando en el CCADET y en el laboratorio de UNAMems. Una de las ventajas que se adquiere de este proceso de fabricación, es el uso de materiales que son comercialmente baratos y fáciles de conseguir, ya que el cobre, el aluminio, el BCB y el Rogers no representan ningún problema para su adquisición, además la tecnología requerida para llevar a cabo los métodos de fabricación, se encuentra a nuestro alcance.

Es fundamental mencionar que los resultados obtenidos de nuestro diseño permitieron mejorar las características electromecánicas de los diseños de algunos conmutadores que se han venido desarrollando en [22], pues el voltaje de actuación que logramos establecer para nuestro conmutador no sobrepasa los 10[V], lo que representa una ventaja sustancial para la aplicación de este dispositivo sobre tecnología de nueva generación. Así mismo nuestro conmutador presenta las características eléctricas necesarias para sustituir el diodo p-i-n HPND4005, ya que su capacitancia en estado abierto no sobrepasa los 20fF, necesarios para garantizar un circuito abierto, mientras que para el estado cerrado se garantiza el corto circuito mediante el contacto de dos metales.

Del análisis electrodinámico podemos destacar el buen desempeño que presenta para frecuencias altas, ya que posee las condiciones necesarias para conmutar los stubs del anillo desplazador, considerando que para frecuencias de la banda X y Ka tiene una capacitancia constante de 20fF.

Tomando en cuenta que el factor de calidad de conmutación debe ser mayor a 1000 para cualquier RF MEMS [25], podemos decir que nuestro diseño presenta gran diferencia de impedancias entre el estado abierto y el estado cerrado, ya que los valores del CQF obtenidos son superiores a 17000 para banda Ka, lo que nos asegura un funcionamiento óptimo del conmutador.

Con todo lo anterior, podemos decir que teóricamente nuestro conmutador está listo para desempeñarse en el desplazador de fase, presentando las mismas condiciones del diodo p-i-n, sin embargo es necesario conocer con exactitud el desempeño que tendrá cuando sea construido en conjunto con el anillo, pues es posible que surjan otros elementos parásitos que afecten el desempeño del desplazador. De esta manera en el siguiente capítulo presentamos el desempeño electrodinámico de nuestro conmutador sobre el anillo desplazador de fase.

3.8 Conclusiones

- 1.- Fue posible diseñar un conmutador RF MEMS mediante materiales sencillos de adquirir y con procesos de fabricación que se han estado llevando a cabo en la UNAM.
- 2.- El desplazamiento natural que sufre el cantilever por su propio peso es despreciable, por lo que se asegura que la viga se mantendrá fija cuando no exista ninguna fuerza electrostática generada por el electrodo.
- 3.- El esfuerzo mecánico generado en el ancla de nuestro cantilever, durante la conmutación del mismo, no rebasa el límite que soporta el aluminio permitiendo que el movimiento de conmutación se lleve a cabo sin ningún problema de ruptura.
- 4.-El voltaje necesario para lograr la actuación mecánica del cantilever es de 10 V, lo que significa una reducción importante del potencial eléctrico, comparado con el voltaje requerido en otros modelos de conmutador [22], además permite facilitar su uso en aplicaciones portátiles.
- 5.- La capacitancia de nuestro RF MEMS para el estado *abierto* es de 19.83fF, lo que implica una mejora en comparación a la del diodo p-i-n HPND4005 de 20fF.
- 6.-El comportamiento electrodinámico de nuestro dispositivo en estado *abierto*, para el rango de frecuencias que va de los 8 a los 40GHz, es principalmente capacitivo manteniendo un valor de capacitancia del orden de los femto-Faradays, asegurando la permanencia del estado abierto.
- 7.- El comportamiento electrodinámico de nuestro dispositivo para el estado cerrado, para el rango de frecuencias que va de los 8 a los 40GHz, es principalmente inductivo y permite sin ningún problema mantener un estado *cerrado* mediante el corto circuito producido por el contacto metal-metal para este caso.
- 8.- La frecuencia de resonancia de nuestro conmutador RF MEMS es aproximadamente de 100GHz, lo que significa que hasta este valor de frecuencia nuestro conmutador aún puede presentar los dos estados de conmutación.
- 9.- El factor de calidad de conmutación (CQF) de nuestro RF MEMS es muy grande, de aproximadamente $2.87 \cdot 10^6$ para 8 GHz y de $17.6 \cdot 10^3$ para 40GHz, lo que sobrepasa sin ningún problema el valor límite establecido de 1000 [25], para considerar el buen desempeño de conmutación de nuestro RF MEMS.
- 10.- Se obtuvieron los circuitos equivalentes de nuestro dispositivo RF MEMS para los dos estados de conmutación, permitiendo conocer con precisión los elementos eléctricos del RF MEMS y de la línea de transmisión.

11.- Los circuitos equivalentes obtenidos de nuestro dispositivo permitieron asegurar que el RF MEMS presentará las características adecuadas a un circuito en estado *abierto* y a uno *cerrado*.

12.- Se obtuvieron los parámetros S de nuestro conmutador, garantizando que presenta alto aislamiento para el estado *cerrado*, de alrededor de 26.2dB para banda X y de 17.5dB para la banda Ka.

13.- Para el estado abierto, se obtuvieron bajas pérdidas por retorno, de alrededor de -23.5dB para banda X y de -7dB para banda Ka.

14.- Se obtuvieron las características electromecánicas y electrodinámicas apropiadas de nuestro RF MEMS para utilizarse en el desplazador de fase.

4. Anillo desplazador de fase basado en el conmutador RF MEMS para banda X y Ka.

En este capítulo presentamos todo el proceso que se llevó a cabo para mostrar el desempeño electrodinámico del anillo desplazador de fase, con la utilización de nuestro conmutador RF MEMS sobre cada uno de los stubs. En la primera parte de este capítulo, se explican brevemente las características físicas del diafragma, presentando la geometría, las dimensiones y los materiales que lo conforman. Posteriormente, se explica todo el seguimiento del proceso para lograr resultados efectivos, comparándolos con los obtenidos mediante el uso de diodos p-i-n [12].

De esta forma, a lo largo de este capítulo se presentan las principales características electrodinámicas del desplazador, tales como la frecuencia de resonancia; la frecuencia de operación; los parámetros S; las pérdidas por inserción y las ondas controlada y no controlada [16], esto con el fin de conocer su ancho de banda y lograr un proceso de optimización para los parámetros del anillo, mediante la obtención del circuito equivalente de la estructura. Con todo ello, nuestro objetivo es mejorar el ancho de banda y las pérdidas por inserción del desplazador de fase.

4.1 Anillo resonador para banda X.

La geometría y los materiales que conforman al diafragma, son los mismos que se emplearon en el diafragma del desplazador de fase basado en diodos p-i-n presentado en [12]. La figura 4.1 muestra la geometría del diafragma, indicando la colocación de los stubs y las dimensiones de los radios correspondientes a una guía de onda circular para banda X.

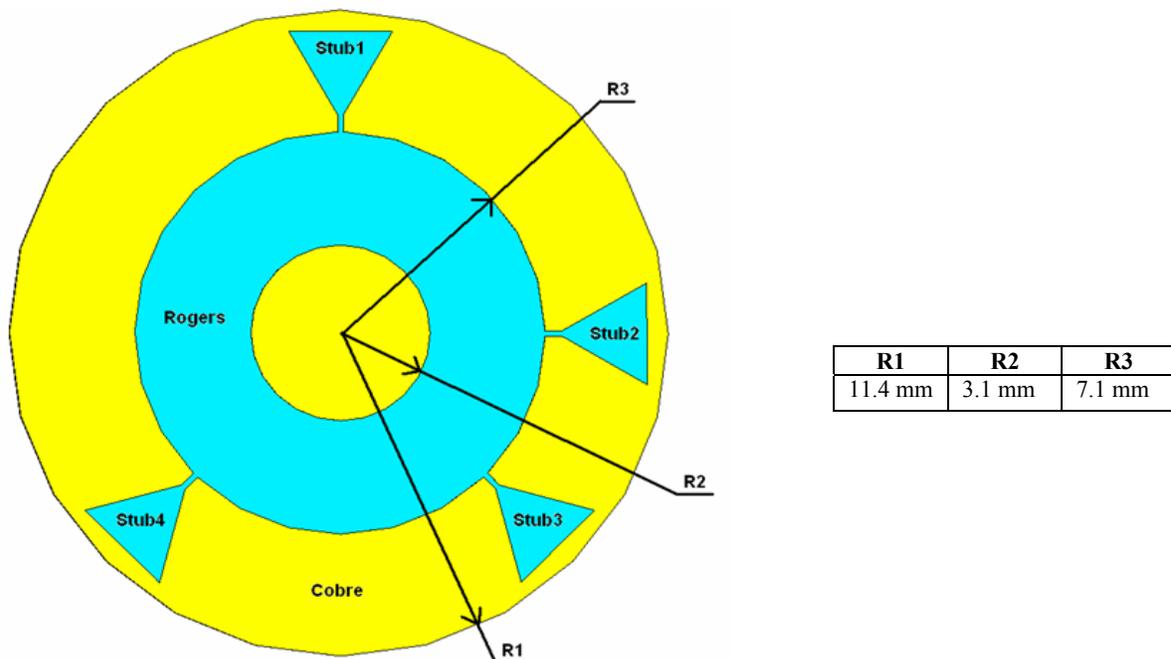


Figura 4.1. Geometría y dimensiones generales del diafragma.

Así mismo cabe destacar que el diafragma esta construido con los mismos materiales utilizados para el diseño de nuestro RF MEMS, pues como ya se ha mencionado en los capítulos anteriores, el objetivo es construir en conjunto el diafragma con el conmutador.

Para poder explicar la manera en la cual se pretende construir monolíticamente nuestro conmutador sobre el anillo, es importante recordar que el primer proceso que se lleva a cabo, en el diseño de nuestro RF MEMS, es el ataque húmedo sobre el cobre del sustrato Rogers, este proceso permite formar la entrada de cada uno de los stubs y las bases de los anclajes de nuestro RF MEMS, y al mismo tiempo la geometría del anillo, es decir, la circunferencia interior y exterior, así como el círculo central. De esta manera, se logra la construcción en conjunto de todo el dispositivo.

Una vez obtenida la geometría del diafragma con los stubs, los procesos de diseño posteriores al ataque húmedo, son necesarios para desarrollar los RF MEMS en la entrada de cada uno de los stubs, por lo que es evidente que cada uno de estos procesos deban efectuarse al mismo tiempo en cada una de las regiones donde se colocará el conmutador. La figura 4.2 esquematiza la región del anillo en la cual se colocarán los RF MEMS, así como las dimensiones de los stubs.

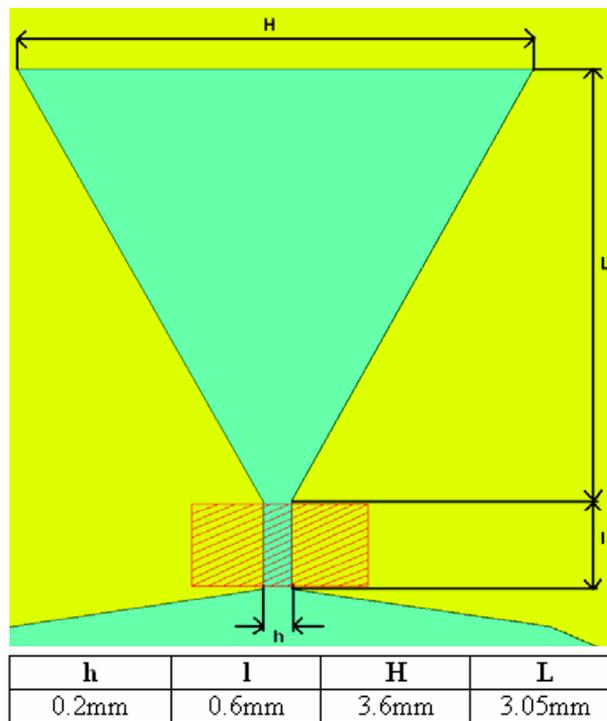


Figura 4.2. Dimensiones del stub y región del RF MEMS.

La zona sombreada de la figura 4.2 abarca el área en la que se pretende ubicar el modelo de nuestro conmutador RF MEMS de la figura 3.15. De esta forma cada uno de los stubs contará con un conmutador, para activar o desactivar el stub que se desee y con ello lograr los desplazamientos de fase deseados.

4.2 Características electrodinámicas del anillo desplazador para banda X con los conmutadores RF MEMS.

En este apartado del capítulo presentamos el proceso que se fue realizando para conseguir las características electrodinámicas necesarias, que garantizan el funcionamiento eficaz del desplazador de fase basado en los conmutadores RF MEMS para la banda X.

4.2.1. Funcionamiento del desplazador de fase basado en el *Principio de Fox*.

Para poder obtener un desempeño electrodinámico eficaz del desplazador, es necesario comprender su funcionamiento como desplazador de fase basado en el *Principio de Fox*. Para ello es necesario explicar de manera general el origen de los coeficientes de reflexión, que se consideran en el *Principio de Fox* abordados en la teoría del primer capítulo, cuando una onda con modo de polarización TE_{11} atraviesa al anillo, colocado dentro de una guía de onda circular y con un corto circuito a una distancia de $\lambda_g/4$, utilizando una tapa metálica para dicho propósito. En la figura 4.3 se observa el anillo con la implementación de una tapa de cobre en la guía de onda circular a una distancia de $\lambda_g/4$, formando en conjunto el anillo desplazador.

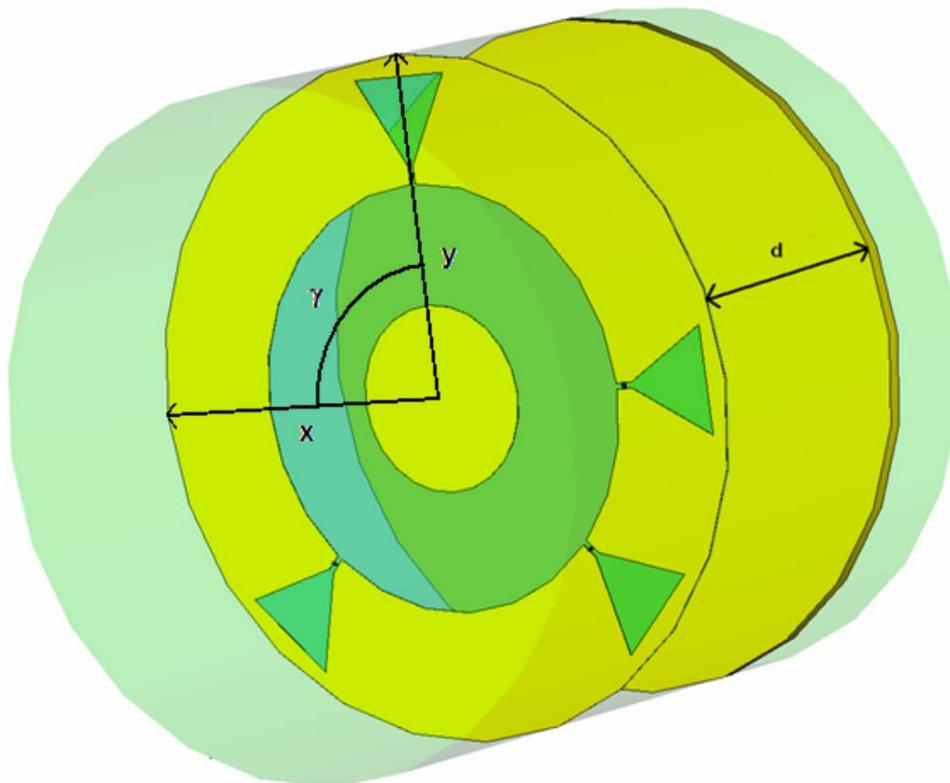


Figura 4.3. Anillo desplazador con la tapa de cobre en la guía de onda circular a una distancia d .

Para conocer la distancia de $\lambda_g/4$ a la que se debe colocar la tapa, es necesario conocer los modos de propagación que pueden existir dentro de una guía de onda circular, así como la expresión que permite conocer la constante de propagación para un modo (TE_{11}) de dicha

guía de onda. Para el modo de propagación TE₁₁, la expresión que permite encontrar la longitud de onda que se propaga en una guía de onda circular, es la que se muestra en (4.1).

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \Rightarrow \lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{(\omega\sqrt{\mu\varepsilon})^2 - \left(\frac{P'_{nm}}{a}\right)^2}} \dots(4.1)$$

Donde:

$$P'_{nm} = 1.84$$

$$a = 11.4\text{mm}$$

$$\mu = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

$$\varepsilon = 8.85 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$$

$$\omega = 2\pi \cdot f$$

Esta expresión involucra la raíz número m de la función de Bessel del orden n, P'_{nm}, para el modo de propagación TE₁₁, y el radio de la guía de onda circular a.

Para conocer los diferentes coeficientes de reflexión que se generan cuando una onda con modo de propagación TE₁₁ incide sobre el anillo desplazador, y con ello conocer el desfase de una onda incidida, es necesario explicar lo que ocurre con la onda. Con el paso de una onda, cuyo plano de polarización es paralelo al eje del stub, donde se encuentra el conmutador en estado *abierto*, (figura 4.4), la onda atraviesa al anillo sin ningún obstáculo hasta toparse con la tapa de cobre colocada a λ_g/4. Esto produce una reflexión cuando la onda es rebotada, permitiendo que la onda recorra nuevamente una longitud igual a λ_g/4, lo que genera un coeficiente de reflexión en el plano del diafragma, Γ_{||}=1, y con ello un desfase final de 360°. En la figura 4.5 se muestra un esquema del anillo resonador, la guía de onda circular y el corto circuito por el que debe viajar la onda con plano de polarización paralelo al stub abierto.

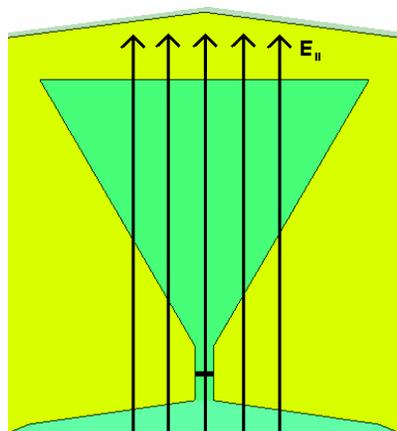


Figura 4.4. Campo eléctrico con plano de polarización paralelo al stub abierto.

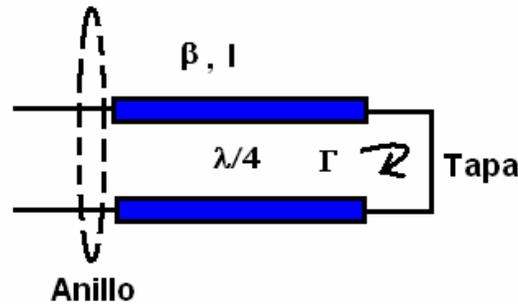


Figura 4.5. Esquema equivalente por el que viaja la onda con plano de polarización paralelo al stub abierto.

Para el caso cuando la onda con plano de polarización perpendicular al stub abierto incide sobre el anillo (figura 4.6), se produce otro coeficiente de reflexión, Γ_{\perp} , debido a que se genera un circuito resonante serie con los elementos eléctricos del anillo, del RF MEMS y del stub. Este circuito resonante LC en serie permite obtener la frecuencia en la cual se producirá un corto circuito y con ello el coeficiente de reflexión $\Gamma_{\perp} = -1$, proporcionando un desfase de 180° .

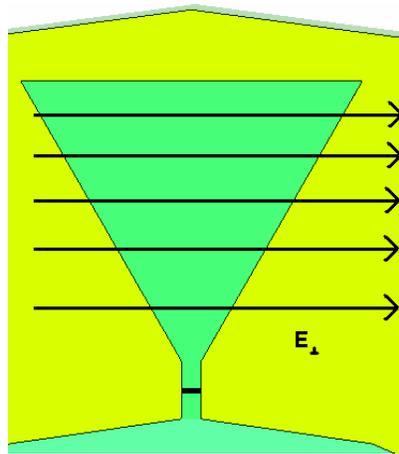


Figura 4.6. Campo eléctrico con plano de polarización perpendicular al stub abierto.

De este modo en el plano donde está contenido el anillo, se juntan los dos coeficientes de reflexión, Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , con un desfase de 180° , suponiendo que la onda incidida sobre el anillo tuviera siempre plano de polarización paralelo y perpendicular al stub abierto. De ahí que se pueda obtener el desfase deseado, al cambiar de stub abierto, con el desplazador de fase.

Sin embargo, considerando que el desplazador de fase con diodos p-i-n [12] fue probado bajo la incidencia de una onda con polarización circular (expresión 4.2), el *Principio de Fox* establece que cualquier onda reflejada del diafragma, se puede expresar como la suma de dos componentes reflejadas, tal como se representa en la expresión (4.3). De ahí que para facilitar nuestro análisis de las ondas, se haya utilizado una onda con plano de polarización paralelo y perpendicular al eje del stub con el RF MEMS abierto, con el propósito de conocer la onda controlada y no controlada [16].

$$\vec{E}_i = E_0 (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{-j\beta z} \dots(4.2)$$

$$\vec{E}_r = 0.5E_0 e^{2j\gamma} (\Gamma_{\perp} - \Gamma_{\parallel}) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{j\beta z} + 0.5E_0 (\Gamma_{\perp} + \Gamma_{\parallel}) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{j\beta z} \quad (4.3)$$

De las expresiones anteriores, tenemos que γ es el ángulo entre el eje horizontal X y el stub donde el RF MEMS se encuentra *abierto*, figura 4.3. El primer término corresponde a la onda controlada, ya que su fase depende de la posición del stub respecto a γ y es la que deseamos conservar, pues podemos controlar su magnitud y fase, mientras que la onda no deseada, posee una fase no controlada y corresponde al segundo término de la ecuación anterior. Para lograr eliminar la onda no controlada es necesario que se cumpla la siguiente condición [16]:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \dots(4.4)$$

4.2.2. Frecuencia de resonancia y de operación del anillo desplazador.

Una vez que ya hemos explicado el funcionamiento teórico del desplazador de fase basado en el *Principio de Fox* con nuestros conmutadores RF MEMS, es necesario demostrar que efectivamente se obtiene un desempeño adecuado del diafragma con nuestros conmutadores. Sin embargo, es fundamental conocer en primera instancia la frecuencia de resonancia y de operación del anillo cuando empleamos nuestros RF MEMS como conmutadores de los stubs, haciendo incidir sobre el anillo dos ondas con plano de polarización paralelo y perpendicular al stub abierto, sin la colocación de la tapa a $\lambda_g/4$, para demostrar que nuestro RF MEMS trabaja adecuadamente sobre el anillo.

Para ello, es necesario colocar cada uno de los RF MEMS en la región donde se ubica la zona sombreada de la figura 4.2 para cada stub. No obstante, dado que el análisis se debe realizar en un simulador electrodinámico, colocar el modelo del conmutador sobre el anillo implicaría demasiado tiempo de simulación, por lo que utilizamos los elementos eléctricos equivalentes del conmutador para cada uno de sus dos estados, a fin de simular la impedancia de entrada del RF MEMS.

Una de las primeras simulaciones que se llevó a cabo fue con la colocación de dos segmentos de parámetros concentrados por stub, en los cuales uno de ellos contenía el circuito equivalente del cantilever y el otro las características de la línea. Éste último se colocó debido a que aún no se tenía la certeza de que el circuito de la línea era su mejor representación electrodinámica, además, aún no se conocía la respuesta electrodinámica del anillo como parte de la línea de transmisión que conforma al RF MEMS. En la figura 4.7 se aprecian los dos segmentos de parámetros concentrados que unen las fronteras de cada uno de los stubs, representando los elementos eléctricos del cantilever y de la línea.

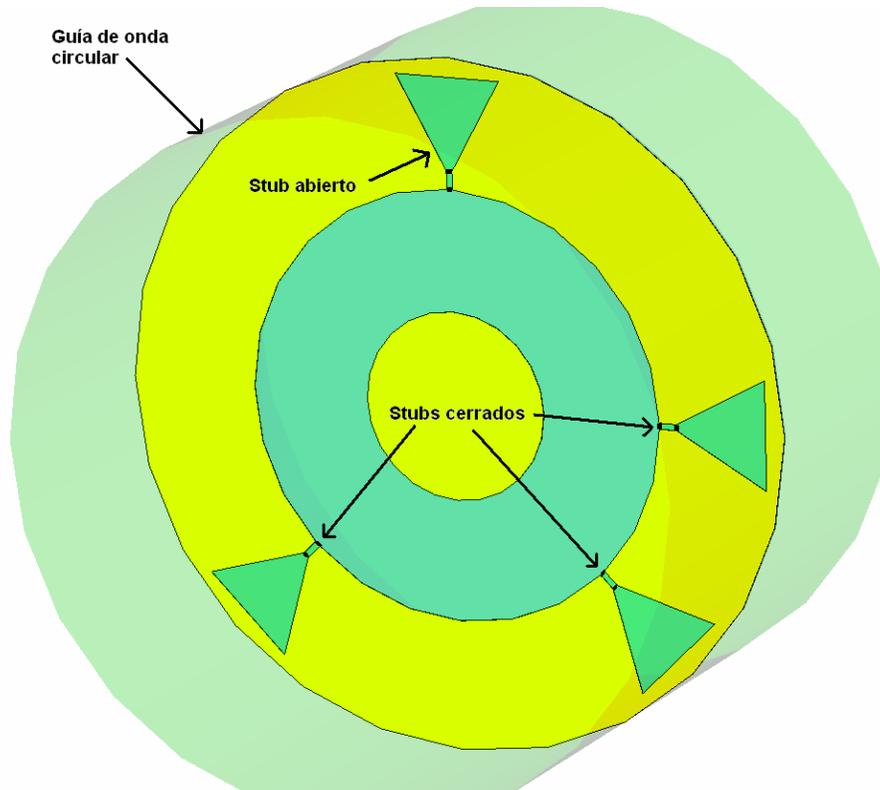


Figura 4.7. Anillo que contiene los elementos de los circuitos equivalentes del cantilever y de la línea de transmisión ranurada.

En la figura 4.7 se observa que uno de los stubs se encuentra abierto y los tres restantes cerrados, esto es debido a que los elementos que contienen los segmentos de parámetros concentrados sobre el stub abierto, son los equivalentes al cantilever y a la línea ranurada para el estado abierto, así los segmentos de los demás stubs, poseen los elementos eléctricos equivalentes para el estado cerrado del conmutador. La tabla 4.1 muestra los valores de cada uno de los elementos del circuito equivalente para los diferentes estados de conmutación de esta primera simulación.

Tabla 4.1. Valores de los elementos eléctricos considerados en los segmentos de parámetros concentrados de los stubs.

| Stub | Cantilever | Línea |
|---------|---|---------------------------------|
| Abierto | $C=0.03\text{pF}, L=250\text{pH}, R=0.79\Omega$ | $C=0.009\text{pF}, R=0.1\Omega$ |
| Cerrado | $L=42\text{pH}, R=0.25\Omega$ | $R=400\Omega$ |

Los valores de los elementos que se presentan en la tabla 4.1 fueron tomados de un circuito en el que aún no se despreciaban las líneas de transmisión ranuradas, (figura 3.33) para el estado abierto, y del circuito final que se obtuvo para el estado cerrado (figura 3.40).

La figura 4.7 muestra también la guía de onda circular en la que se colocó el anillo, con el fin de poder simular el paso de las ondas electromagnéticas con modo de polarización TE_{11} . El resultado de la frecuencia de resonancia del anillo se muestra en la figura 4.8.

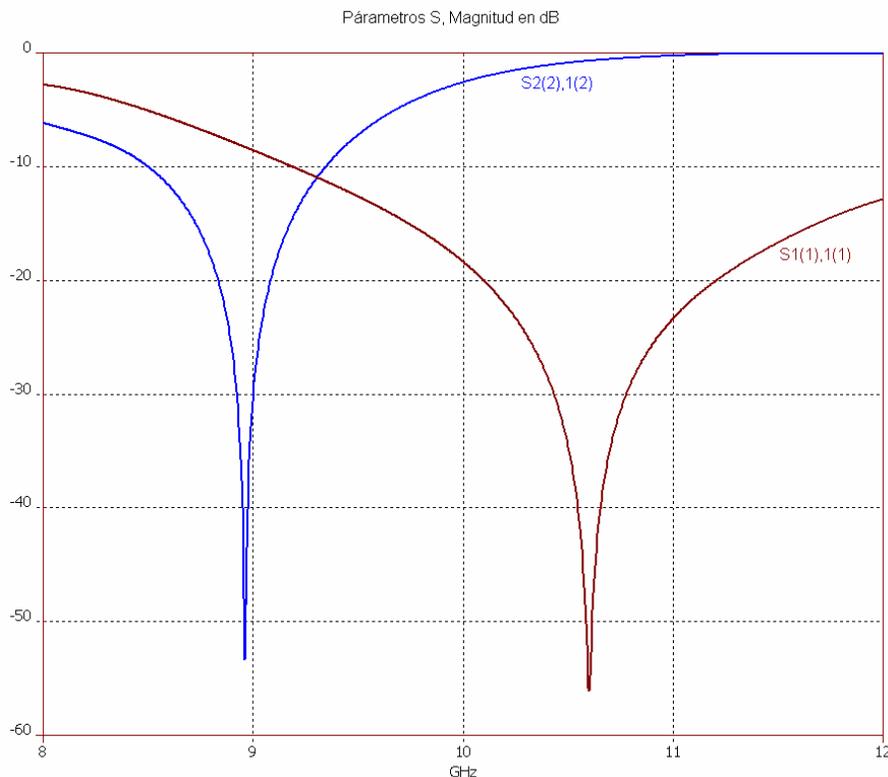


Figura 4.8. Gráficas de los parámetros S obtenidos de los dos modos de polarización, paralelo y perpendicular al stub abierto, incididos en el anillo.

La figura 4.8 muestra la magnitud en dB de los parámetros S obtenidos por el paso de las ondas electromagnéticas con polarización paralela y perpendicular al stub abierto. La frecuencia de resonancia del anillo se obtiene al conocer la frecuencia en la cual el coeficiente de reflexión es casi nulo, donde el parámetro $S1(1),1(1)$ indica que la reflexión para el modo de polarización uno, es decir, con plano de polarización paralelo al stub abierto, es prácticamente cero. La figura 4.8 también muestra la frecuencia a la cual el coeficiente de transmisión es nulo, donde el parámetro $S2(2),1(2)$ indica la transmisión, para el modo dos ó con plano de polarización perpendicular al stub abierto, del puerto colocado al frente del anillo hacia el puerto colocado en la parte posterior del mismo.

De esta manera, la frecuencia central de operación del desplazador de fase, en la cual ambos coeficientes son casi nulos, se obtiene cuando los dos mínimos de magnitud coinciden. Al ser la misma frecuencia para ambos coeficientes, se garantiza que las señales reflejadas, con sus respectivos desplazamientos de fase, no presenten errores de fase que perjudiquen a la onda reflejada. Para ello, es necesario que la onda paralela al stub abierto, pase en su totalidad atravesando el anillo sin pérdidas ni reflexiones, mientras que para el segundo caso, es necesario que la onda perpendicular no atraviese el anillo, es decir, que se refleje. Esta reflexión se presenta por la resonancia del circuito que se forma entre la inductancia del anillo y la capacitancia del conmutador, pues se genera un corto circuito al anularse las reactividades resultantes de los elementos antes mencionados conectados en serie [16], tal como se mencionó cuando se explicó el *Principio de Fox*.

Con el antecedente de la primera simulación, nuestro objetivo fue buscar la manera en la cual, la frecuencia en la que sucedía que el anillo fuera transparente a la onda incidente y la frecuencia en la cual se producía un corto circuito con la excitación del stub, fueran las mismas. De ahí que hiciéramos que los mínimos de magnitud de las gráficas de los parámetros S coincidieran, para garantizar bajas pérdidas al momento de generar los desplazamientos de fase. Con en el análisis de los resultados de la primera simulación, decidimos aprovechar el circuito equivalente de nuestro conmutador para la banda X, con el fin de mejorar los resultados de los parámetros S. Esto se debe a que era necesario probar el anillo para la banda X, con conmutadores cuyos valores de elementos eléctricos sean sólo para las frecuencias de la banda X, y después probar con los correspondientes para las frecuencias de la banda Ka, en el desplazador de fase correspondiente a la banda Ka.

Una de las ventajas que presenta el circuito equivalente para banda X, es la ausencia de los elementos que caracterizan a la línea (figura 3.36), lo que permitió desaparecer el segmento de parámetros concentrados sobre el stub que la representaba. Al eliminar dicho segmento, los segmentos de parámetros concentrados de los RF MEMS quedaron ubicados de forma irregular sobre el anillo, pues ninguno de ellos se encontraba centrado sobre la sección de entrada de los stubs. De esta manera, la figura 4.9 muestra la posición en la que quedaron colocados los segmentos de parámetros concentrados sobre cada uno de los stubs, con los elementos del circuito equivalente del cantilever (figura 3.36). Además, nos dimos cuenta que el circuito de la línea ya no era necesario debido a que el propio anillo presentaba las mismas características electrodinámicas, al observar que se obtenían resultados semejantes.

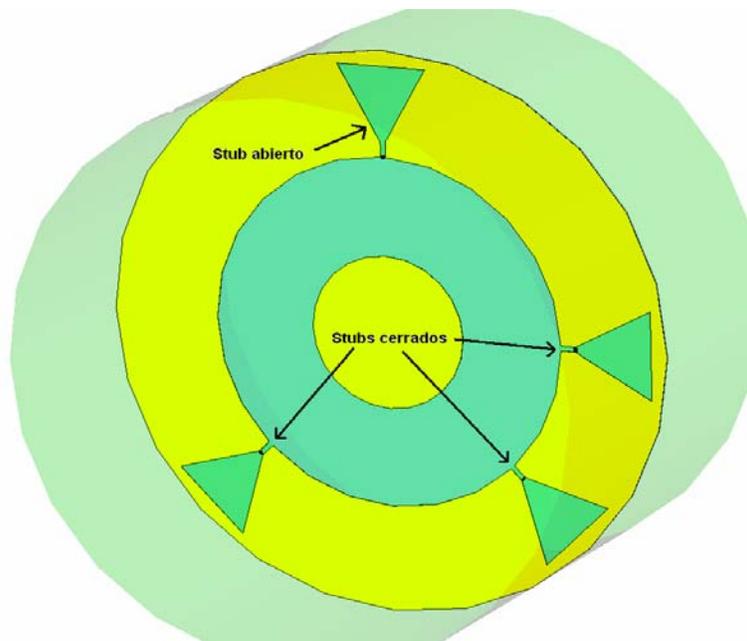


Figura 4.9. Anillo que contiene únicamente segmentos de parámetros concentrados del cantilever con elementos del circuito equivalente para la banda X.

Con la colocación de los segmentos de parámetros concentrados de forma irregular sobre la entrada de los stubs, nos dimos cuenta que las frecuencias en la que se obtenía menor magnitud para el coeficiente de reflexión (para onda paralela al stub abierto) como para el

coeficiente de transmisión (para onda perpendicular al stub abierto) aún no coincidían, lo que nos llevó a determinar que la posición de cada uno de los segmentos de los RF MEMS sobre el anillo, es fundamental para obtener la frecuencia de resonancia deseada, es decir, la colocación de nuestro dispositivo en el stub es crucial para obtener los resultados esperados.

La tabla 4.2 muestra los valores de los elementos eléctricos del circuito equivalente del conmutador para la banda X, de los dos estados de conmutación, usados en el diafragma de la figura 4.9. Para el estado abierto, los valores fueron obtenidos del circuito equivalente final de la figura 3.36, y los valores del estado cerrado del circuito de la figura 3.40.

Tabla 4.2. Valores de los elementos del circuito serie equivalente para banda X.

| Stub | Cantilever |
|---------|--|
| abierto | $C = 0.0191\text{pF}$, $L = 437\text{pH}$, $R = 0.725\Omega$ |
| cerrado | $L=42\text{pH}$, $R=0.25\Omega$ |

Considerando el análisis anterior, y las dimensiones que ocupa nuestro dispositivo RF MEMS, el siguiente paso fue colocar todos los elementos eléctricos equivalentes del conmutador justo a 300 μm de la entrada de cada stub, es decir a la mitad, pues es la única forma en la que nuestro conmutador ensambla adecuadamente en la región, tal como se muestra en la figura 4.10. Esto se hizo con el fin de simular el desplazador bajo las condiciones reales y comprobar que la posición de los RF MEMS representa un factor importante para establecer la frecuencia de operación.

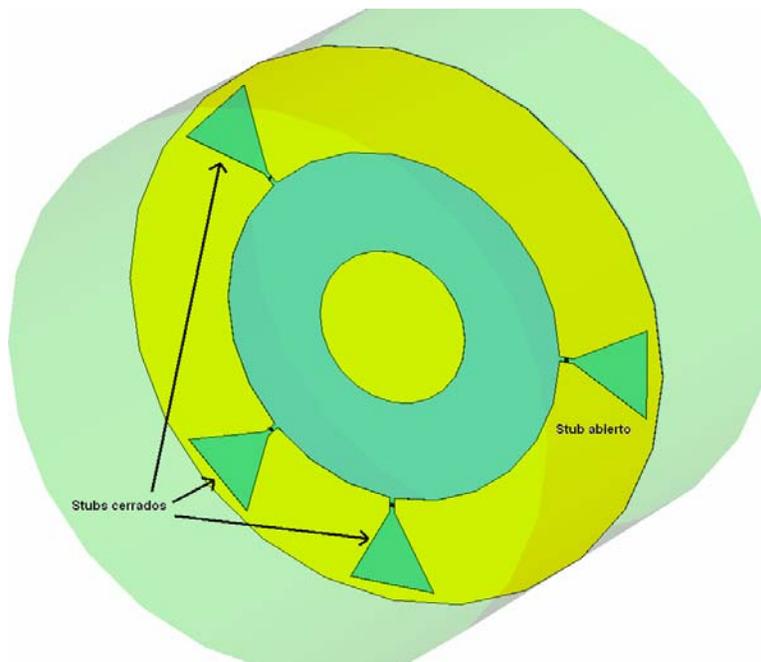


Figura 4.10. Anillo con segmentos de parámetros concentrados a la mitad de los stubs.

Los resultados obtenidos de simular el modelo presentado en la figura 4.10, se muestran en la figura 4.11, donde la magnitud mínima de los parámetros S correspondientes al coeficiente de reflexión y de transmisión, para los diferentes modos de polarización, presentan un acercamiento considerable en frecuencia.

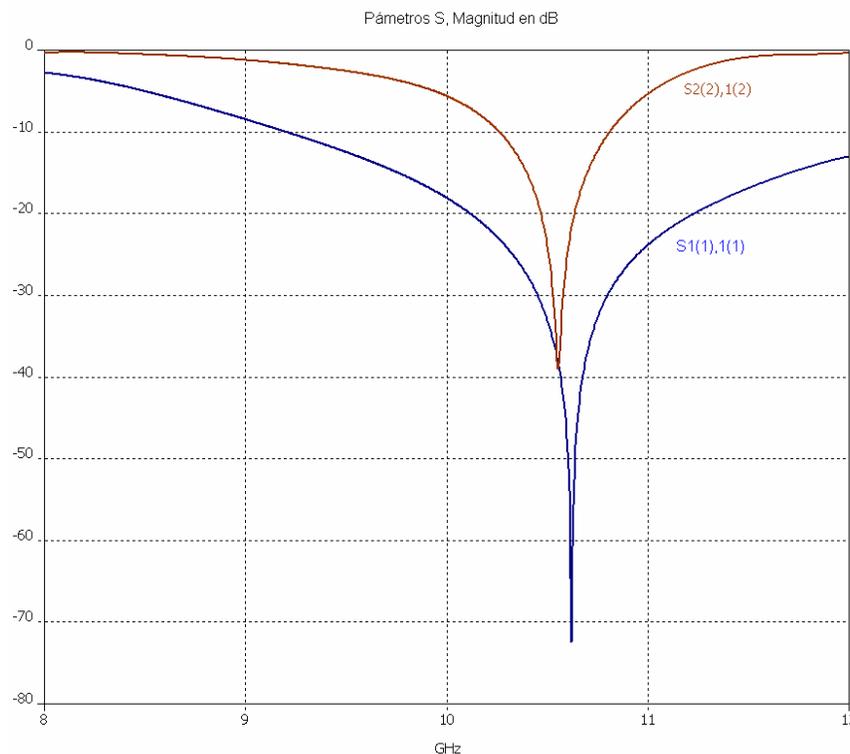


Figura 4.11. Magnitud de los parámetros S del anillo con los segmentos de parámetros concentrados a la mitad de los stubs.

En la figura 4.11 se observa que los picos de las gráficas de los parámetros S, del coeficiente de reflexión y de transmisión, aún no coinciden en la misma frecuencia, sin embargo presentan una mejor aproximación en comparación con los resultados anteriores.

La geometría y las dimensiones del anillo tienen una relación estrecha con la frecuencia de operación del desplazador de fase, pues tomando como referencia el artículo [12], sabemos que una de las características físicas que debe presentar nuestro anillo, para que sea invisible al paso de las microondas de la banda X, es que el perímetro del radio medio (figura 4.12), sea aproximadamente de la misma longitud que la longitud de onda (λ_g) de la señal dentro de la guía de onda circular. Para seleccionar de manera adecuada la frecuencia de resonancia del anillo se deben ajustar las dimensiones de los stubs, de tal modo que la resonancia del circuito serie LC que se forma, se alcance con la reactancia del stub. Haciendo las modificaciones correspondientes, notamos que al hacer más chaparros los stubs, la frecuencia de resonancia tiende a subir, y cuando la altura de los stub es más grande, la frecuencia tiende a bajar. Es por ello que una de nuestras soluciones para lograr empalmar los mínimos de magnitud de los coeficientes de reflexión y de transmisión, fue disminuir la altura de los stubs, hasta lograr la coincidencia de las frecuencias.

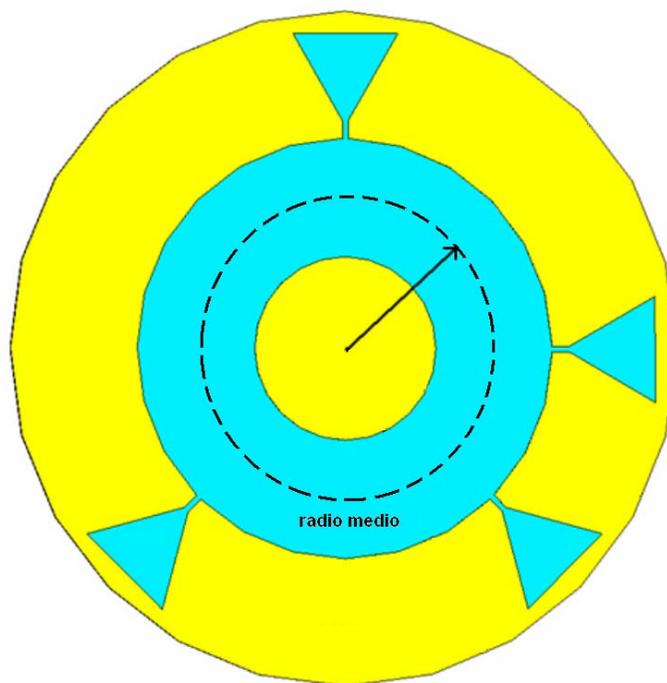


Figura 4.12. Radio medio del anillo.

Las dimensiones de los stubs con las cuales finalmente se logró empalmar las frecuencias de los coeficientes de reflexión y de transmisión, se presentan en la figura 4.13.

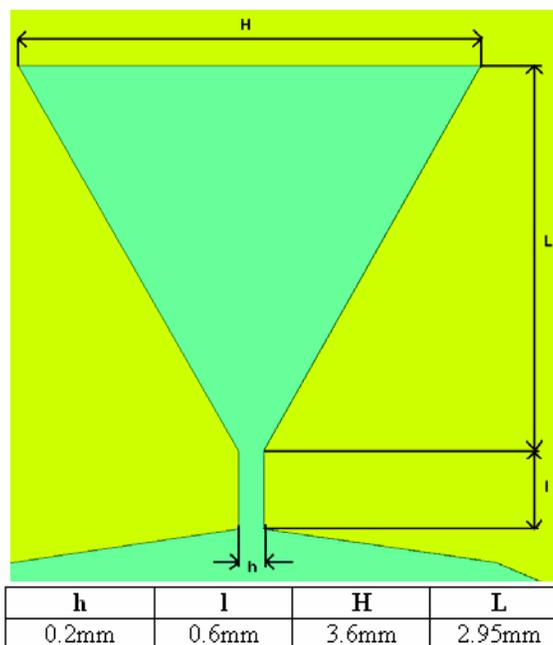


Figura 4.13. Dimensiones del stub en las cuales la altura L se modificó respecto a la magnitud original.

La variación de la frecuencia que se logró, mediante la modificación de la altura de los stubs, se presenta en la figura 4.14 en la cual se aprecia claramente la frecuencia en la que ambos coeficientes presentan su mínima magnitud.

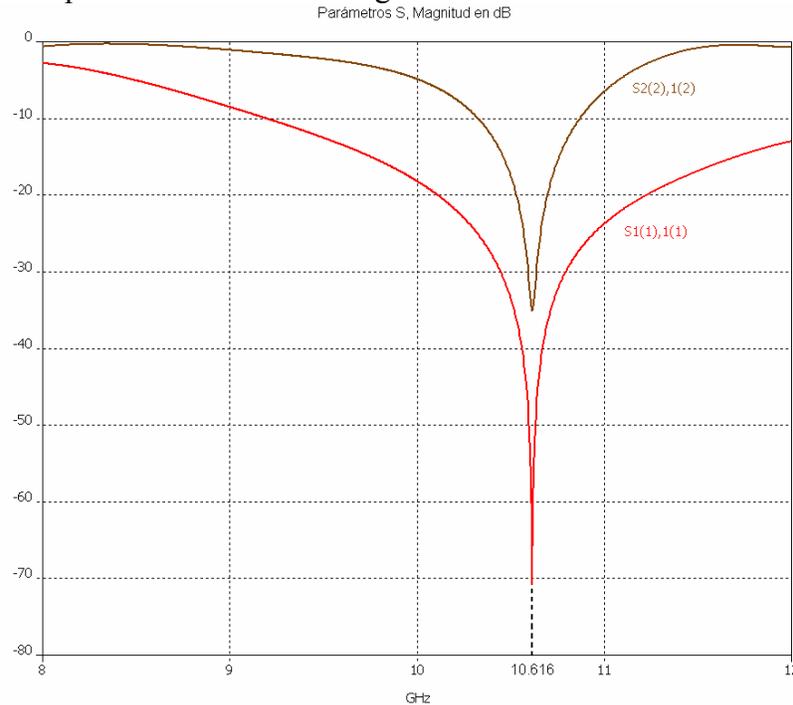


Figura 4.14. Frecuencia en la cual tanto el coeficiente de reflexión como el coeficiente de transmisión presentan su mínima magnitud.

Es importante recordar que el lograr empalmar los picos de magnitud de ambos coeficientes en la misma frecuencia, implica garantizar que las características electrodinámicas que presenta nuestro RF MEMS sobre el anillo, son las adecuadas para que el desplazador de fase trabaje correctamente, considerando que hasta este momento se ha logrado que la onda con plano de polarización paralelo al stub abierto, atraviese el anillo experimentando bajas pérdidas y que la onda con polarización perpendicular al mismo stub, también presente pérdidas bajas.

Finalmente la frecuencia de operación del anillo que se obtuvo fue de 10.61 GHz, la cual se encuentra a la mitad entre el rango de frecuencias que forman a la banda X. Este valor de frecuencia nos permite iniciar con el proceso de optimización para lograr un mejor ancho de banda y obtener menores pérdidas en el desplazamiento de las ondas.

4.2.3 Ancho de banda del desplazador de fase y pérdidas por inserción.

Una vez que ya hemos localizado la frecuencia de operación de nuestro anillo, es indispensable colocar la tapa de cobre a una distancia de $\lambda_g/4$ para obtener la onda controlada y no controlada de nuestro desplazador de fase, cuando se hacen incidir dos ondas con plano de polarización paralelo y perpendicular al stub abierto. Para conocer la distancia de $\lambda_g/4$, es necesario obtener la longitud de onda que se propaga en la guía de

onda (λ_g) en la frecuencia de operación de nuestro desplazador, es decir, a 10.61GHz, utilizando la expresión (4.1). De esta forma la longitud de onda λ_g que se obtiene es de 41.13mm, cuyo valor para $\lambda_g/4$, es igual a 10.28 mm. Sin embargo, como nuestro propósito inicial fue igualar las características del anillo desplazador basado en diodos p-i-n [12] y tener como referencia los resultados de dicho anillo para realizar la optimización, tomamos la distancia inicial de la tapa a 9.7mm, debido a que la frecuencia de operación del anillo basado en diodos p-i-n fue de 10.9GHz.

Dado que la geometría y las dimensiones del anillo desplazador basado en diodos p-i-n, han demostrado satisfacer la ecuación (4.4), podemos considerar que nuestro desplazador basado en los conmutadores RF MEMS, también permitirá satisfacer la misma condición de relación de los coeficientes de reflexión.

Para obtener la onda controlada y no controlada de nuestro desplazador de fase, de las simulaciones del desplazador con los conmutadores RF MEMS, fue necesario obtener los valores de magnitud y de fase de los parámetros S que se generan, cuando se hacen incidir los diferentes modos de polarización sobre el anillo, es decir, se obtuvieron los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , para el modo de polarización perpendicular y paralelo, respectivamente. Para ello, fue necesario realizar algunas operaciones con las magnitudes y fases de Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , tomando en cuenta las siguientes consideraciones:

$$z = r e^{j\theta}$$

$$z = r(\cos \theta + j \text{sen } \theta)$$

de donde

$$r = |S_{11}|$$

$$\theta = \arg(S_{11})$$

La operación que se debe realizar, conforme a la expresión (4.3), para obtener la onda controlada es la siguiente:

$$\frac{\Gamma_{\perp} - \Gamma_{\parallel}}{2} \dots (4.5)$$

donde :

$$\Gamma_{\perp} = (\overbrace{r_1 \cos \theta_1}^a, \overbrace{r_1 \text{sen } \theta_1}^b)$$

$$\Gamma_{\parallel} = (\overbrace{r_2 \cos \theta_2}^c, \overbrace{r_2 \text{sen } \theta_2}^d)$$

de ahí que se obtenga :

$$\frac{(a - c) + (b - d)j}{2}$$

Así, finalmente para obtener la magnitud y la fase del resultado de la operación anterior se tiene que:

$$R = \sqrt{\left(\frac{a-c}{2}\right)^2 + \left(\frac{b-d}{2}\right)^2}$$

$$\theta = \text{ang tan} \left(\frac{\frac{b-d}{2}}{\frac{a-c}{2}} \right)$$

$$\Rightarrow \frac{\Gamma_{\perp} - \Gamma_{\parallel}}{2} = \text{Re}^{j\theta}$$

Donde R representa la magnitud de la onda controlada y θ la fase de la misma. Para poder obtener la onda no controlada, simplemente es necesario cambiar el signo de la expresión (4.5), pues en lugar de restar los coeficientes de reflexión, es necesario sumarlos, según la expresión (4.3), además se garantiza que la expresión (4.4) se cumpla para reducir al máximo la amplitud de la onda, según [16].

Para conocer el ancho de banda que posee la onda controlada, que es el de nuestro anillo desplazador, simplemente es necesario graficar la onda controlada a partir de la expresión (4.6), considerando la magnitud en decibeles.

$$R[dB] = 10 \log R \dots (4.6)$$

Con apego a todo lo anterior, se llevo a cabo la primera simulación del desplazador de fase con la tapa de cobre a una distancia de 9.7mm, como se observa en la figura 4.15 considerando los valores de los elementos eléctricos finales de cada circuito equivalente, presentados en la tabla 4.3, para los dos estados de conmutación.

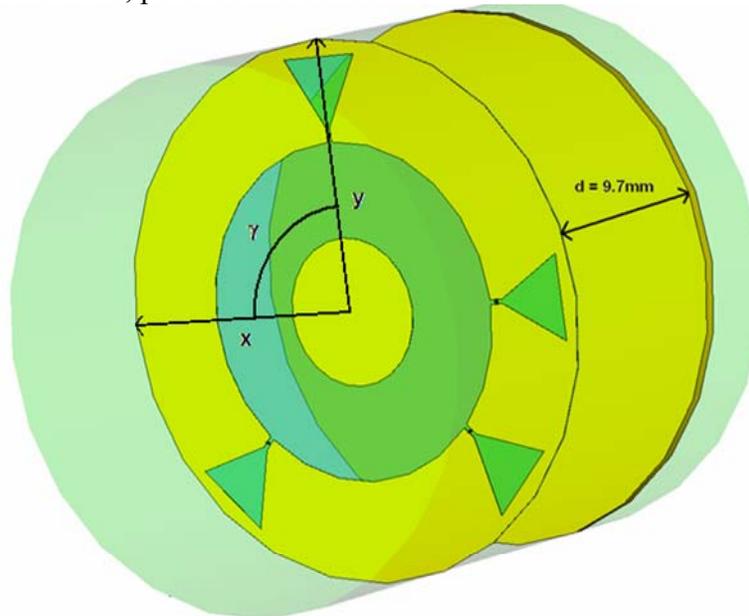


Figura 4.15. Anillo desplazador con la tapa de cobre en la guía de onda circular a una distancia $d=9.7 \text{ mm}$.

Tabla 4.3. Valores de los elementos eléctricos de los circuitos serie equivalentes finales para ambos casos de conmutación.

| Stub | Cantilever |
|---------|--|
| abierto | $C = 0.0191\text{pF}$, $L = 437\text{pH}$, $R = 0.725\Omega$ |
| cerrado | $L=42\text{pH}$, $R=0.25\Omega$ |

En la figura 4.16 se muestra la onda controla que se obtuvo de la simulación, donde se observa claramente que la magnitud máxima que se obtiene es la unidad, debido a que se comprueba la relación de los coeficientes de reflexión de la expresión (4.3 pág. 88) para la onda controlada, ya que al cumplirse la expresión (4.4), la onda controlada se refuerza al sumarse los dos coeficientes, y al multiplicarse por el factor de 0.5 de la misma expresión (4.3), se logra obtener la unidad.

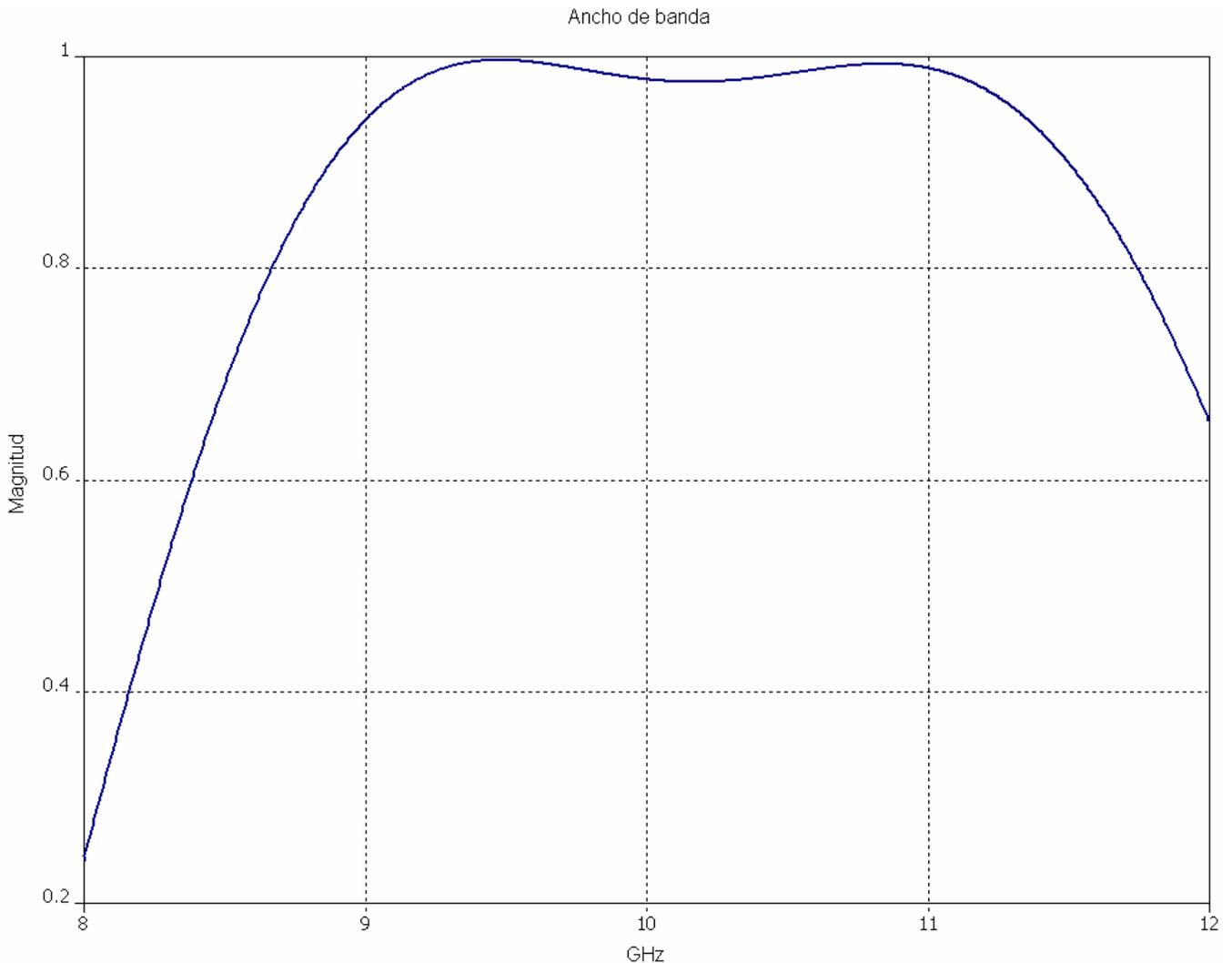


Figura 4.16. Gráfica en escala lineal de la onda controlada.

Para observar claramente el ancho de banda, la figura 4.17 presenta la gráfica en dB de la onda controlada.

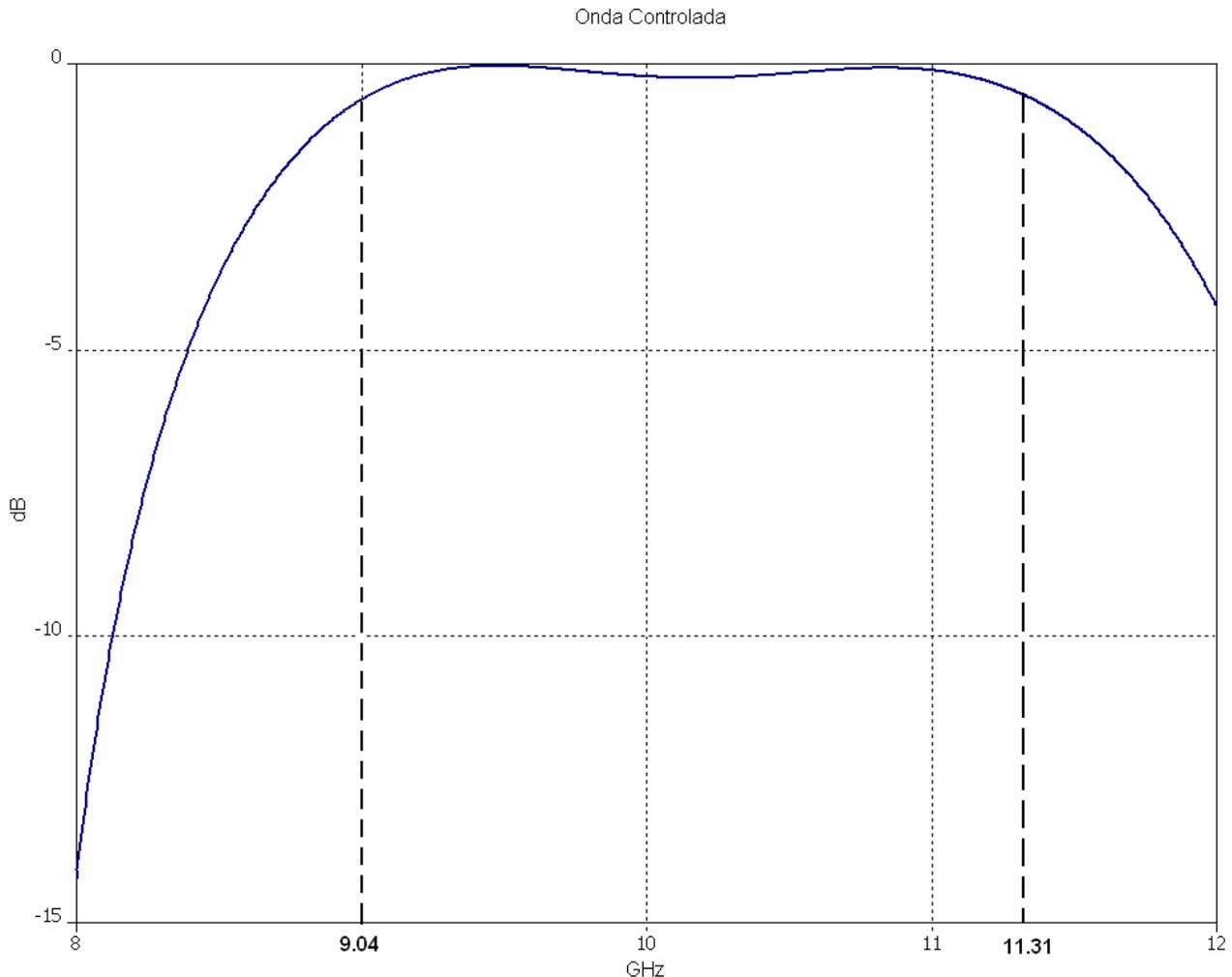


Figura 4.17. Gráfica de la onda controlada en dB en al que se aprecia el ancho de banda.

Como sabemos, nuestro anillo desplazador está diseñado para trabajar en las frecuencias de la banda X, sin embargo los desfases que se pueden obtener de él no abarcan todo el rango de frecuencias de la banda, es por ello que uno de los aspectos importantes que se deben garantizar en el diseño de nuestro desplazador de fase, mediante los RF MEMS, es el ancho de banda, dentro del cual se obtiene la onda controlada con la suficiente magnitud para poder ser aprovechada. De esta forma podemos observar que en la figura 4.17 se aprecia un ancho de banda acotado a una magnitud no inferior a los -0.5dB , considerando que este factor es una referencia clave para comparar nuestro diseño con el diseñado mediante diodos p-i-n y con los construidos por las universidades de los Estados Unidos, vistos en el primer capítulo. De ahí que la figura 4.17 presenta un ancho de banda que va de los 9.04 a los 11.31GHz, obteniendo un rango de 2.27 GHz.

Se ha mencionado que la onda reflejada que se puede aprovechar, es la onda controlada debido a que puede manipularse tanto la magnitud como la fase de dicha onda, de ahí que la

onda no controlada reciba su nombre, puesto que no es posible controlar su fase, por lo que lo único que se debe garantizar es que su magnitud sea insignificante y no perjudique a la onda controlada, y con ello el funcionamiento del anillo desplazador. De esta manera en la figura 4.18 se presenta la gráfica de la onda no controlada para mostrar la atenuación que presenta.

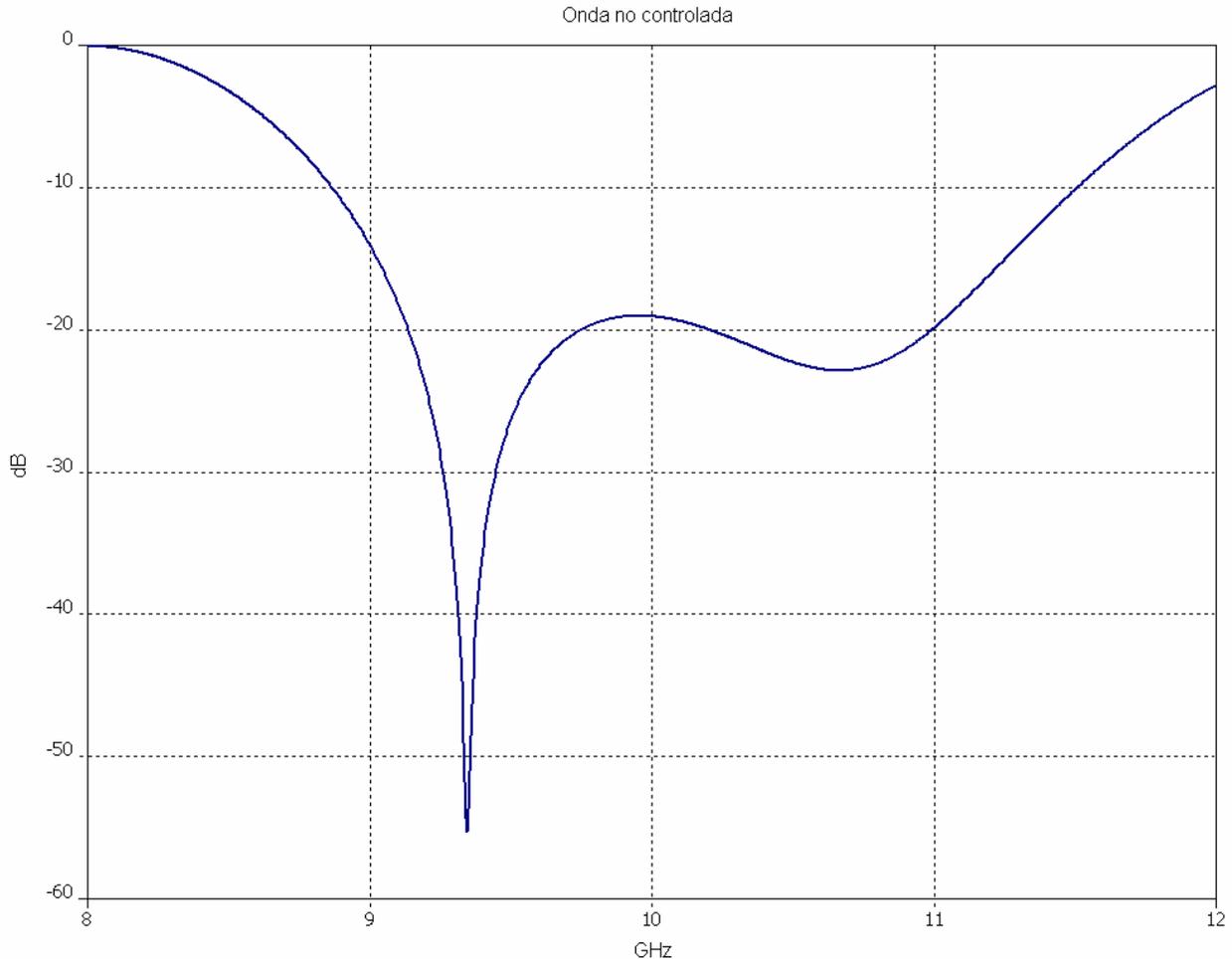


Figura 4.18. Gráfica de la onda no controlada en dB.

En la figura 4.18 se observa claramente que el rango de magnitud, en el que se encuentra la mayor parte de la gráfica, está por debajo de los -10dB en las frecuencias de la banda X, es por ello que podemos decir que la magnitud de esta onda es muy pequeña y que asegura el cumplimiento de la condición (4.4) del *Principio de Fox*. Además, la onda no controlada tiene una polarización diferente a la onda controlada, lo que beneficia considerablemente en el aprovechamiento de la onda controlada, pues es posible filtrar la onda no controlada si se desea atenuarla aún más.

Una vez que se ha logrado obtener una onda controlada, es posible obtener los desplazamientos de fase deseados al cambiar la ubicación del stub abierto.

Por otro lado, una de las características importantes que se debe considerar al caracterizar el desempeño de nuestro desplazador de fase son las pérdidas por inserción que presenta el

dispositivo. Estas pérdidas se calculan a partir del factor de calidad de conmutación del RF MEMS y la expresión correspondiente para un desplazador de fase de dos bits (según Vendik). Es claro que nuestro anillo desplazador de fase es de dos bits debido a que la posición que guardan los stubs, respecto a la posición angular de γ , es de 90° , 180° , 225° y 315° permitiendo producir desplazamientos de fase de 180° , 360° (0°), 450° (90°) y 630° (270°).

Así en la tabla 4.4 se presentan los resultados de las pérdidas por inserción, que presenta nuestro desplazador de fase basado en conmutadores RF MEMS.

Tabla 4.4. Pérdidas por inserción del desplazador de fase obtenidas mediante el factor de calidad de conmutación del RF MEMS.

| Frecuencia [GHz] | Impedancia [Ω] Estado abierto Z_1 Estado cerrado Z_2 | CQF K | Razón de pérdidas por inserción $L = \frac{4\sqrt{2}}{\sqrt{K}}$ | IL [dB] $IL[dB] = 10\log(1 - L)$ |
|------------------|---|-----------|---|-------------------------------------|
| 8 | $Z_1 = 0.186 - j346.8$ $Z_2 = 0.2277 + j2.42$ | 2,879,534 | 0.0033 | -0.014 |
| 10 | $Z_1 = 0.1996 - j276$ $Z_2 = 0.2559 + j2.99$ | 1,523,864 | 0.0045 | -0.019 |
| 12 | $Z_1 = 0.2141 - j227.6$ $Z_2 = 0.2818 + j3.568$ | 885,722 | 0.0060 | -0.026 |
| 20 | $Z_1 = 0.2641 - j129.7$ $Z_2 = 0.3698 + j5.859$ | 188,157 | 0.0130 | -0.050 |
| 24 | $Z_1 = 0.286 - j104.1$ $Z_2 = 0.4083 + j7.009$ | 105,719 | 0.0173 | -0.075 |
| 28 | $Z_1 = 0.3068 - j85.13$ $Z_2 = 0.4449 + j8.164$ | 63,766 | 0.0224 | -0.098 |
| 30 | $Z_1 = 0.3168 - j77.35$ $Z_2 = 0.4624 + j8.741$ | 50,595 | 0.0251 | -0.110 |
| 34 | $Z_1 = 0.3367 - j63.94$ $Z_2 = 0.4971 + j9.91$ | 32,584 | 0.0304 | -0.134 |
| 38 | $Z_1 = 0.3562 - j52.76$ $Z_2 = 0.5311 + j11.09$ | 21,550 | 0.0385 | -0.170 |
| 40 | $Z_1 = 0.366 - j47.74$ $Z_2 = 0.5481 + j11.69$ | 17,606 | 0.0426 | -0.189 |

4.3. Proceso de optimización de las características electrodinámicas del desplazador para banda X.

Cuando se calculó la distancia equivalente de $\lambda_g/4$ para colocar la tapa de cobre sobre la sección transversal de la guía de onda circular, se obtuvo una distancia de 10.28 mm para la

frecuencia de operación del anillo en 10.61 GHz, sin embargo, se estableció como punto de referencia los resultados obtenidos con la tapa colocada a 9.7mm, tal como se posicionó en el desplazador de fase mediante diodos p-i-n, considerando que en algún momento nuestro anillo resonaría a una frecuencia de 10.9 GHz como el del artículo [12]. No obstante, uno de los procesos que se llevo a cabo para lograr un mayor ancho de banda fue la variación de la distancia de la tapa respecto al diafragma.

Para conocer la distancia óptima en la que se obtienen mejores resultados, la modificación de la distancia de la tapa se realizó para valores menores a 9.7mm y para valores mayores a 9.7mm, con el fin de establecer un amplio rango de distancias para conocer la distancia precisa en la que se debe colocar la tapa de cobre. Los resultados se llevaron a cabo mediante varias simulaciones realizadas con una buena cantidad de puntos de cálculo para obtener resultados más eficaces. En la figura 4.19 y 4.20 se muestran las gráficas del ancho de banda obtenido con los diferentes valores de distancia de la tapa respecto al diafragma.

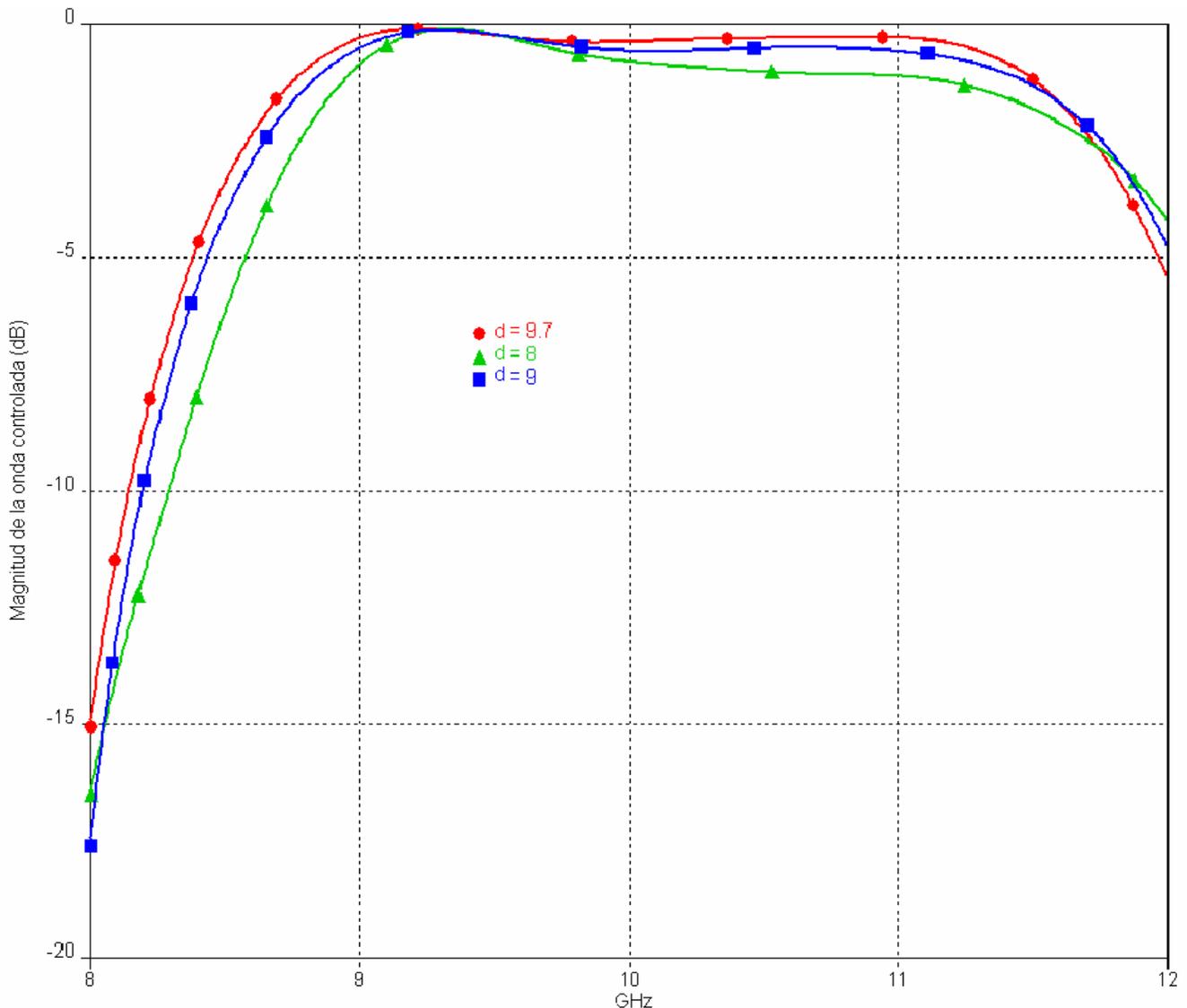


Figura 4.19. Ancho de banda con valores de d menores a 9.7mm

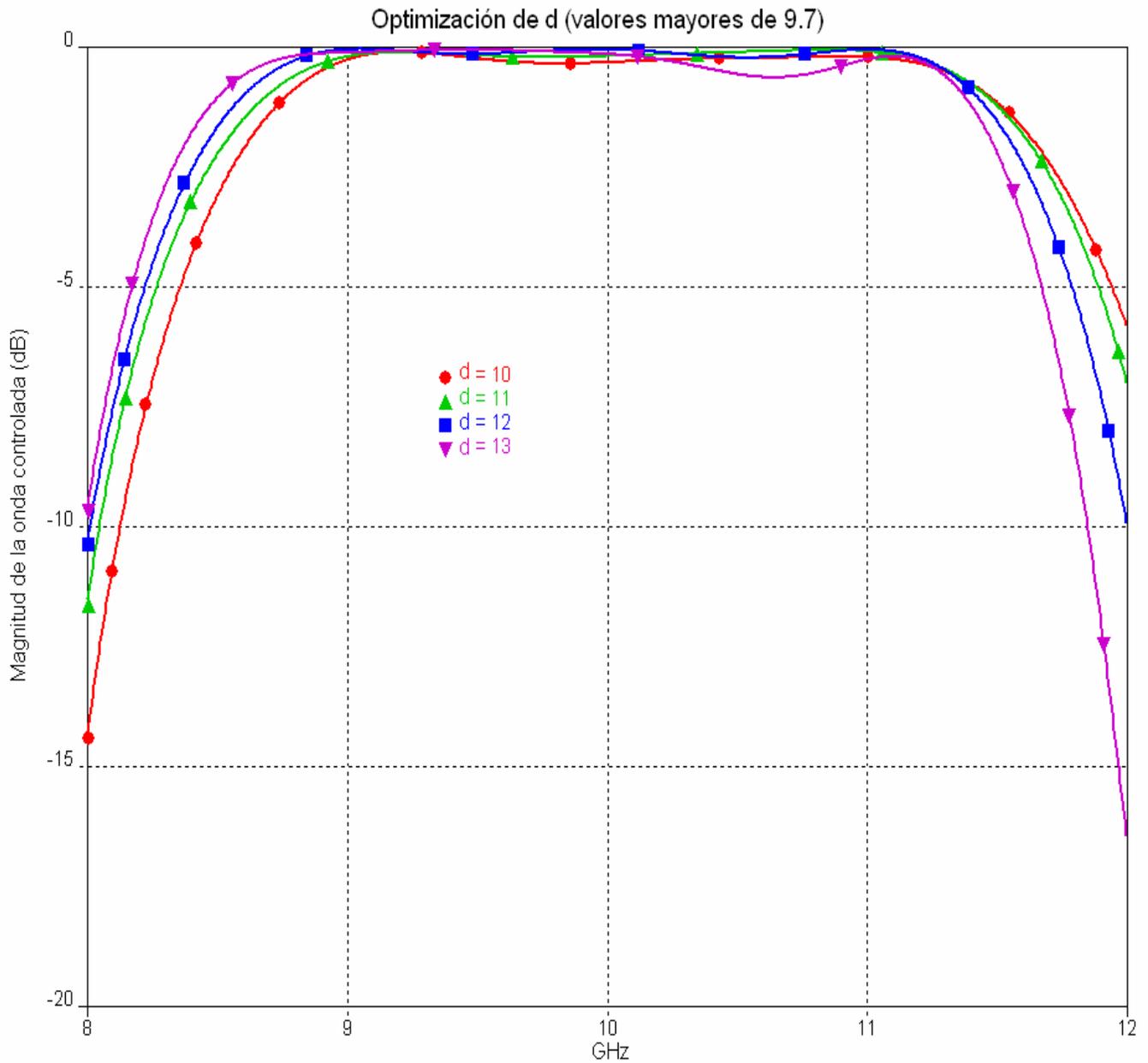


Figura 4.20. Ancho de banda con valores de d mayores a 9.7mm.

Al analizar las dos gráficas anteriores, se observó que para valores mayores a los 9.7mm las gráficas presentan un comportamiento más plano para la parte de mayor magnitud, a diferencia de las gráficas para valores menores a los 9.7mm, además el rango de frecuencias del ancho de banda es un poco mayor. Con esto, nuestro siguiente procedimiento fue encerrar el rango de valores (figura 4.21), mayores a los 9.7mm, para lograr establecer el valor adecuado de la distancia d .

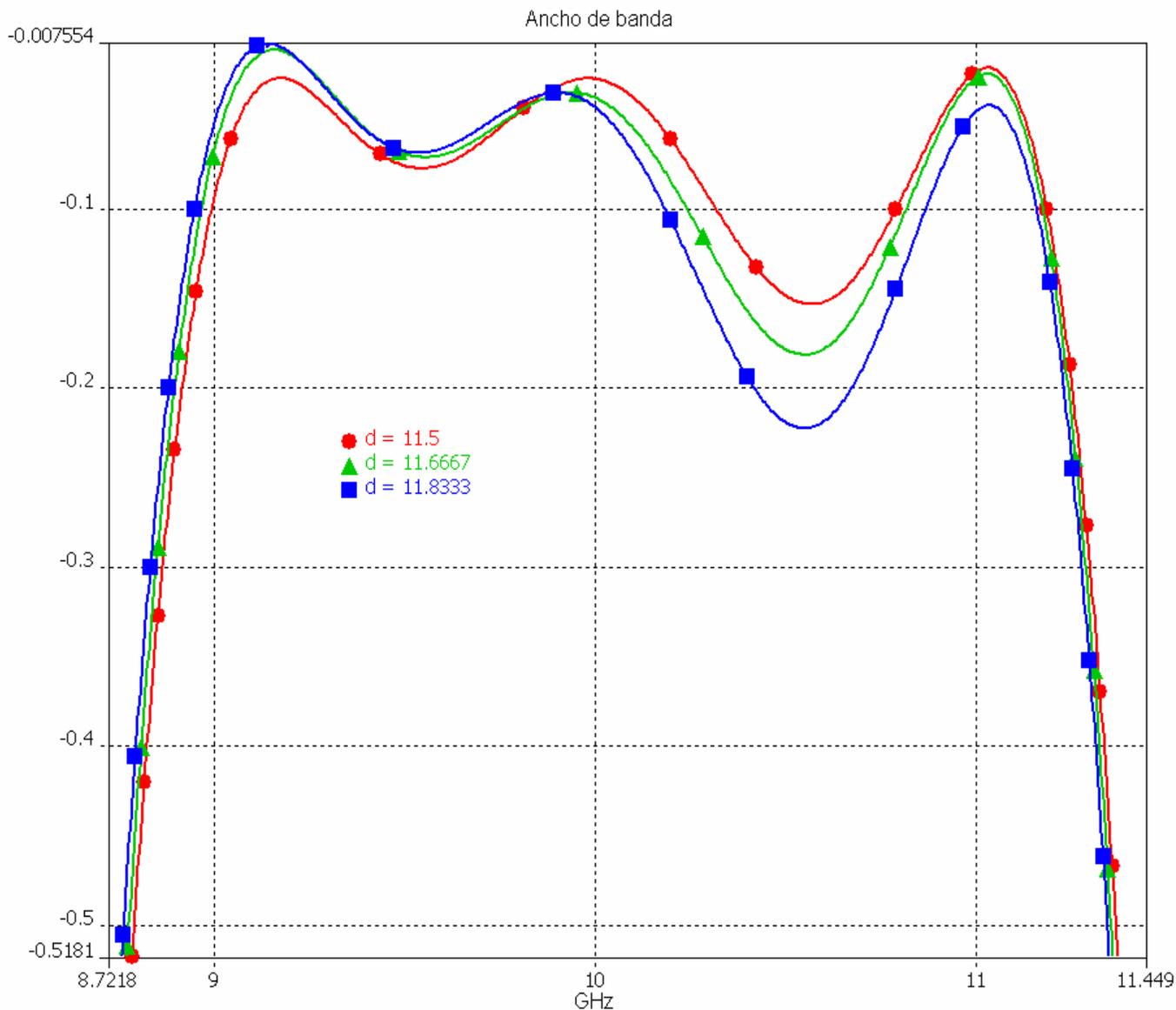


Figura 4.21. Ancho de banda para valores de distancia d optimizados.

Con un rango de valores de d más selectivo, fue necesario elegir el valor que más se acercara a una gráfica plana y con un rango de frecuencias mucho más amplio para mejorar el ancho de banda. De esta manera, al analizar los resultados obtenidos de la figura 4.21, nuestra elección fue la gráfica con una distancia $d = 11.6$ mm.

Dado que todas las simulaciones de optimización, hasta ahora realizadas, fueron obtenidas moviendo la tapa de manera simultánea, decidimos realizar una simulación moviendo físicamente la tapa hasta el valor elegido de 11.6 mm con un mayor número de puntos de cálculo. De esta forma el ancho de banda final que se obtuvo, mediante la optimización de la posición de la tapa, fue de 2.58 GHz entre un rango de frecuencias que va de 8.75 a 11.33 GHz, tal como se observa en la figura 4.22.

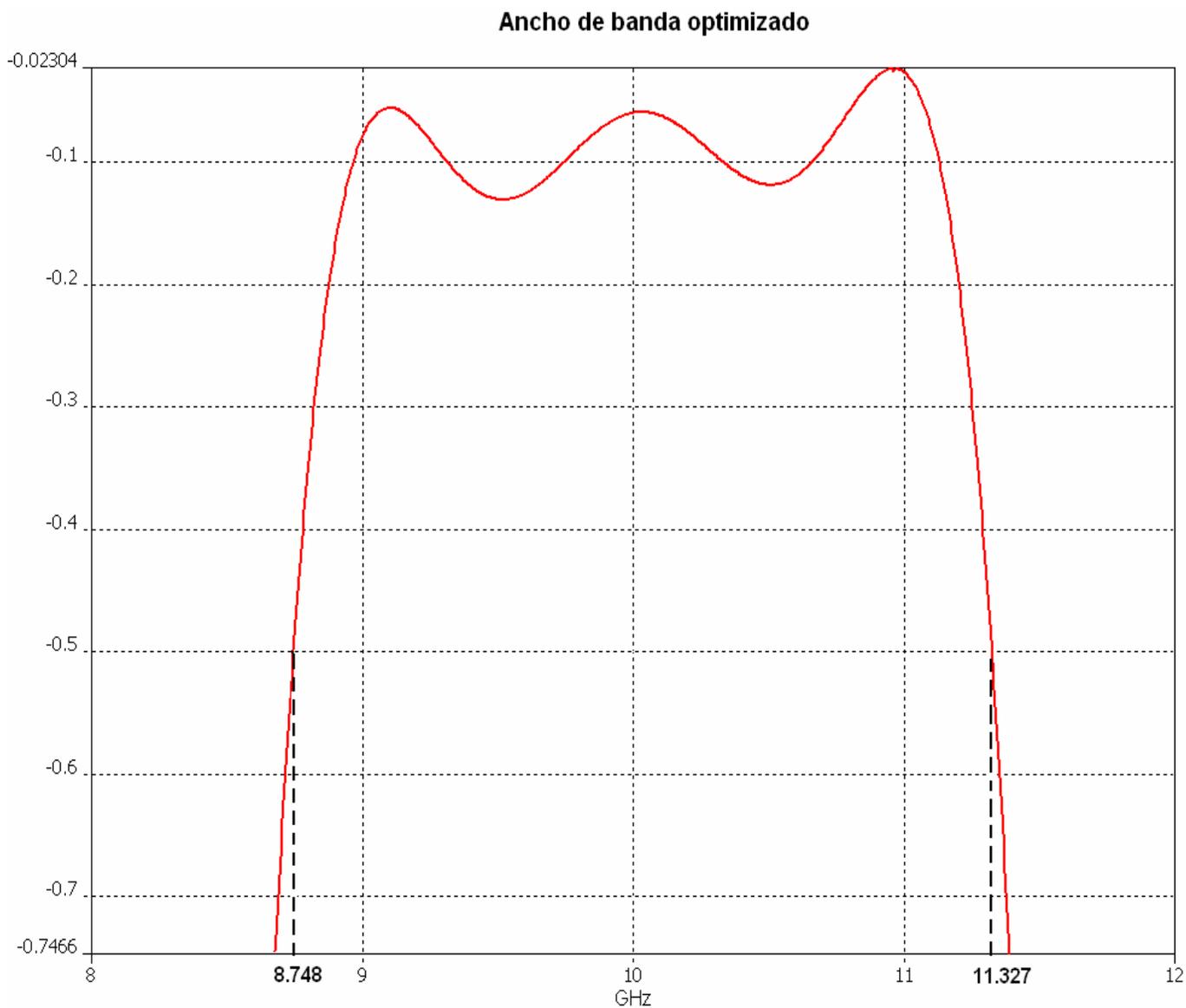


Figura 4.22. Ancho de banda optimizado para $d = 11.6\text{mm}$.

4.4 Circuito equivalente del desplazador de fase para banda X.

El proceso de optimización que hemos descrito hasta ahora solo involucra como variable de optimización la distancia entre el diafragma y la tapa metálica. Para poder estimar de manera adecuada las dimensiones físicas de cada elemento que forma al anillo, es necesario conocer su circuito equivalente. En la figura 4.23 se muestra el circuito equivalente del diafragma, en acuerdo con [16].

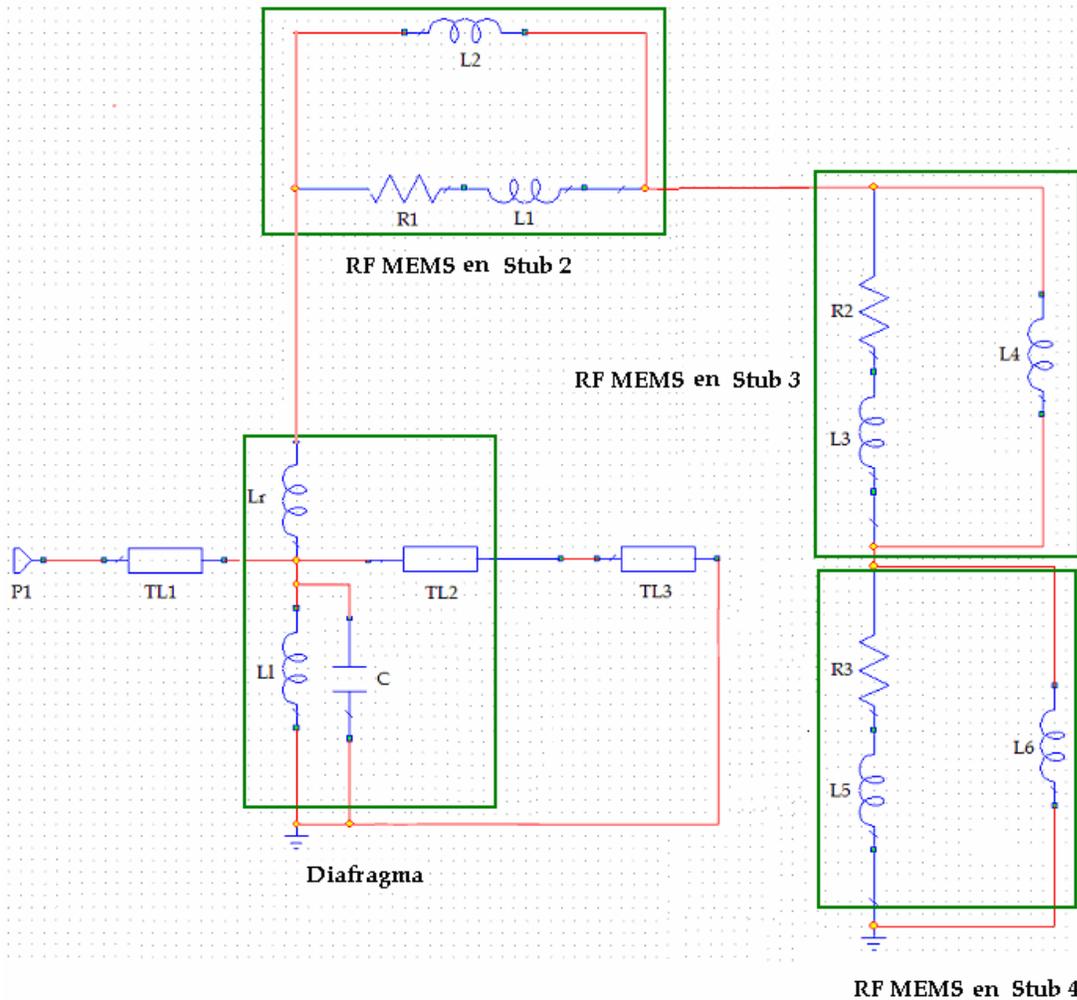


Figura 4.23. Circuito equivalente del anillo desplazador para la polarización vertical.

Basándonos en la idea general de los elementos eléctricos que conforman al anillo y a los RF MEMS, así como en los circuitos presentados en [16], logramos encontrar el circuito equivalente del desplazador. Para poder obtener las características equivalentes del desplazador en el circuito, fue necesario hacer dos consideraciones. La primera consideración que se tomó en cuenta fue colocar líneas que representaran a la guía de onda circular, haciendo que su impedancia de entrada variara conforme a la frecuencia. La segunda consideración fue representar al sustrato Rogers mediante una línea que aportara cierta dispersión en función de la frecuencia.

Para lograr que el simulador hiciera evidente estas variaciones introdujimos algunas expresiones en las piezas correspondientes. De esta forma, la impedancia de entrada de los segmentos de guía de onda circular queda representada por la siguiente expresión,

$$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\sqrt{k^2 - k_c^2}}$$

$$k = \omega \cdot \sqrt{\mu\epsilon}$$

$$Z_{TE} = \frac{\omega \cdot \sqrt{\mu\epsilon} \cdot \eta}{\sqrt{(\omega\sqrt{\mu\epsilon})^2 - \left(\frac{P'_{nm}}{a}\right)^2}} \dots(4.7)$$

donde :

η es la impedancia característica del medio = 377 Ω

P'_{nm} raíz número m de la función de Bessel del orden n = 1.84

a es el radio de la guía de onda circular = 11.4mm

Así la expresión (4.7) se encuentra contenida en los elementos marcados como P1, TL1, TL3 de la figura 4.23. Por su parte el segmento TL2 emplea la misma expresión, tomando en cuenta que la impedancia de entrada se ve afectada por la permitividad del sustrato Rogers ($\epsilon_r = 1.48$).

Para el caso de la dispersión que ocasiona el Rogers, el simulador emplea θ_0 como ángulo de defasamiento de la línea, pero para nuestra conveniencia es necesario obtener θ en función de la frecuencia, por lo que seguimos el siguiente desarrollo:

$$\theta = \beta \cdot \ell$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$$

$$\theta = \left(\sqrt{k^2 - k_c^2}\right) \cdot \ell \dots (a)$$

$$\theta = \theta_0 \frac{f_0}{f} \dots (b) \text{ del simulador}$$

igualando (a) y (b)

$$\theta_0 \frac{f_0}{f} = \left(\sqrt{k^2 - k_c^2}\right) \cdot \ell$$

$$\theta_0 = \frac{f}{f_0} \cdot \left(\sqrt{k^2 - k_c^2}\right) \cdot \ell \quad [\text{rad}]$$

$$\theta_0 = \frac{f}{f_0} \cdot \left(\sqrt{k^2 - k_c^2}\right) \cdot \ell \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right) \quad [^\circ \text{ deg}] \dots (4.8)$$

donde :

f_0 es la frecuencia de operación de la línea

ℓ es el grosor del dieléctrico

β = cte. de propagación en guía de onda circular

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$$

De esta forma, la expresión (4.8) se introdujo en el tramo de línea TL2 de la figura 4.23. Si se observa la figura 4.23, podemos notar que conectados a los segmentos de línea, se encuentran 2 inductores identificados con los nombres de L_r y L_l respectivamente, estos corresponden a las inductancias formadas sobre el anillo cuando la señal de RF induce corriente sobre dicha estructura, el valor para ambas inductancias es de 6.47 nH. El capacitor representado como C es la capacitancia formada entre el círculo metálico del centro y el anillo exterior, el valor de capacitancia obtenido fue de 59.2 fF. Los valores tanto de capacitancia como de inductancia fueron obtenidos considerando la resonancia del circuito LC paralelo y el ancho de banda arrojado por la simulación electrodinámica de la estructura.

Así mismo las inductancias marcadas como L_2 , L_4 y L_6 son las correspondientes a la impedancia de los stubs, cuyo valor es de 67.5 nH, obtenido al igualar el ancho de banda del circuito con el ancho de banda resultante de la simulación electrodinámica (Figura 4.22). Por su parte los parámetros de los conmutadores RF MEMS, conectados en serie a la inductancia del anillo, toman los valores del circuito equivalente final para el estado abierto donde $R_1=0.75 \Omega$, $L_1=437 \text{ pH}$ y $C_1=19.1 \text{ fF}$, mientras que para el estado cerrado $R_1=0.25 \Omega$ y $L_1=42 \text{ pH}$.

Dado que el circuito equivalente dentro del simulador contiene un puerto ajeno a la estructura, la impedancias de los RF MEMS tuvieron que ser multiplicadas por un factor $k=0.588$, a fin de compensar los efectos de desacoplamiento producidos por este elemento, P1. Mientras que las impedancias de los segmentos de línea y el puerto se escalaron con un factor $k_p=0.367$.

Para lograr las simulaciones de los diferentes modos de polarización, seguimos lo dicho en [12] y [16], así que se colocaron los elementos de cada RF MEMS multiplicados por factor $\sin^2(\theta)$, donde θ es el ángulo entre el eje del stub con el RF MEMS abierto y el plano de polarización de la onda incidente, este factor se introduce a fin de cumplir con la conservación de la potencia en el anillo.

Con el fin de recrear los efectos que cada RF MEMS siente al propagarse una onda, ya sea con polarización vertical u horizontal, se simularon dos circuitos por separado, para obtener los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , y con ello el ancho de banda de la onda controlada. Así la figura 4.23 corresponde a la polarización vertical, mientras que la figura 4.24 a la polarización horizontal. Dado que los elementos eléctricos de cada conmutador y cada stub se multiplican por la función $\sin^2(\theta)$, algunos elementos desaparecen cuando $\theta = 0$, de esta forma, para el caso cuando la onda incidente tiene plano de polarización paralelo al stub abierto, tanto el conmutador en estado abierto, como el inductor asociado al stub no se encuentra presente en el circuito, figura 4.23; mientras que para la onda con plano de polarización ortogonal al stub abierto, los elementos que desaparecen son el inductor del stub y el conmutador cerrados, colocados a 90° del stub abierto, ó a 180° del plano de polarización. (figura 4.24).

Con los resultados de las simulaciones de ambos circuitos y mediante las operaciones pertinentes, logramos obtener la onda controlada y su ancho de banda de 2.8 GHz como se

observa en la figura 4.25. Dado que este resultado es muy parecido al obtenido con el simulador electrodinámico de la figura 4.22, podemos decir que nuestro circuito equivalente es el adecuado.

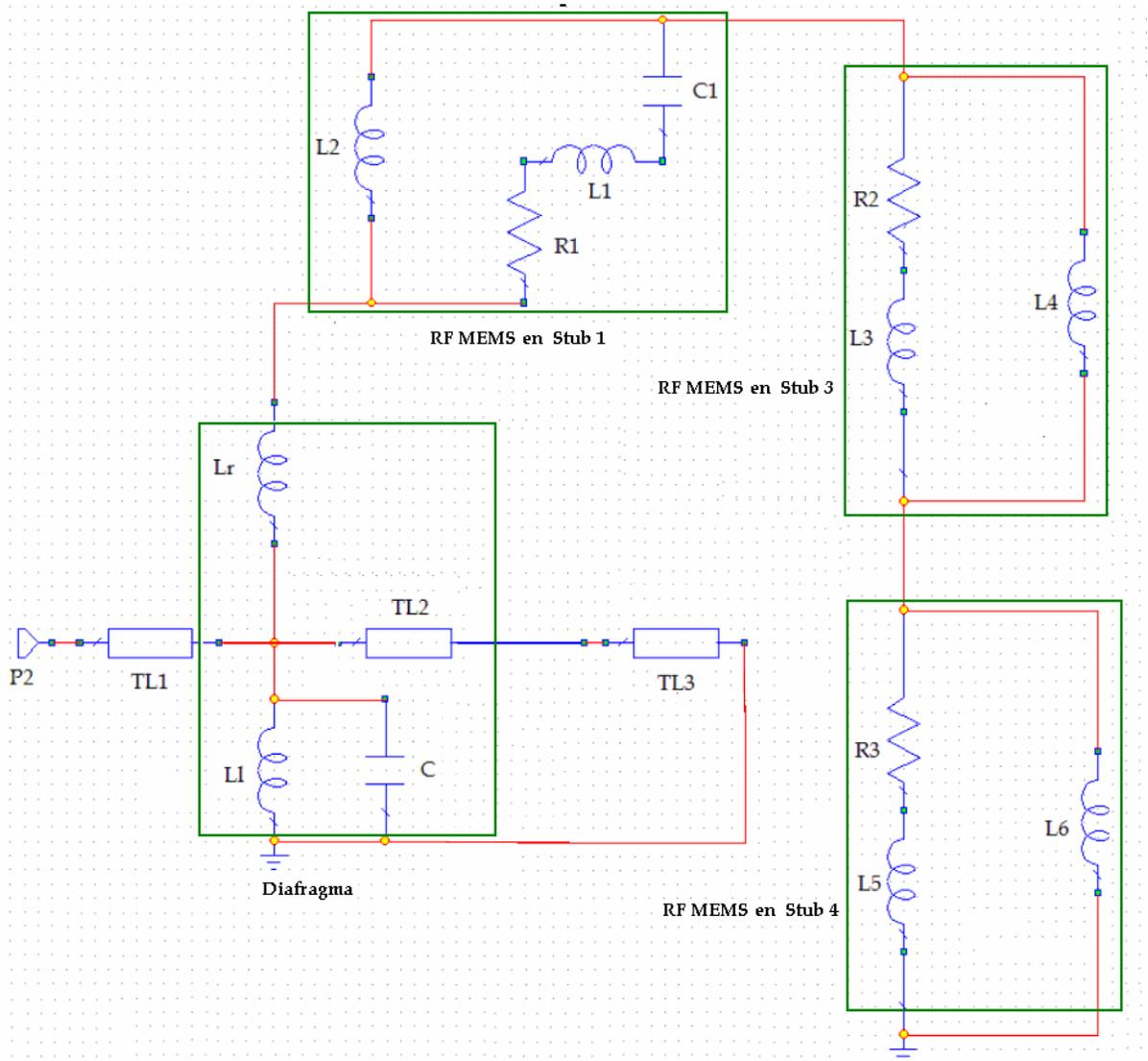


Figura 4.24. Circuito equivalente del anillo resonador completo, para la polarización horizontal.

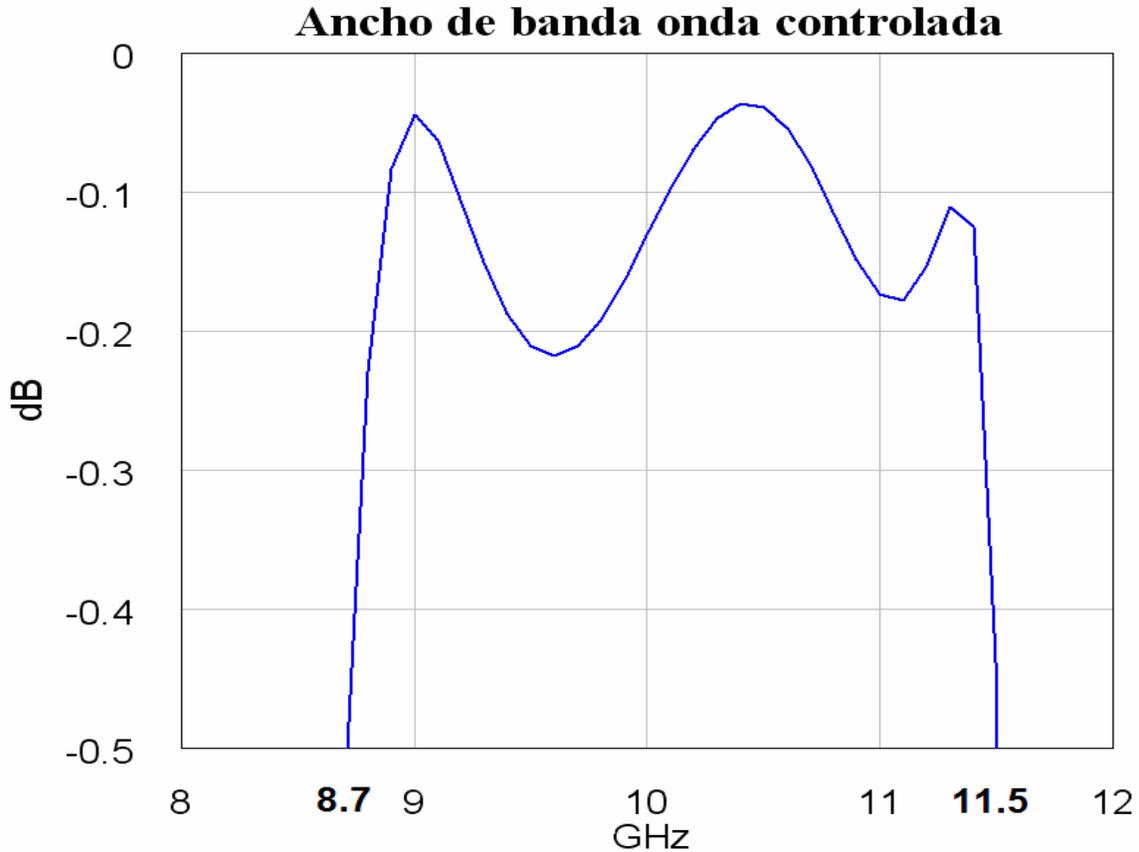


Figura 4.25 Ancho de banda de la onda controlada obtenido mediante la simulación del circuito equivalente.

Una vez conocido el circuito equivalente fue posible intentar la optimización del ancho de banda del desplazador, para ello variamos las inductancias (L_r y L_1), capacitancia del anillo (C), la inductancia correspondiente a cada stub (L_2 , L_4 y L_6) y la distancia (d) de la tapa metálica con respecto al diafragma.

Los valores de los parámetros optimizados arrojados por el simulador son los que se observan en la tabla 4.5

Tabla 4.5. Parámetros de optimización del circuito equivalente del desplazador de fase de banda X.

| Parámetro | Valor |
|-------------------|-----------|
| $L_r = L_1$ | 5.87 nH |
| C | 97.77 fF |
| $L_2 = L_4 = L_6$ | 110.73 nH |
| d | 9.23 mm |

De esta forma el ancho de banda alcanza 3.16 GHz medido a -0.3 dB como se observa en la figura 4.26.

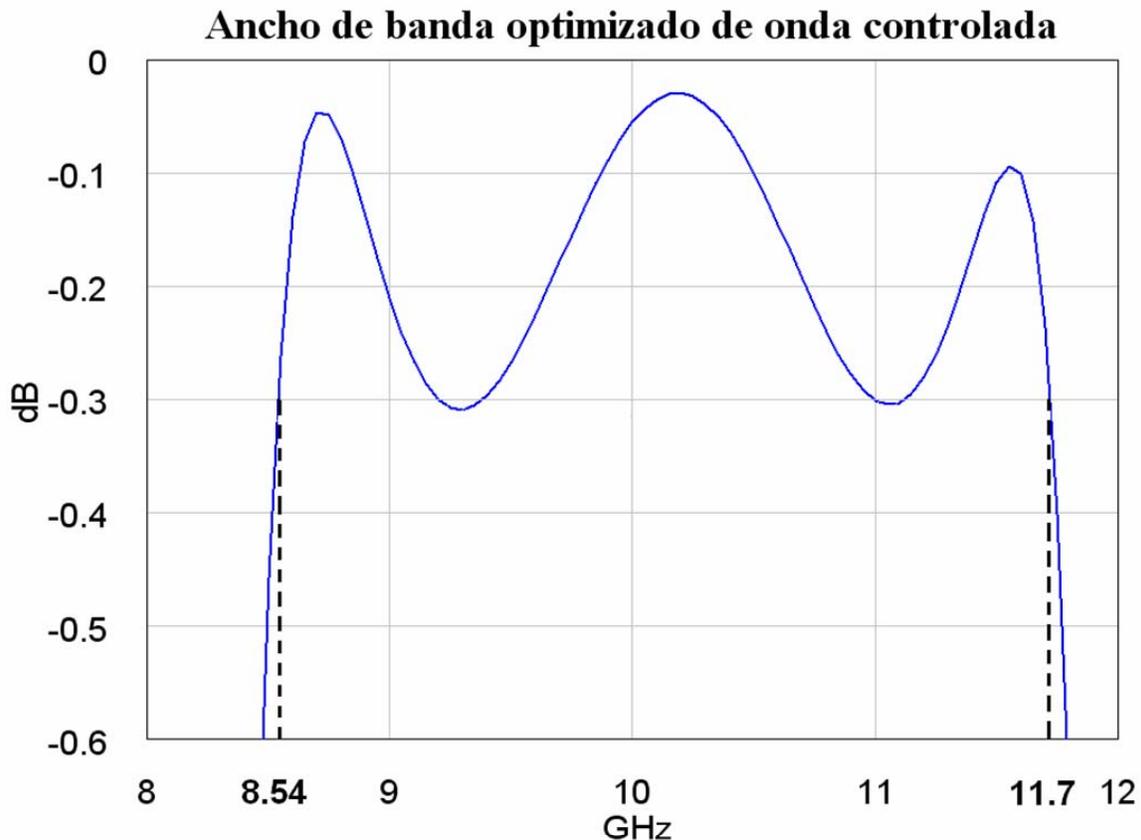


Figura 4.26 Ancho de banda de la onda controlada después de la optimización de parámetros.

A pesar de que el ancho de banda alcanzado es grande, los valores finales de los parámetros obtenidos no pueden traducirse a dimensiones físicas realizables en nuestro anillo, por lo que la optimización de la estructura del anillo no fue posible. De ahí que podamos decir que el ancho de banda obtenido, mediante la optimización de la distancia de la tapa, represente el mejor resultado alcanzado.

4.5 Anillo resonador para banda Ka.

Dado que los resultados de las pruebas para banda X resultaron satisfactorios, decidimos probar el desplazador de fase para la banda Ka, escalando las dimensiones del anillo a fin de poder insertarlo en una guía de onda circular para banda Ka, pero conservando tanto las dimensiones del conmutador RF MEMS, como las medidas de las entradas de los stubs. En la figura 4.27 se muestran las dimensiones de los radios correspondientes al anillo resonador para banda Ka.

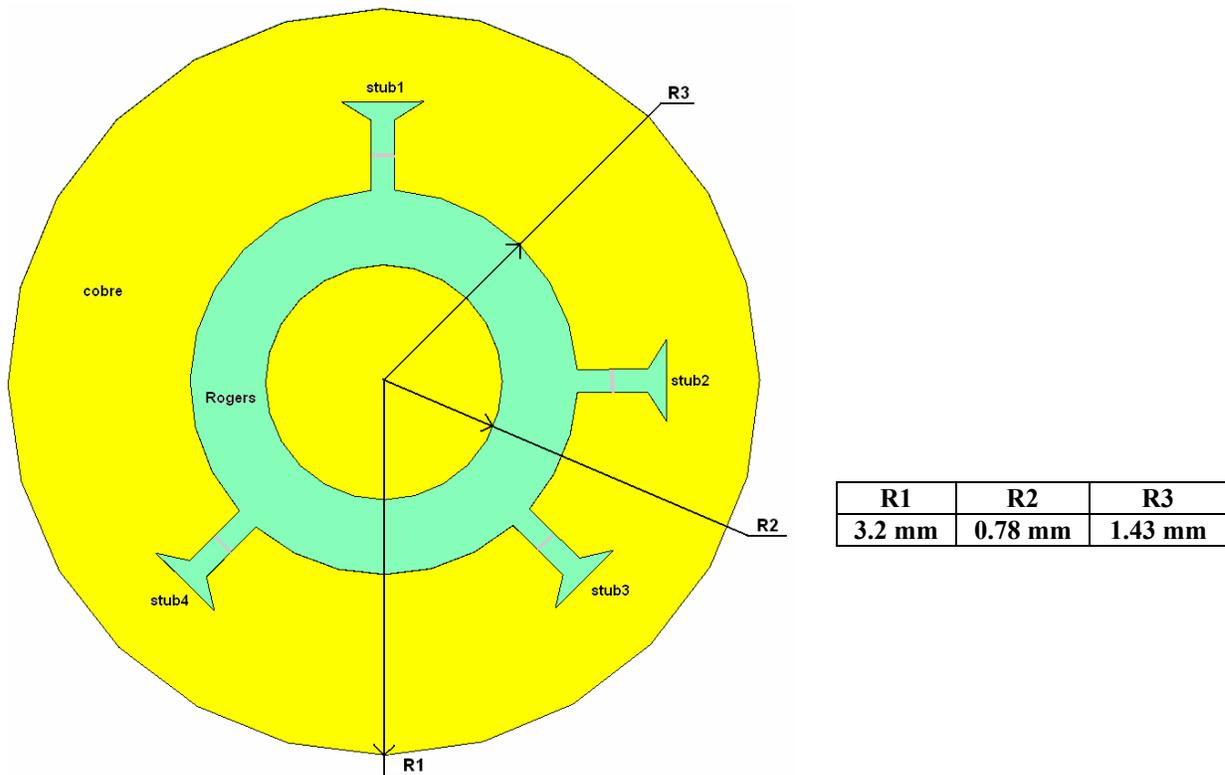


Figura 4.27. Dimensiones del anillo resonador para la banda Ka.

La geometría del anillo se conserva, sin embargo los stubs sufrieron variaciones, dado que sus entradas no se escalaron, los triángulos de sus extremos tuvieron que adaptarse para que la frecuencia de operación fuera de 35 GHz. Las dimensiones de los stubs se observan en la figura 4.28.

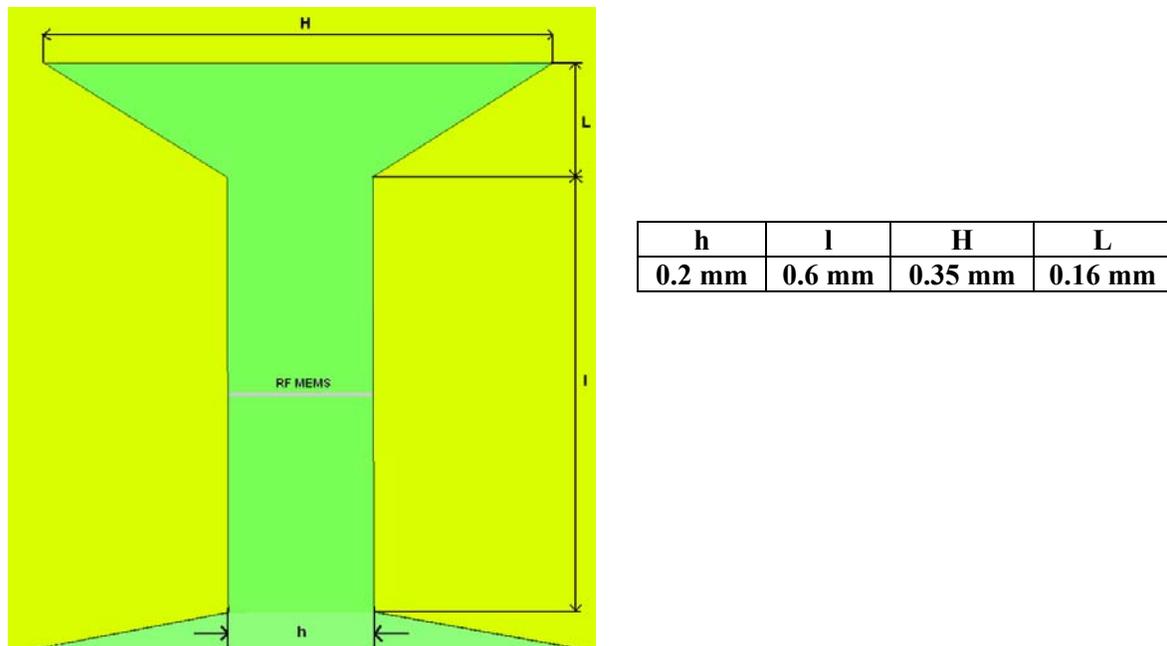


Figura 4.28. Dimensiones del stub para banda Ka

4.6 Características electrodinámicas del desplazador de fase para banda Ka basado en los conmutadores RF MEMS.

Para obtener las características electrodinámicas de nuestro desplazador de fase para banda Ka, realizamos el mismo proceso de análisis llevado a cabo en el desplazador de banda X. De esta forma, lo primero que obtuvimos fue la frecuencia de operación de nuestro diafragma, asegurando que el desplazador trabaja en frecuencias de la banda Ka, y que permite obtener una onda reflejada adecuada.

Los valores de los elementos eléctricos de los circuitos serie equivalentes finales para ambos estados de conmutación del cantilever de banda Ka, que se emplearon para obtener las características electromagnéticas del desplazador de fase, se presentan en la tabla 4.6.

Tabla 4.6. Valores de los elementos eléctricos de los circuito equivalentes finales para ambos estados de conmutación de banda Ka.

| Stub | Cantilever |
|---------|--|
| abierto | $C = 0.0191\text{pF}$, $L = 437\text{pH}$, $R = 0.9\Omega$ |
| cerrado | $L=42\text{pH}$, $R=0.25\Omega$ |

Al hacer que coincidieran los mínimos de magnitud de los coeficientes de reflexión $S2(1),2(1)$ y transmisión $S1(2),2(2)$, encontramos que la frecuencia de operación del anillo se localiza a 35GHz, tal como se observa en la figura 4.29.

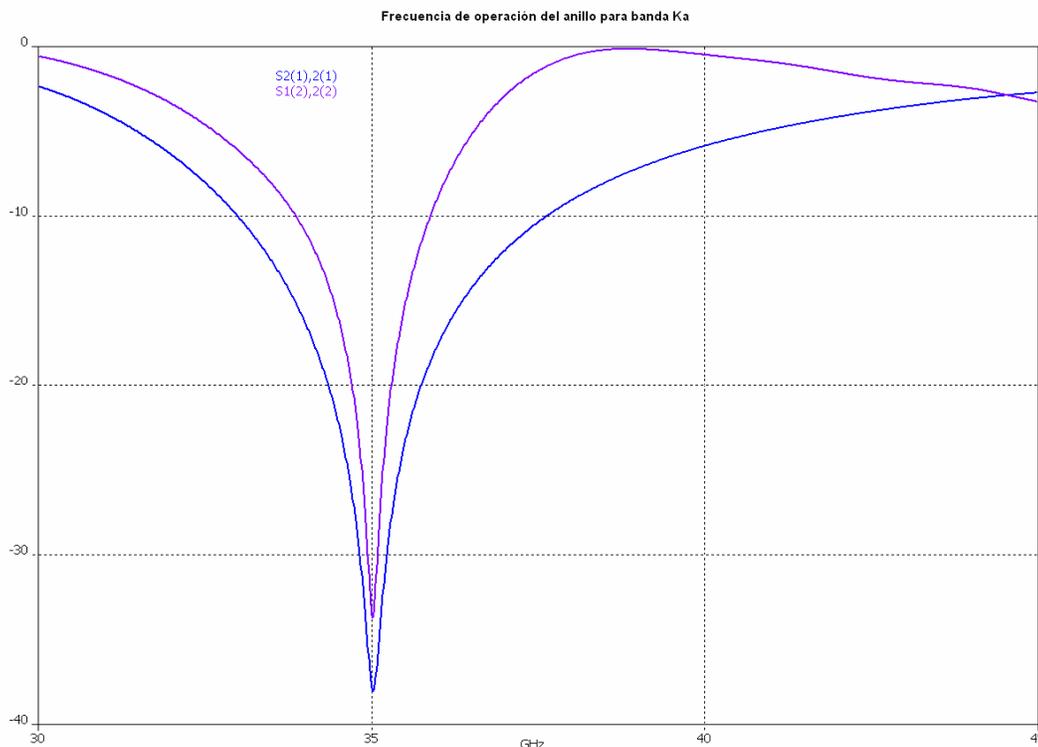


Figura 4.29. Frecuencia de operación del anillo desplazador de fase de banda Ka.

Una vez encontradas las dimensiones del anillo y la frecuencia de operación del desplazador, el siguiente paso fue la colocación de la tapa metálica. La distancia (d) a la que se colocó es $\lambda_g/4$, dado que la longitud de onda para la frecuencia de operación es de 13.81mm, la distancia resultante es $d = 3.45$ mm. Sin embargo, después de haber realizado el proceso de optimización, al variar la distancia de la tapa respecto al anillo, tal como se hizo para el desplazador de fase de banda X, la distancia efectiva resultó ser $d = 3.43$ mm. En la figura 4.30 se muestra el desplazador de fase con la tapa correspondiente, del cual se obtuvieron los diferentes coeficientes de reflexión, Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , para obtener la onda controlada.

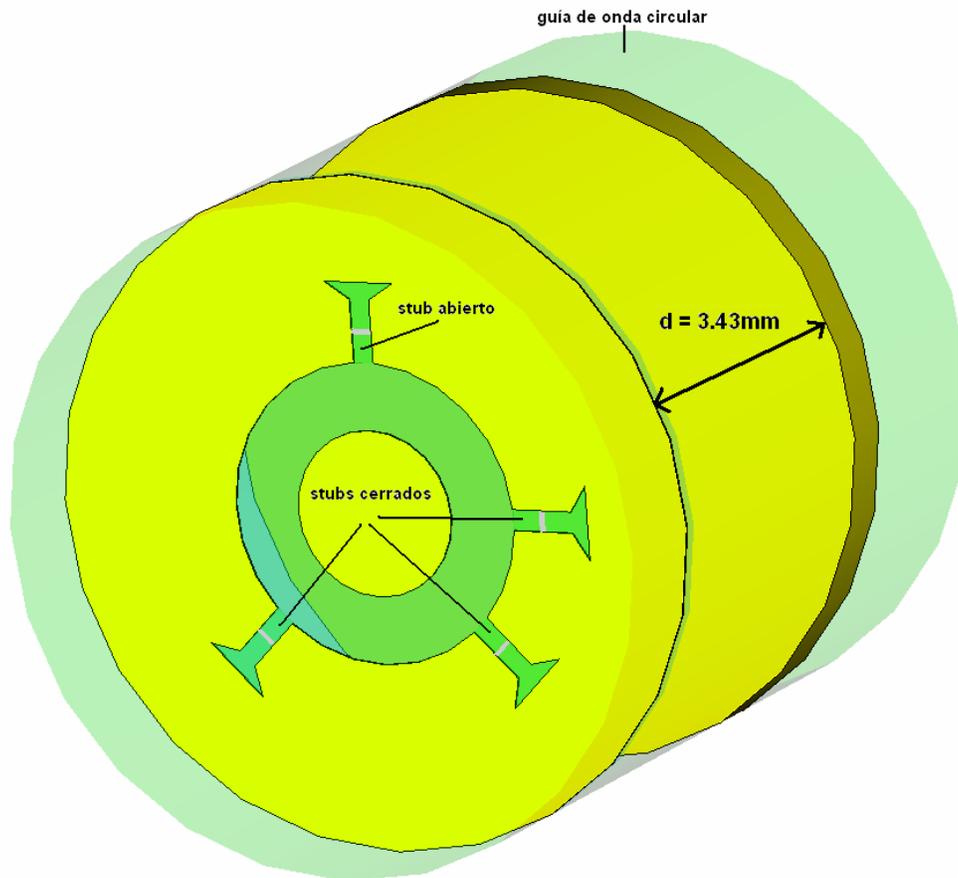


Figura 4.30. Configuración del desplazador de fase para banda Ka.

Siguiendo el procedimiento utilizado para el cálculo de la onda controlada del desplazador para banda X, obtuvimos la onda controlada de nuestro desplazador de banda Ka, con un ancho de banda de 3.52 GHz, tal como se observa en la figura 4.31.

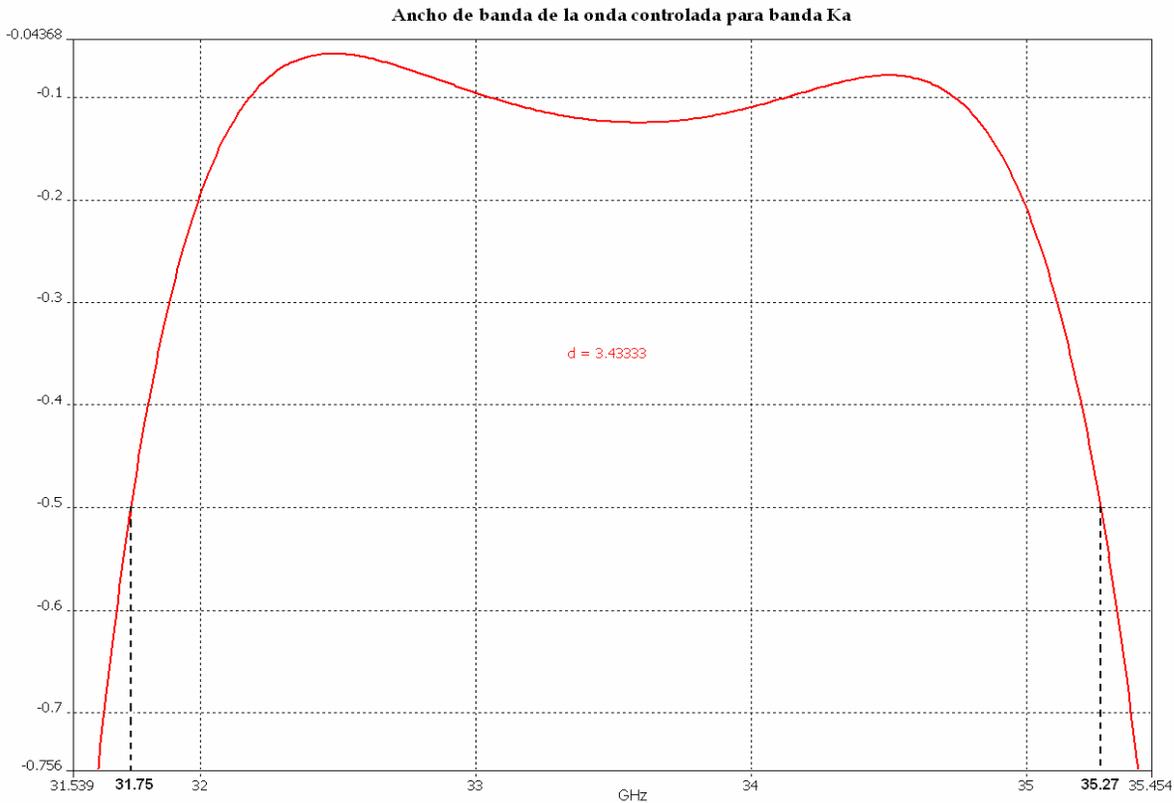


Figura 4.31. Ancho de banda para la onda controlada para banda Ka.

En este capítulo demostramos que nuestro conmutador RF MEMS trabaja adecuadamente sobre el desplazador de fase, pues se pudo obtener la onda controlada, que indica la expresión 4.3 del *Principio de Fox*, para las bandas de frecuencia X y Ka, con un ancho de banda de 2.58 y 3.52 GHz, respectivamente.

Las pérdidas por inserción obtenidas del desplazador de fase de dos bits, basado en nuestros conmutadores RF MEMS, son bajas, pues se obtuvo un promedio de -0.02dB para la banda X y un promedio de -0.15dB para la banda Ka. Esto garantiza que los desfases producidos en una onda incidente sucederán sin ningún problema por atenuación, es decir, con una buena potencia de salida de la onda reflejada. De esta manera, mediante la actuación simultánea de los conmutadores RF MEMS, se podrán obtener los diferentes desplazamientos de fase que permite obtener el diseño del diafragma, y con ello emplear nuestro desplazador en las antenas en arreglo de fase para las diferentes aplicaciones que se mencionaron en el primer capítulo.

Una de las ventajas que se obtuvo, al probar el diseño de nuestro RF MEMS sobre el desplazador de fase, fue la capacidad que tiene nuestro dispositivo para actuar en ambas bandas de frecuencia, X y Ka. Esto se debe a que nuestro modelo de dispositivo funciona adecuadamente para cualquiera de los dos anillos desplazadores que se desee, considerando que el diseño de nuestro conmutador se llevó a cabo para poder ser fabricado en el laboratorio UNAMems y en el CCADET, a pesar de las restricciones de diseño que representa la construcción de un conmutador como el nuestro en la UNAM.

La obtención del circuito equivalente del desplazador de fase fue una herramienta primordial para conocer el comportamiento que va sufriendo una onda electromagnética, al incidir sobre el desplazador. Además fue una representación eléctrica fácil de entender, pues permitió comprender el funcionamiento del desplazador de fase, ya que con el se pudo analizar el papel que juega cada elemento del desplazador de fase, es decir, la influencia que tienen los stubs, los RF MEMS y el diafragma para obtener una onda reflejada y desplazada, con cierto ancho de banda. El principal objetivo del circuito equivalente fue lograr la optimización del desplazador.

4.7 Conclusiones

- 1.- Es posible construir el diafragma del desplazador de fase en conjunto con el RF MEMS, pues el proceso de fabricación de nuestro conmutador es el mismo que se requiere para construir el diafragma.
- 2.- El conmutador RF MEMS se instaló en el desplazador de fase para banda X permitiendo obtener resultados similares al basado en diodos p-i-n, pues se obtuvo una frecuencia de operación del desplazador en 10.61GHz, lo que garantiza el reemplazo de los diodos p-i-n por nuestro conmutador.
- 3.- Los elementos eléctricos equivalentes del RF MEMS, obtenidos en el capítulo 3, demostraron ser los adecuados para representar la impedancia de entrada de nuestro conmutador.
- 4.- La impedancia de entrada de los RF MEMS, permitió que se conservará el valor de su capacitancia en estado *abierto* de 19.1fF para las dos bandas de frecuencia, X y Ka.
- 5.- Se obtuvieron las dos ondas involucradas en el *Principio de Fox*, es decir, la onda controlada y no controlada, mediante la actuación de nuestros conmutadores RF MEMS.
- 6.- El desplazador de fase, basado en los RF MEMS, tiene una frecuencia de operación de 10.61GHz y de 35 GHz para banda X y Ka, respectivamente.
- 7.- El ancho de banda del desplazador de fase basado en los RF MEMS para banda X y para banda Ka, fue de 2.58 y 3.52 GHz, respectivamente.
- 8.- Las pérdidas por inserción del desplazador de fase para las dos bandas de frecuencia, fueron bajas de alrededor de -0.02dB para la banda X y de -0.15dB para banda Ka. Con estos resultados podemos afirmar que dentro de la banda de operación del desplazador se cumple que $\Gamma_{\perp} = -\Gamma_{\parallel}$, lo que permite obtener una buena magnitud de la onda controlada.
- 9.- Así mismo las bajas pérdidas por inserción del desplazador, nos indican que una onda reflejada presenta baja atenuación, con respecto a la incidida.

5. Conclusiones Generales.

Hemos visto que las antenas en arreglos de fase han ganado importancia en los sistemas de radar y en aplicaciones para las comunicaciones satelitales. Es por ello que los desplazadores de fase se han convertido en una herramienta indispensable, no obstante, los que se han construido mediante dispositivos de estado sólido, en forma monolítica, presentan altas pérdidas por inserción, y los que se construyen de forma híbrida presentan altos costos de producción.

Así mismo, los desplazadores de fase basados en líneas conmutadas, que emplean RF MEMS, no son una buena opción debido a las altas pérdidas que presentan en altas frecuencias. Sin embargo, esto se puede mejorar si los conmutadores RF MEMS se emplean dentro de un desplazador de fase de bajas pérdidas. Por tal motivo, en este trabajo se presentó el diseño de un desplazador de fase, basado en el *Principio de Fox*, que emplea los conmutadores RF MEMS, para sustituir a los diodos p-i-n.

Por tal motivo se diseñó un conmutador RF MEMS en el que su construcción empleara materiales baratos, fáciles de conseguir y cuyas pérdidas fueran bajas para las bandas X y Ka. La selección de los materiales se hizo de tal forma que se pudieran utilizar, empleando técnicas de fabricación disponibles en los laboratorios del CCADET y en el UNAMems.

De esta forma el RF MEMS que se diseñó fue un “cantilever” de aluminio (425 x 100 x 0.5 um) suspendido a una altura de 11µm sobre una placa de cobre. El “cantilever” actúa electrostáticamente mediante la aplicación de voltaje en un electrodo colocado sobre una isla de “cyclotene”.

Al simular el modelo del conmutador en CoventorWare obtuvimos una capacitancia de 19.87fF para el estado *abierto* del RF MEMS, valor que resulta ser menor al de 20fF presentado por el diodo p-i-n HPND4005, mientras que para el estado *cerrado* aseguramos un corto circuito, debido al contacto de dos metales. El voltaje de actuación necesario para que el RF MEMS conmute es de 10V, lo que representa una ventaja significativa para el diseño de aplicaciones portátiles.

Para una mejor caracterización del RF MEMS, el modelo se sometió a una simulación electrodinámica. Con los resultados de impedancia de entrada, obtuvimos un factor de calidad de conmutación de $2.8 \cdot 10^6$ a 8GHz y $17.6 \cdot 10^3$ a 40GHz, lo que supera el factor de 7000 que presenta el diodo p-i-n para banda X.

Por otro lado, se obtuvieron los parámetros S de nuestro conmutador, garantizando que el aislamiento promedio para el estado cerrado en banda X es de 26.2dB, mientras que para banda Ka resultó ser de 17.5dB. Así mismo las pérdidas por retorno promedio para el estado abierto en banda X fueron de -23.5dB y para banda Ka de -7dB. De esta forma podemos afirmar que se obtuvieron las características electromecánicas y electrodinámicas apropiadas para que el RF MEMS pueda utilizarse en el desplazador de fase.

Con la sustitución de los diodos p-i-n por los conmutadores RF MEMS diseñados, el desplazador de fase produjo una onda controlada con un ancho de banda de 2.58GHz para la banda X, mientras que para la banda Ka se alcanzaron los 3.52GHz. Por otro lado las pérdidas por inserción obtenidas fueron de -0.02dB para la banda X y de -0.15dB para la banda Ka. Esto permitió obtener un mejoramiento de 14 veces para el caso del desplazador de fase basado en diodos p-i-n de banda X [12], pues sus pérdidas por inserción son de -0.3dB. De igual manera, se obtuvo un mejoramiento sobre el desplazador de fase basado en RF MEMS sobre líneas conmutadas, diseñado en el centro de ciencia Rockwell, que presenta un promedio de pérdidas de -1dB, para banda X [22]. Por otro lado el Desplazador de fase Raytheon de línea conmutada de 3 bits presenta un promedio de pérdidas por inserción de -1.7dB para la banda Ka [23], lo que garantiza que nuestro desplazador disminuyó las pérdidas del desplazador para ambas bandas de frecuencia.

Con el diseño de nuestro desplazador de fase se presenta una reducción significativa sobre el costo de producción, pues al emplear el diodo p-i-n en un desplazador de fase, que se construye de forma híbrida, el costo de su producción se eleva considerablemente por el costo de \$20 dólares de cada diodo p-i-n. Además, la construcción híbrida de un desplazador con diodos p-i-n incrementa el tiempo de producción, lo que aumenta la eficacia de producción de nuestro desplazador, al construirlo de forma monolítica.

De esta forma las ventajas más significativas que presenta nuestro desplazador de fase basado en RF MEMS, son las bajas pérdidas por inserción y la disminución de costos de producción.

Bibliografía

- [1] Balanis, C. 1986. *Antenna Theory. Analysis and design*. John Wiley and Sons. Singapur.
- [2] Brookner, Eli. [Arreglos de Fase Alrededor del Mundo – Progreso y Tendencias Futuras]. “Phased Arrays Around the World – Progress and Future Trends”. *IEEE. On Phased Array Systems and Technology*, Boston, MA, October 2003.
- [3] Cetiner, B. A. et.al. [Integración Monolítica de Conmutadores RF MEMS con una Antena Distribuida sobre Sustrato PCB]. “Monolithic Integration of RF MEMS Switches with a Diversity Antenna on PCB Substrate”. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technics*, Vol. 51, No.1, January 2003.
- [4] Chang, Hung-Pin. et.al. [Conmutadores RF MEMS Fabricados sobre Tabletas para Circuitos Impresos de Microondas]. “RF MEMS Switches Fabricated on Microwave-Laminate Printed Circuit Board”. *IEEE Electron Devices Letters* Vol.24, No.4, April 2003.
- [5] Fox, A. Gardner. [Un Cambiador de Fase Ajustable en Guía de Onda]. “An Adjustable Wave-guide Phase Changer”. *Proceedings of the I.R.E*, Vol.35, No.12, December 1947.
- [6] Ghodsian, Bahram. et. al. [Desarrollo de conmutadores RF MEMS sobre Substratos PCB con Planarización de Polyimide]. “Development of RF MEMS Switch on PCB Substrates with Polyimide Planarization”. *IEEE Sensor Journal*. Vol.5, No.5, October 2005.
- [7] Hayden, Joseph S.; Malczewski, Andrew; Kleber, Jennifer; Goldsmith, Charles L.; Rebeiz, Gabriel M. [Desplazadores de Fase MEMS Distribuidos en Línea Microcinta de 2 y 4 Bits para DC-18 GHz]. “2 and 4-Bit DC-18 GHz Microstrip MEMS Distributed Phase Shifters”. *IEEE*. 2001.
- [8] Hayden, Joseph S. y Rebeiz, Gabriel. M. [Un Desplazador de Fase de Bajas Pérdidas para Banda Ka de 2 Bits Usando Capacitores Metal-Aire-Metal]. “A low-Loss Ka-Band Distributed 2-Bit Phase Shifter Using Metal-Air-Metal Capacitors”. *IEEE*. 2002.
- [9] Legay, Hervé; Pinte, Béatrice; Charrier, Michel; Ziaei, Afshin; Girard, Etienne; Gillard, Raphael. [Una Antena de Arreglo Reflectivo Reconfigurable con Control MEMS] “A Steerable Reflect Array Antenna with MEMS Controls”. *IEEE* 2003.
- [10] Mailloux, Robert J. [Tecnología para el Control del Arreglo]. “Technology for Array Control”. *IEEE*. 2003.
- [11] Malczewski, A; Eshelman, S.; Pillans, B.; Ehmke, J.; Goldsmith, C. L. [Desplazadores de Fase RF MEMS de Banda X para Aplicaciones en Arreglo de Fase]. “X-Band RF MEMS Phase Shifters for Phased Array Applications”. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 9, No.12, December 1999.

- [12] Martynyuk, Alexander E.; Martínez-López, Andrea G.; Martínez López, José I. [Desplazador de Fase de Guía de Onda Reflectiva de 2 bits para la banda X con líneas de alimentación sobre BCB]. “2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No.12, December 2006.
- [13] Martynyuk, Alexander E.; Martínez López, José I. [Arreglos de Antenas Reflectivas Basados en Anillos Ranurados]. “Reflective Antenna Arrays Based on Shorted Ring Slots”. *IEEE*. 2001.
- [14] Martynyuk, Alexander E.; Martínez López, José I.; Martynyuk, Ninel A. [Arreglo Reflectivo de Fase Pasiva con Desplazadores de Fase de Polarización Abierta]. “Reflective Passive Phased Array with Open Polarization Phase Shifters”. *IEEE*. 2003.
- [15] Martynyuk, Alexander E.; Martínez López, José I.; Martynyuk, Ninel A. [Antenas de Arreglo Multicapa Basados en Anillos Resonadores Ranurados con Carga]. “Multilayered Antenna Arrays Based on Loaded Ring Slot Resonators”. *IEEE*. 2002.
- [16] Martynyuk, Alexander E.; Martynyuk, Ninel A.; Khotiaintsev, Sergei N.; Vountesmeri, Valeri S. [Modulador de Amplitud y Fase de Onda Milimétrica]. “Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.45, No.6, June 1997.
- [17] Neri Vela, Rodolfo. 2003. *Comunicaciones por Satélite*. Thomson. D.F., México.
- [18] Oberhammer, Joachim y Stemme, Göran. [Aspectos de Diseño y Fabricación de una Membrana de Actuación de DC en forma de S para Conmutador RF MEMS]. “Design and Fabrication Aspects of an S-Shaped Film Actuator Based DC to RF MEMS Switch”. *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol.13, No.3, June 2004.
- [19] Peroulis, Dimitrios; Sarabandi, Kamal; Katehi, Linda P. B. [Conmutadores MEMS Serie de Bajo Contacto Resistivo]. “Low Contact Resistance Series MEMS Switches”. *IEEE*. 2002.
- [20] Pillans, B.; Eshelman, S.; Malczewski, A.; Ehmke, J.; Goldsmith, C. [Desplazadores de Fase RF MEMS de Banda Ka para Aplicaciones en Arreglo de Fase]. “Ka-Band RF MEMS Phase Shifters for Phase Array Applications”. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. 2000.
- [21] Rebeiz, Gabriel M. 2003. *RF MEMS. Theory design and technology*. Wiley. Estados Unidos.
- [22] Rebeiz, Gabriel M. y Muldavin, Jeremy B. [Conmutadores RF MEMS y Circuitos Conmutados]. “RF MEMS Switches and Switch Circuits”. *IEEE, microwave magazine, December 2001*.

[23] Rebeiz, Gabriel M.; Tan, Guan-Leng; Hayden, Joseph S. [Desplazadores de Fase RF MEMS: Diseño y Aplicaciones]. “RF MEMS Phase Shifters: Design and Applications”. *IEEE, microwave magazine, June 2002.*

[24] Tan, G. L.; Mihailovich R.E.; Hacker, J. B.; DeNatale, J. F.; Rebeiz, G. M. [Un Desplazador de Fase de Pérdidas Muy Bajas para Banda X de 2 Bits]. “A Very-Low-Loss 2-Bit X-Band RF MEMS Phase Shifter”. *IEEE. 2002.*

[25] Vendik, Irina B.; Vendik, Orest G.; Kollberg, Erik L.; [Factor de Calidad de Conmutación para Dispositivos Conmutables de Dos Estados]. “Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.48, No.5, Mayo 2000.*

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