



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA  
DE MÉXICO

---

---

FACULTAD DE INGENIERÍA

“INVESTIGACIÓN EXPERIMENTAL DE DESPLAZADOR  
DE FASE PARA LA BANDA Ka”

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A :

FERNANDO RAMÍREZ HUERTA

DIRECTOR DE TESIS:  
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

MÉXICO, D.F, CIUDAD UNIVERSITARIA

NOVIEMBRE 2005





Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

# **AGRADECIMIENTOS**

Al Dr. Oleksandr Martynyuk por la gran experiencia que me dio al apoyarme con este trabajo de tesis, por brindarme su tiempo y compartir su conocimiento conmigo, por su paciencia y apoyo.

A todos los profesores que me enseñaron a lo largo de este tiempo de estudios.

A los amigos con los que pase momentos muy agradables y dejaron una etapa de muchos recuerdos.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por darme la oportunidad de formarme dentro de sus aulas.

# DEDICATORIA

A mi abuela.

A mis padres Alejandra y Fernando, por su amor, apoyo incondicional, regaños y su gran paciencia conmigo.

A mis hermanos Lesli y Fer, por haber pasado muchos momentos conmigo brindándome risas y su cariño, gracias por soportar al hermano intolerante.

A Susana por motivarme, por su amor y su paciencia.

A toda mi familia por su apoyo y su cariño a lo largo de mi vida.

**INVESTIGACIÓN EXPERIMENTAL DE DESPLAZADOR DE FASE PARA LA  
BANDA Ka**

<b>INTRODUCCIÓN</b>	1
<b>I. GENERALIDADES (REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA)</b>	
Ondas Senoidales Variables con el Tiempo	3
Angulo de Fase	4
Desplazadores de fase de ferrita	5
Desplazadores de fase sencillos	6
Desplazador de fase rotatorio	7
Desfasador de fase con doble ferrita simétrica	11
Desplazadores de fase con diodos	13
Interruptores con diodos PIN	14
Desplazador de fase de tipo transmisión o línea conmutada	15
Desplazador de fase con carga en la línea	16
Desplazador de fase de reflexión	17
Otros tipos de Desplazadores de fase	18
Desplazador de fase de cable coaxial y línea cinta	18
Elección del tipo de Desplazador de Fase	19
<b>II. MODULADOR DE AMPLITUD-FASE PARA ONDAS MILIMÉTRICAS</b>	
Introducción	21
Consideraciones básicas y funcionamiento	21
Diseño de la Sección de Control	26
Descripción del circuito utilizado	35
<b>III. DESARROLLO EXPERIMENTAL, MEDICIONES</b>	
Introducción	36
Circuito para conmutación de diodos	36
Guías de onda para acoplamiento	41

Mediciones	44
Coeficiente de reflexión	44
Coeficiente de transmisión	55
Resultados	61
<b>CONCLUSIONES</b>	62
<b>ANEXO A</b>	
Mediciones Obtenidas	63
<b>ANEXO B</b>	
Desplazador de Fase Ajustable de Guía de Onda – A.Gardner Fox	75
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	90

## Introducción

Con el paso del tiempo, el interés en las comunicaciones inalámbricas va creciendo y los servicios que utilizan una mayor tasa de transmisión de datos se hacen cada vez más necesarios. Como ejemplo se tienen a las tendencias en comunicaciones móviles (3G, WLAN, Sistemas Satélites, etc.) y servicios de comunicaciones de banda ancha (transmisión multimedia, acceso a redes de datos, etc.).

Gracias o debido a esto, las necesidades y la tecnología evolucionan apuntando al diseño y la implementación de nuevos dispositivos que trabajen en frecuencias extremadamente altas (ya sea por el congestionamiento del espectro radioeléctrico a frecuencias bajas o porque a frecuencias más altas se tiene la capacidad de transmitir más datos), así también como la aparición de nuevas y mejores técnicas de multiplexación, modulación y codificación.

Este trabajo se basa en el documento [1], en el cual se analiza un modulador de fase que trabaja dentro del rango de las ondas milimétricas, específicamente en la banda Ka. El dispositivo con el que se tuvo la ventaja de trabajar es la sección de control del modulador, la cual, sin estar dañada y funcionar correctamente, no logró pasar controles de calidad.

Sobre la Banda Ka se puede hacer una reseña; durante la Segunda Guerra Mundial, la armada de los Estados Unidos comenzó a usar microondas en sistemas de radar y otras aplicaciones. Por razones de seguridad, se designaron letras del alfabeto para cada banda en la región de microondas.

Gracias a la revolución en las comunicaciones, la tecnología de microondas ya no es exclusiva de la industria militar, y debido a que las designaciones con letra se convirtieron en una costumbre, todavía son utilizadas por la industria y la armada. Un estándar utilizado por la Industria y la IEEE es el que se utiliza para la designación de la Banda Ka que se encuentra en el rango de frecuencias aproximadamente de 27-40 GHz.

En este trabajo se estudiaron las características de los desplazadores de fase de la sección de control del modulador dentro del rango de frecuencias de 36 – 37.5 GHz, que es dentro del rango para el cual trabaja este dispositivo.

En México, esta banda de frecuencias, de acuerdo al Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias<sup>a</sup>, está asignada para servicios móvil y fijo, así como también a la exploración de la tierra por satélite y la investigación espacial, por lo que un dispositivo como el estudiado tiene aplicaciones importantes en áreas comerciales y de investigación, así también como para aplicaciones emergentes.

La modulación es la variación sistemática de alguna característica de la forma de onda de una señal en relación directa con el mensaje; para el caso de altas frecuencias en el rango de ondas milimétricas, la modulación de una señal, sin importar la técnica utilizada, es difícil de realizar directamente, generalmente se modula la señal a bajas frecuencias considerando la capacidad del equipo y después se eleva la señal a una frecuencia más alta.

El dispositivo estudiado forma parte de un modulador que modula directamente una señal de alta frecuencia omitiéndose etapas intermedias, gracias a esto, se obtienen beneficios en la construcción de algún equipo de modulación como en la relación costo-eficiencia, complejidad del dispositivo, reducción de tamaño, pérdida en la potencia de la señal en etapas intermedias, etc.

---

<sup>a</sup> Este documento fue publicado en el Diario Oficial de la Federación del 11 de enero de 1999.

Este modulador de fase se basa principalmente en el uso de desplazador de fase. El uso principal que se le da a este tipo de dispositivos es para realizar arreglos de fase, como puede ser en antenas inteligentes, que son utilizadas para mejorar la capacidad y la calidad de los servicios de telecomunicaciones, así como para ofrecer un mayor número de servicios inalámbricos. Este tipo de antenas emplea arreglos de fase capaces de generar haces muy estrechos, con lo que la ganancia de la antena es notablemente superior a la de las antenas convencionales.

La tecnología de arreglos de fase es adecuada para el seguimiento de satélites mientras los vehículos se mueven a través de terrenos accidentados. Sin embargo, estos tipos de arreglos son costosos comparados a otro tipo de tecnologías como pueden ser los reflectores de antena, por lo tanto una de las características críticas al utilizar los arreglos de fase en general y en las aplicaciones de las comunicaciones móviles es el costo de los desplazadores de fase.

Las características atractivas del dispositivo estudiado en este trabajo, son que el desplazador de fase empleado está construido a partir de semiconductores (diodos PIN) con lo que resulta en un dispositivo pequeño, barato de construir y fácil de implementar con la tecnología adecuada, también el desplazador de fase no se utiliza para algún arreglo de fase sino que su principal uso es para la modulación directa a altas frecuencias.

Este trabajo se divide de la siguiente forma; los conceptos sobre desplazamiento de fase y los principales tipos de desplazadores de fase son revisados en el capítulo 1, el capítulo 2 explica de forma detallada la teoría fundamental de los desplazadores de fase utilizados en el dispositivo de control del modulador de fase, en el capítulo 3 se explica las pruebas realizadas al dispositivo de control y por último se dan las conclusiones a las que se llegaron al terminar este trabajo.



# Capítulo 1

En este capítulo se describen diferentes desplazadores de fase utilizados actualmente. Se presenta el funcionamiento, ventajas y desventajas de éstos.

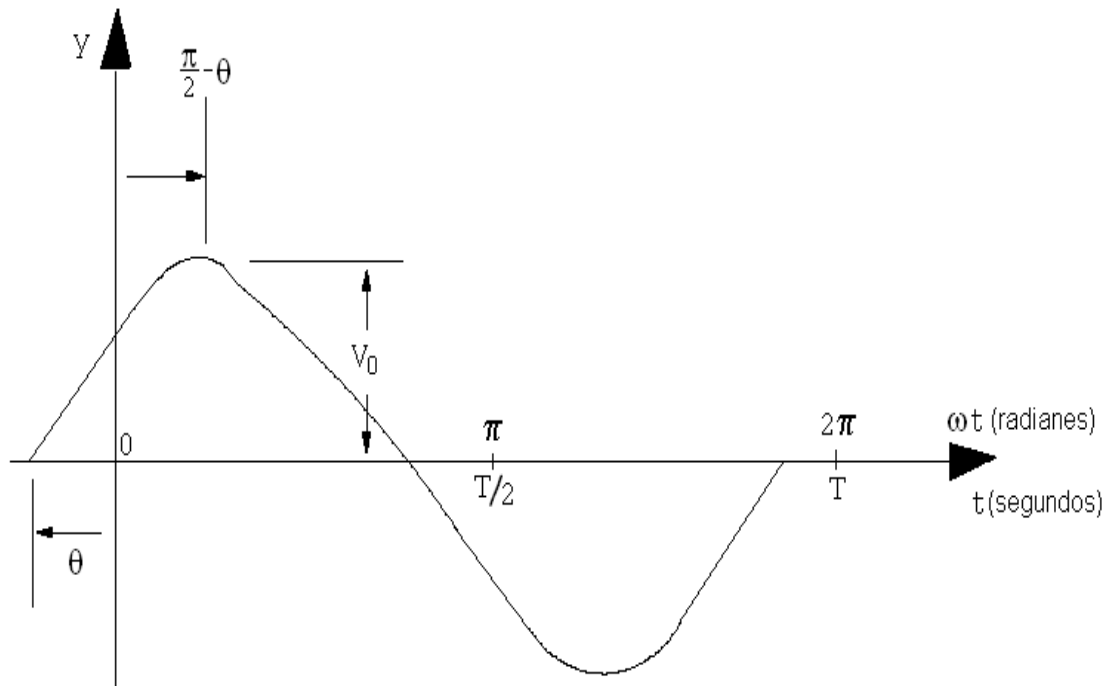
## Ondas Senoidales Variables con el Tiempo

Las señales de entrada a los circuitos de microondas y RF son descritos usualmente, físicamente en términos de formas de ondas senoidales simples, o para ondas más complejas, se pueden describir como la suma o composición de ondas senoidales.

En su forma más frecuente para aplicaciones de circuitos electrónicos, el voltaje senoidal es una función de tiempo de forma general:

$$v(t) = V_0 \text{sen}(2\pi ft + \theta) \quad (1.1)$$

Donde:  $V_0$  es la amplitud,  $f$  es la frecuencia y  $\theta$  es el ángulo de fase con respecto a algún ángulo de fase arbitrario de referencia.



**Figura 1.1** Función senoidal

La frecuencia ( $f$ ) está relacionada con el inverso del período ( $T$ ) de la onda y  $\theta$  es el ángulo de fase de la onda con respecto a la fase de referencia. La fase de referencia puede ser escogida arbitrariamente para definir el valor inicial del ángulo de fase a la entrada del circuito.

### **Angulo de Fase**

El ángulo de fase es la medida de la progresión de una onda periódica en el tiempo o el espacio desde un instante escogido o posición. La fase de una onda periódica  $v(t)$ , a la frecuencia a la cual corresponde el período  $T$ , es la parte fraccionaria  $(t/T)$  del período  $T$  a través del cual  $t$  ha avanzado relativa a un origen arbitrario o fase de referencia.

Los componentes de un circuito tienen alguna medida física y la onda de voltaje de RF pasa a través de estos componentes con una cierta velocidad y tiempo de tránsito. El ángulo total de fase  $\theta$  aumentará o cambiará a una cantidad relacionada a este tiempo de tránsito a través de estos componentes. Éste es el cambio de fase asociado con un componente específico y a una frecuencia de onda específica. Los componentes pequeños de un circuito, operando a una frecuencia relativamente baja (por ejemplo, Banda HF) exhibirán un pequeño ángulo  $\theta$ . En las bandas de las ondas milimétricas, sin embargo, estos mismos componentes exhibirán cambios de fase muy grandes.

Los desplazadores de fase utilizan estas propiedades de propagación de onda a través de las estructuras de los componentes de un circuito. Estos desplazadores de fase están designados para producir los efectos de fase requeridos para la operación de ciertos sistemas.

En cualquier sistema de líneas de transmisión, la manera más sencilla de producir un cambio de fase adicional sobre el que se produce naturalmente sobre las líneas de transmisión del sistema, es proporcionando longitudes adicionales de línea, pero éste no siempre es el método más práctico y útil, por lo que se tienen que realizar dispositivos para fines específicos.

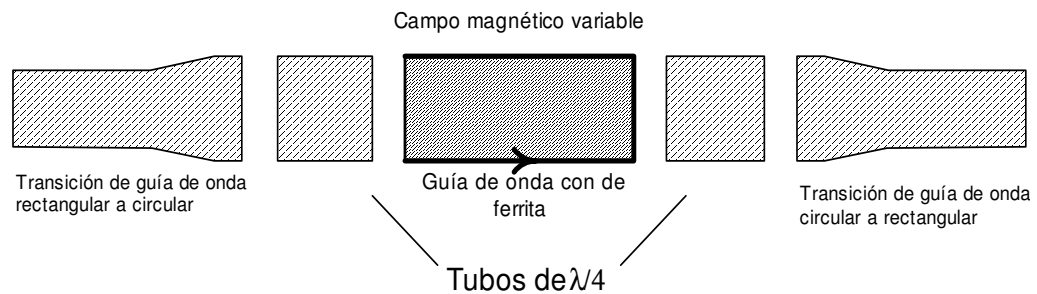
Algunos dispositivos semiconductores como FETs y diodos son utilizados para realizar desplazadores de fase, así como también utilizando ferritas o dieléctricos, o también se pueden realizar desplazadores de fase utilizando líneas de transmisión, dispositivos semiconductores y ferritas en conjunto.

Los desplazadores de fase tienen aplicación en sistemas de medición y de prueba, sistemas de antenas para radar, para aplicaciones de comunicación, entre otras más, pero el uso más significativo está en los arreglos de antenas en fase donde el haz principal de la antena puede ser dirigida al espacio por medio de desplazadores de fase controlados electrónicamente. Los desplazadores de fase se pueden dividir en dos tipos de acuerdo al cambio de fase que pueden realizar, estos son; cuando el corrimiento de fase se puede cambiar en forma continua, el dispositivo se denomina desplazador de fase de variación continua o analógica, este tipo de desplazador de fase se usa mucho en puentes e instrumentos de microondas, el otro tipo de desplazador de fase sólo dispone de valores discretos en el corrimiento de fase, a este tipo se le denomina desplazador de fase digital y se usa bastante en antenas de disposición en fase.

Para algunos propósitos la variación de la fase por medio de un control mecánico es suficiente, para otros propósitos es necesario un control electrónico. Debido a lo anterior, muchos tipos diferentes de desplazadores de fase se han desarrollado y se siguen desarrollando ya que sólo depende del para desarrollar el corrimiento de fase, como se verá en este capítulo.

### Desplazadores de fase con ferrita

Estos tipos de desplazadores de fase son componentes de dos puertos que proporcionan un cambio de fase variable cambiando la polarización del campo de la ferrita. La permeabilidad efectiva de una ferrita depende de la polarización del campo magnético, así que el retardo de la fase a través de un sistema que contenga ferrita puede ser controlado, controlando el campo magnético. La ferrita puede ser utilizada en un modo de 2 estados posibles, estos son, no magnetizada o saturada y parcialmente magnetizada para dar una variación continua. Existen muchos tipos de desplazadores de fase de ferrita de los cuales pueden distinguirse tres tipos de acuerdo a la disposición de la ferrita en la guía de onda; el primer tipo es la forma sencilla, el cual consta de una guía de onda llena con ferrita o un dieléctrico en el cual la onda sufre un retardo de fase por el cambio de dieléctrico, aquí el retraso de fase se tiene que calibrar. El segundo tipo, se puede hacer con un tubo de media onda, magnetizando asimétricamente la ferrita que llena una guía de onda circular como se indica en la figura 1.2 y figura 1.3, logrando un desplazador de fase rotatorio, también el retraso de fase se tiene que calibrar.



**Figura 1.2** Desplazador de fase de ferrita creando un retardo de fase mediante la magnetización de un material de ferrita. Campo  $m_a$

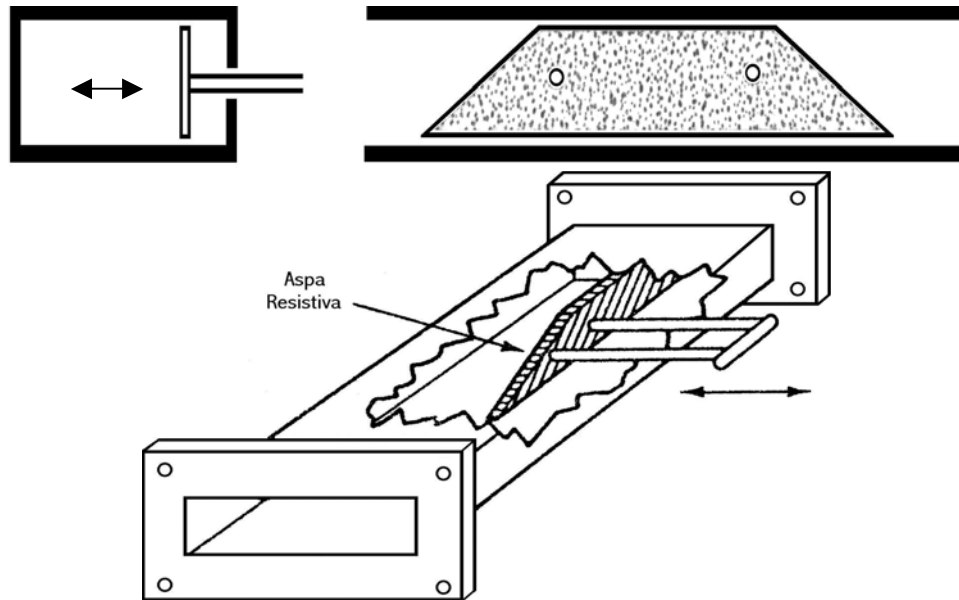
El tercer tipo se puede considerar una mezcla de los dos anteriores, la configuración doble ferrita simétrica, como se muestra en la figura 1.4 (a), y una derivación de este tipo es con un toroide como de la figura 1.4 (b).



**Figura 1.3** Desplazador de fase de ferrita: (a) tiras gemelas; (b) toroidal.

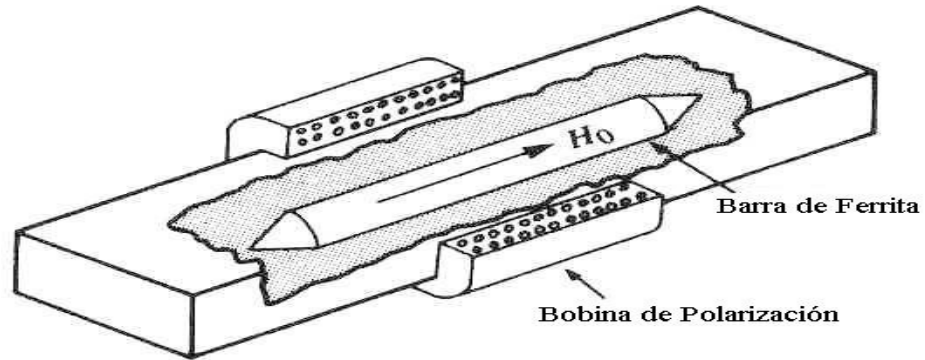
**Desplazador sencillo**

Aunque todos los desplazadores de fase de ferrita cuentan en su interior con este material, estos desplazadores de fase se distinguen por su sencilla construcción y funcionamiento. El arreglo mostrado en la figura 1.4 es un desplazador de fase de aspa, este forma un desplazador de fase variable en el cual un aspa, formada por un dieléctrico se puede mover a través de la guía desde una región de campo débil cerca de la pared, hasta el máximo en el centro. El retardo de fase en la propagación a lo largo de una guía de onda depende del dieléctrico. Para ayudar con el acoplamiento, el aspa es afilada en los extremos. Este dispositivo necesita calibración previa antes de su uso. Similarmente, un aspa que se extienda a través de un plano en una guía de onda circular que lleve el modo  $TE_{11}$  dará un desplazamiento de fase que dependerá del ángulo entre el aspa y el patrón del modo.



**Figura 1.4** Desplazador de fase de aspa. El retardo de la fase aumenta mientras el aspa es deslizada hacia el centro de la guía de onda.

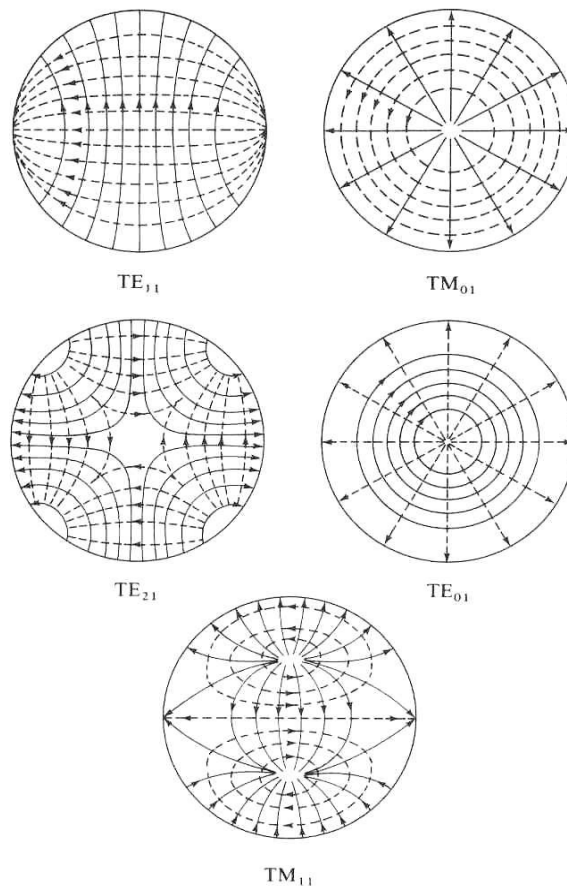
El desplazador de fase mostrado en la figura 1.5 es un desplazador de fase recíproco llamado desplazador de fase Reggia-Spencer. En una guía de onda rectangular o circular, una barra de ferrita polarizada longitudinalmente se centra en la guía. Cuando el diámetro de la barra es mayor que cierta medida crítica, los campos se limitan a la ferrita y tienen polarización circular. Un gran desplazamiento de fase se puede obtener sobre longitudes relativamente cortas, aunque el desplazamiento de fase es sensible a la frecuencia, se necesita calibrar para su uso.



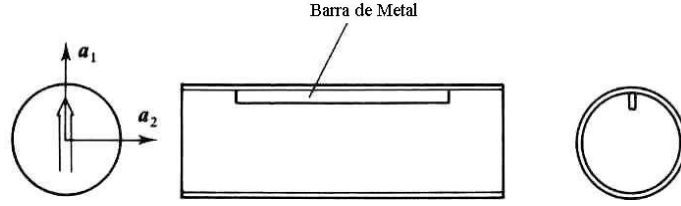
**Figura 1.5** Desplazador de fase recíproco

**Desplazador de fase Rotatorio**

Antes de describir este dispositivo es necesario introducir el polarizador, el cual transforma una onda con polarización plana a una con polarización circular. Una guía de onda circular soporta el modo de onda  $TE_{11}$  (figura 1.6) con cualquier polarización; si en medio de tal guía de onda se deforma, se tienen dos orientaciones específicas, así el retraso en una orientación es diferente que la otra. Esta situación es mostrada en la figura 1.7.



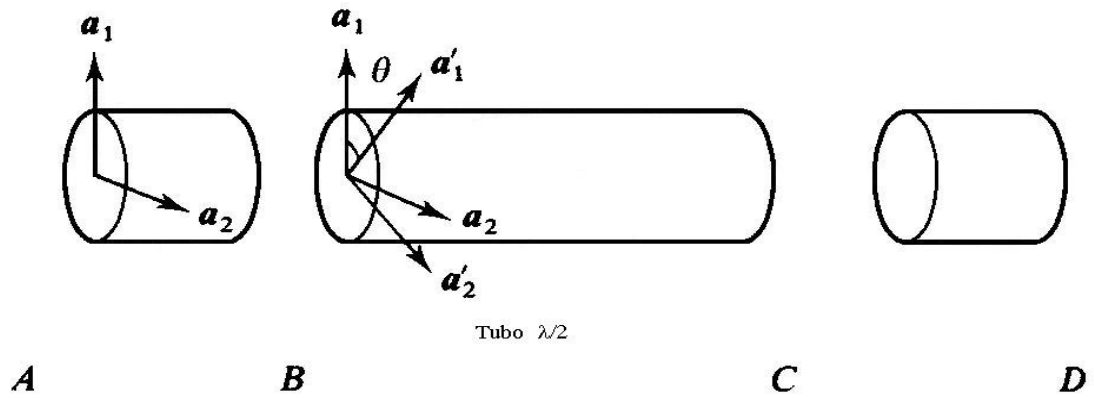
**Figura 1.6** Patrones de modos en guía de onda circular (líneas completas, campo eléctrico; líneas punteadas, campo magnético).



**Figura 1.7** Polarizador. La placa causa que ondas con dos orientaciones viajen con diversas velocidades de fase.

Un polarizador resulta si el retardo de la fase de una onda orientada a lo largo de  $\mathbf{a}_1$  excede el de una onda orientada a lo largo de  $\mathbf{a}_2$  por  $\pi/2$ , una sección de media onda tiene un retardo diferencial de  $\pi$ .

Un campo eléctrico  $E_1\mathbf{a}_1 + E_2\mathbf{a}_2$  en la entrada de un polarizador sale como  $-jE_1\mathbf{a}_1 + E_2\mathbf{a}_2$  con un retardo común. Así, una onda plana polarizada será transformada en una onda circularmente polarizada. El desplazador de fase rotatorio está compuesto de dos polarizadores alineados con una sección de media onda al centro, orientado a un ángulo  $\theta$  respecto a los polarizadores, como se muestra en la figura 1.9.



**Figura 1.8** Desplazador de fase rotatorio. El elemento final es un polarizador, el elemento central es una sección de media onda. La rotación del elemento central sobre su eje por un ángulo  $\theta$  produce un cambio de  $2\theta$  en la fase a la salida.

A continuación, analizaremos el funcionamiento del polarizador.

Una entrada en el plano A dada por

$$E_A = E_1\bar{\mathbf{a}}_1 + E_2\bar{\mathbf{a}}_2 \quad (1.2)$$

$$E_A = E_1 \cos(\omega t) \bar{\mathbf{a}}_1 + E_2 \cos(\omega t) \bar{\mathbf{a}}_2 \quad (1.3)$$

Teniendo en cuenta que la fase de la onda orientada a lo largo de  $\mathbf{a}_1$  se adelanta al de la onda orientada a lo largo de  $\mathbf{a}_2$  por  $\pi/2$ , esto es

$$E_B = E_1 \cos(\omega t - \pi/2) \bar{\mathbf{a}}_1 + E_2 \cos(\omega t) \bar{\mathbf{a}}_2$$

$$E_B = E_1 e^{j(\omega t - \pi/2)} \bar{\mathbf{a}}_1 + E_2 e^{j(\omega t)} \bar{\mathbf{a}}_2$$

$$E_B = E_1 e^{j(\omega t)} e^{-j(\pi/2)} \bar{\mathbf{a}}_1 + E_2 e^{j(\omega t)} \bar{\mathbf{a}}_2$$

Surge en el plano B como

$$E_B = -jE_1\bar{\mathbf{a}}_1 + E_2\bar{\mathbf{a}}_2 \quad (1.4)$$

Transformando a vectores unitarios  $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2$  y retrasando la fase de la componente a lo largo de  $\mathbf{a}'_1$  por  $\pi$

$$\mathbf{a}'_1 = \cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 + \text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2$$

$$\mathbf{a}'_1 = \cos(\theta - \pi)\bar{\mathbf{a}}_1 + \text{sen}(\theta - \pi)\bar{\mathbf{a}}_2$$

$$\mathbf{a}'_1 = -\cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 - \text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2 \quad (1.5)$$

$$\mathbf{a}'_2 = -\text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 + \cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2 \quad (1.6)$$

Usando (1.7) tenemos:

$$\text{proy}_{\mathbf{v}} \mathbf{u} = \frac{\mathbf{u} \cdot \mathbf{v}}{|\mathbf{v}|^2} \mathbf{v} \quad (1.7)$$

$$\begin{aligned} \text{proy}_{\mathbf{a}'_1} E_B &= \frac{(-jE_1\bar{\mathbf{a}}_1 + E_2\bar{\mathbf{a}}_2) \cdot (\cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 + \text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2)}{[(\cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 + \text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2)]^2} [-\cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 - \text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2] \\ \text{proy}_{\mathbf{a}'_1} E_B &= (-jE_1 \cos(\theta) + E_2 \text{sen}(\theta)) [-\cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 - \text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2] \\ \text{proy}_{\mathbf{a}'_1} E_B &= (jE_1 \cos^2(\theta) - E_2 \cos(\theta)\text{sen}(\theta))\bar{\mathbf{a}}_1 + \\ &\quad (jE_1 \cos(\theta)\text{sen}(\theta) - E_2 \text{sen}^2(\theta))\bar{\mathbf{a}}_2 \end{aligned} \quad (1.8)$$

$$\begin{aligned} \text{proy}_{\mathbf{a}'_2} E_B &= \frac{(-jE_1\bar{\mathbf{a}}_1 + E_2\bar{\mathbf{a}}_2) \cdot (-\text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 + \cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2)}{[-\text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 + \cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2]^2} (-\text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 + \cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2) \\ \text{proy}_{\mathbf{a}'_2} E_B &= (jE_1 \text{sen}(\theta) + E_2 \cos(\theta)) [-\text{sen}(\theta)\bar{\mathbf{a}}_1 + \cos(\theta)\bar{\mathbf{a}}_2] \\ \text{proy}_{\mathbf{a}'_2} E_B &= (-jE_1 \text{sen}^2(\theta) - E_2 \text{sen}(\theta)\cos(\theta))\bar{\mathbf{a}}_1 + \\ &\quad (jE_1 \text{sen}(\theta)\cos(\theta) + E_2 \cos^2(\theta))\bar{\mathbf{a}}_2 \end{aligned} \quad (1.9)$$

Sumando 1.8 y 1.9

$$\begin{aligned} E_C &= (-jE_1 \text{sen}^2(\theta) - E_2 \text{sen}(\theta)\cos(\theta) + jE_1 \cos^2(\theta) - E_2 \cos(\theta)\text{sen}(\theta))\bar{\mathbf{a}}_1 + \\ &\quad (jE_1 \text{sen}(\theta)\cos(\theta) + E_2 \cos^2(\theta) + jE_1 \cos(\theta)\text{sen}(\theta) - E_2 \text{sen}^2(\theta))\bar{\mathbf{a}}_2 \\ E_C &= (jE_1(\cos^2(\theta) - \text{sen}^2(\theta)) - E_2 2\text{sen}(\theta)\cos(\theta))\bar{\mathbf{a}}_1 + \\ &\quad (jE_1 2\text{sen}(\theta)\cos(\theta) + E_2(\cos^2(\theta) - \text{sen}^2(\theta)))\bar{\mathbf{a}}_2 \end{aligned}$$

Encontramos que en un plano C,  $E_C$  puede ser escrito en la forma:

$$E_C = \bar{\mathbf{a}}_1(jE_1 \cos 2\theta - E_2 \sin 2\theta) + \bar{\mathbf{a}}_2(jE_1 \sin 2\theta + E_2 \cos 2\theta) \quad (1.10)$$

Finalmente después del segundo tubo de un cuarto de onda

$$E_D = \bar{\mathbf{a}}_1(E_1 \cos 2\theta + jE_2 \sin 2\theta) + \bar{\mathbf{a}}_2(jE_1 \sin 2\theta + E_2 \cos 2\theta) \quad (1.11)$$

Así, una onda orientada con

$$E'_A = \frac{E}{\sqrt{2}}(\bar{\mathbf{a}}_1 + \bar{\mathbf{a}}_2) \quad (1.12)$$

Sale como

$$E'_D = e^{(2j\theta)} E'_A \quad (1.13)$$

Una onda

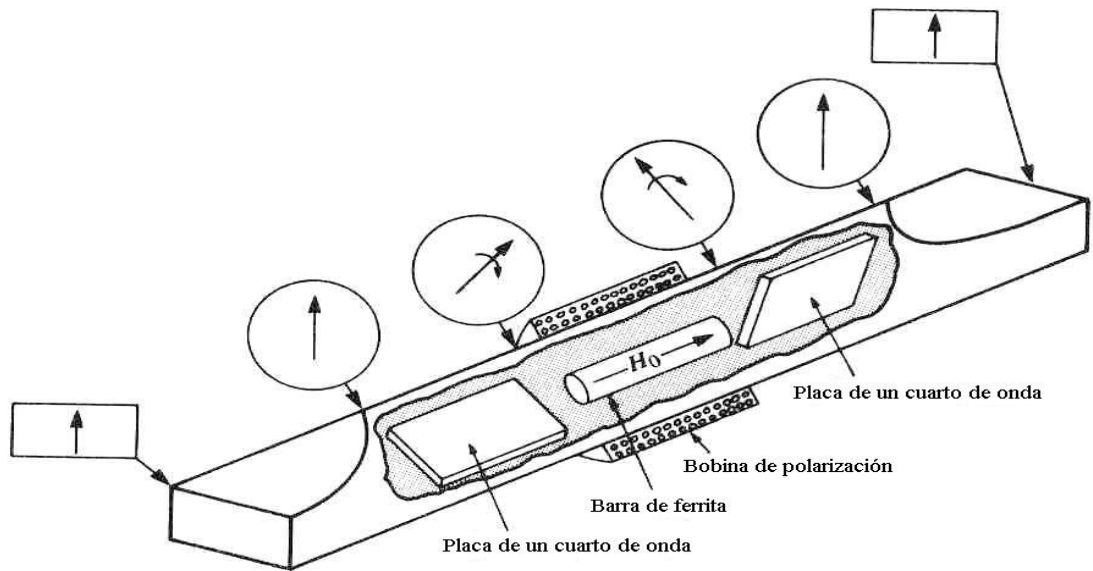
$$E''_A = \frac{E}{\sqrt{2}} (\bar{a}_1 - \bar{a}_2) \quad (1.14)$$

Sale como

$$E''_D = e^{(-2j\theta)} E''_A \quad (1.15)$$

Así, podemos alterar el ángulo  $\theta$  resultando en el retardo de la fase o el avance, dependiendo de la polarización.

El desplazador de fase rotatorio no recíproco de Faraday, mostrado en la figura 1.9, es uno de varios diseños derivados del desplazador de fase rotatorio.



**Figura 1.9** Desplazador de fase rotatorio no recíproco de Faraday.

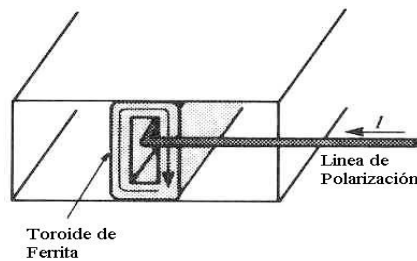
El modo de operación de este desplazador de fase es el mismo que el explicado anteriormente, un modo  $TE_{10}$  de la guía de onda rectangular, que entra a la izquierda, se convierte en un modo  $TE_{11}$  en la guía de onda circular con una sección de transición corta. Después, una placa dieléctrica de un cuarto de onda, orientada a  $45^\circ$  del vector del campo eléctrico, convierte la onda a una onda RHCP (Right Hand Circularly Polarized) proporcionando una diferencia de fase de  $90^\circ$  entre los componentes del campo que son paralelos y perpendiculares a la placa. En la región llena de ferrita el retardo de fase es  $\beta_{+z}$ , el cual puede ser controlado con la fuerza de polarización del campo. La segunda placa convierte la onda de nuevo a un campo linealmente polarizado. La operación es similar para una onda que entra en la derecha, excepto que ahora el retardo de fase es  $\beta_{-z}$ ; el desplazamiento de fase por lo tanto es no recíproco. La barra de ferrita es polarizada longitudinalmente, en la dirección de propagación, con una bobina solenoidal. Este tipo de desplazador de fase puede ser recíproco (mismo cambio de fase en cualquier dirección) usando placas no recíprocas de un cuarto de onda para convertir



una onda linealmente polarizada al mismo sentido de la polarización circular para cualquier dirección de propagación.

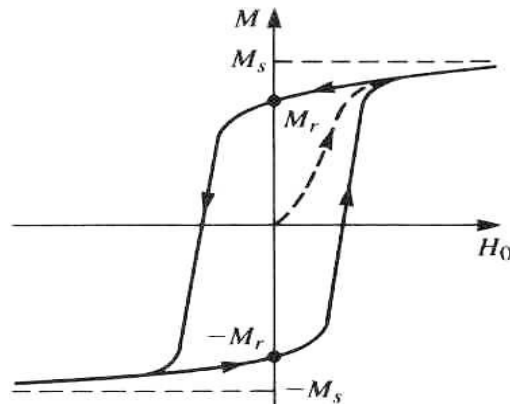
**Desplazador de fase con doble ferrita simétrica**

La geometría de un desplazador de fase de doble ferrita simétrica se muestra en la figura 1.10. Éste puede consistir en un núcleo toroidal de ferrita simétricamente localizado en la guía de onda con un cable de polarización a través de su centro. Cuando se magnetiza la ferrita, la magnetización de las paredes laterales del toroide estará dirigida opuestamente, y perpendicular al plano de polarización circular de los campos de RF. Puesto que el sentido de la polarización circular es contraria en los lados opuestos de la guía de onda, una gran interacción entre los campos de RF y la ferrita se puede obtener. Por supuesto, la presencia de la ferrita perturba los campos de la guía de onda (los campos tienden a concentrarse en la ferrita), así que el punto de la polarización circular no ocurre en  $\tan k_c x = k_c / \beta_0$  como para una guía vacía.



**Figura 1.10** Geometría de un desplazador de fase utilizando un toroide de ferrita.

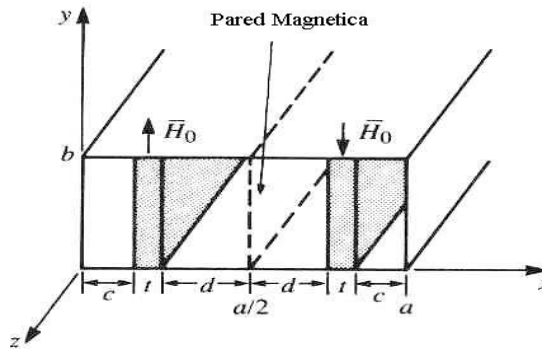
En principio, tal geometría se puede utilizar para proporcionar un desplazamiento de fase continuo (análogo), variando la corriente de polarización. Pero una técnica más útil emplea la histéresis magnética de la ferrita para proporcionar un desplazamiento de fase que puede variar entre dos valores (digital). Una curva típica de histéresis se muestra en la figura 1.11 mostrando la variación en la magnetización,  $M$ , con el campo de polarización,  $H_0$ .



**Figura 1.11** Una curva de histéresis para un toroide de ferrita.

Cuando inicialmente el campo de polarización está apagado y la ferrita esta sin magnetizar,  $M$  y  $H_0$  son cero. Mientras aumenta el campo de polarización, la magnetización aumenta a lo largo de la trayectoria con la línea punteada hasta que la ferrita se satura magnéticamente, y se tiene  $M=M_s$ . Si el campo de polarización ahora se reduce a cero, la magnetización disminuirá hasta una condición remanente (como un imán permanente), donde  $M=M_r$ . Con un campo de polarización en la dirección

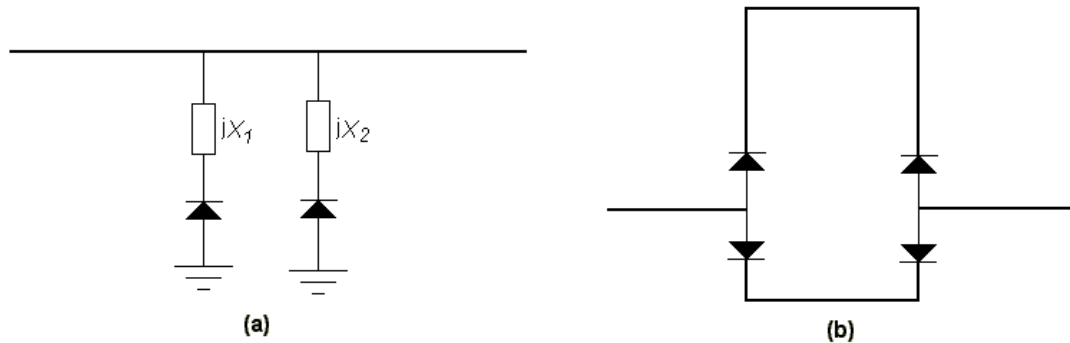
opuesta saturará la ferrita con  $M=-M_s$ , con lo cual, en el retiro del campo de polarización nos dejará a la ferrita en un estado remanente con  $M=-M_r$ . Por lo tanto se puede dejar la magnetización de la ferrita en uno de dos estados, donde  $M=\pm M_r$ , dando un desplazamiento de fase digital. La cantidad de desplazamiento de fase diferencial entre estos dos estados es controlada por la longitud del toroide de ferrita, por lo que se tiene que calibrar esta longitud para dar el desplazamiento de fase deseado. En la práctica, varias secciones que tienen líneas de polarización individuales y longitudes pequeñas se utilizan en serie para dar desplazamientos de fase binarios de  $180^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $45^\circ$ , etc. hasta la resolución que se deseé (o sea posible realizar). Una ventaja importante del modo de operación de este tipo de desplazador de fase es que la corriente de polarización no tiene que ser aplicada continuamente, solamente tiene que ser pulsada con una polaridad o con la otra, con el fin de cambiar la polaridad de la magnetización remanente; la velocidad de conmutación puede estar en el orden de algunos microsegundos. El alambre de polarización puede ser orientado perpendicularmente al campo eléctrico en la guía, con un efecto de perturbación insignificante. Las características esenciales de funcionamiento de los desplazadores de fase de doble ferrita simétrica se pueden obtener considerando la geometría simple de una barra dual de ferrita. Para una frecuencia de operación y una guía de onda propuestas, el diseño de un desplazador de fase de barra dual implica principalmente la determinación del espesor de la viga  $t$ , el espacio entre las vigas  $s=2d=a-2c-2t$ , (véase la figura 1.12) y la longitud de las vigas para el desplazamiento de fase deseado.



**Figura 1.12** Geometría de una guía de onda rectangular cargada con dos barras de ferrita simétricas.

### Desplazadores de Fase con diodos

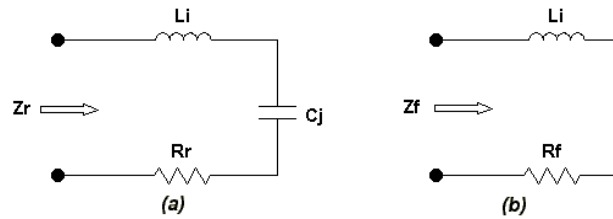
Los diodos semiconductores de tipo p-i-n se utilizan para tener una alta impedancia en polarización inversa con una baja capacitancia y que también tengan una impedancia baja en polarización directa, trabajando en frecuencias de microondas. Debido a lo anterior, la conmutación de diversos elementos dentro de y fuera de los circuitos de microondas se convierte en algo posible. Tal recurso puede ser útil, por ejemplo, en cargar una línea de transmisión con reactancia adicional para alterar la fase, o cambiar con longitudes adicionales la línea de transmisión para dar un retardo adicional, como se muestran en la figura 1.13.



**Figura 1.13** Desplazadores de fase con diodos: (a) Conmutación de reactancias adicionales dentro del circuito; (b) conmutación entre diferentes longitudes de línea de transmisión. Las conexiones de corriente directa no se muestran.

Para entender los desplazadores de fase con diodos primero hay que introducir los interruptores a diodo p-i-n, como el SPST (Single Pole Single Throw). Los interruptores son usados ampliamente en sistemas de microondas, como para dirigir la señal o el flujo de potencia hacia otros componentes. Los interruptores pueden también ser usados para construir circuitos de control, desplazadores de fase y atenuadores. Los interruptores mecánicos se pueden hacer en guías de onda o coaxial, y pueden manejar altas potencias, pero son voluminosos y lentos. Los diodos p-i-n, sin embargo, pueden ser utilizados para construir interruptores electrónicos fácilmente integrándolos con circuitos y son capaces de operar a altas velocidades (Existen velocidades de conmutación entre los diez nanosegundos o menos, los cuales son valores típicos). Se puede ver que un dispositivo con diodos tiene ventajas sobre otro hecho con ferritas en caso de desplazamiento de fase, tomando en cuenta el precio y las características como velocidad de conmutación y también una desventaja es el manejo de potencia. El diodo p-i-n tiene características  $V - I$  que lo hacen un buen elemento de conmutación para RF. Cuando esta polarizado en inversa, una capacitancia pequeña en serie en la unión conduce a una impedancia relativamente alta del diodo, mientras que una corriente de polarización directa quita la capacitancia de la unión y deja al diodo en un estado de impedancia pequeña. Los circuitos equivalentes para estos dos estados se muestran en la figura 1.14.

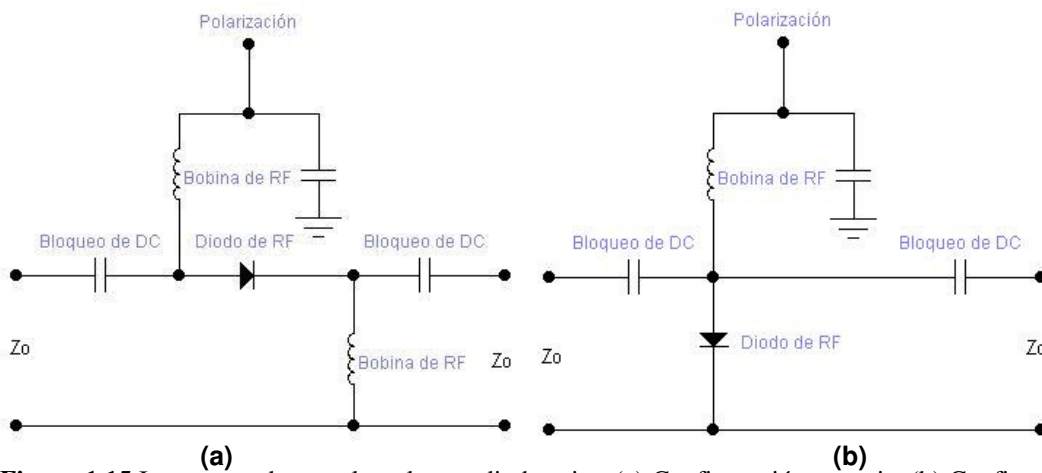
Los valores típicos para los parámetros característicos son:  $C_j=1\text{pF}$  o menos;  $L_r=0.5\text{ nH}$  o menos;  $R_r = 5\Omega$  o menos;  $R_f = 1\Omega$  o menos. Los circuitos equivalentes no incluyen los efectos parásitos debido al empaquetado, los cuales pueden ser importantes. La corriente de polarización directa es típicamente 10–30 mA, y el voltaje de polarización inversa es típicamente 40–60 V. La corriente es aplicada por medio de bobinas o con capacitores de DC para aislar ésta de la señal de RF.



**Figura 1.14** Circuitos equivalentes para los estados de prendido y apagado de un diodo p-i-n. (a) Estado (apagado) polarización inversa. (b) Estado (prendido) polarización directa.

**Interruptores con diodos p-i-n**

Los diodos p-i-n pueden ser usados en configuraciones serie o paralelo para formar un interruptor de RF de un solo polo, tiro sencillo. Los circuitos polarizados se muestran en la figura 1.15.



**Figura 1.15** Interruptor de un solo polo con diodo p-i-n. (a) Configuración en serie. (b) Configuración en paralelo

En la configuración en serie de la figura 1.15 (a), el interruptor está prendido cuando el diodo está polarizado en directa, mientras que en la polarización en paralelo, el interruptor está prendido cuando el diodo está polarizado en inversa. En ambos casos, la señal de entrada es reflejada cuando el interruptor está apagado. Los capacitores de DC deben tener muy baja impedancia para frecuencias de operación de RF, mientras que las bobinas de RF deberán tener muy alta impedancia a frecuencias de operación de RF.

Idealmente, un interruptor tendría pérdidas por regreso de cero cuando está prendido, y una atenuación infinita cuando se encuentra apagado. En la realidad, los elementos del interruptor tienen pérdidas por regreso cuando está prendido el interruptor, y atenuación finita cuando se encuentra apagado.

Varios interruptores de un solo polo pueden ser combinados para formar varias configuraciones de múltiples polos y/o múltiples tiros. La figura 1.17 muestra los circuitos en serie y paralelo para un interruptor un polo, doble tiro; este tipo de interruptor requiere por lo menos dos elementos interruptores. La operación de este interruptor es la siguiente, un diodo es polarizado en el estado de baja impedancia, con el otro diodo polarizado en el estado de alta impedancia. La señal de entrada es conmutada desde una salida a la otra invirtiendo los estados de los diodos. Las líneas de cuarto de onda de los circuitos paralelos limitan el ancho de banda para esta configuración.

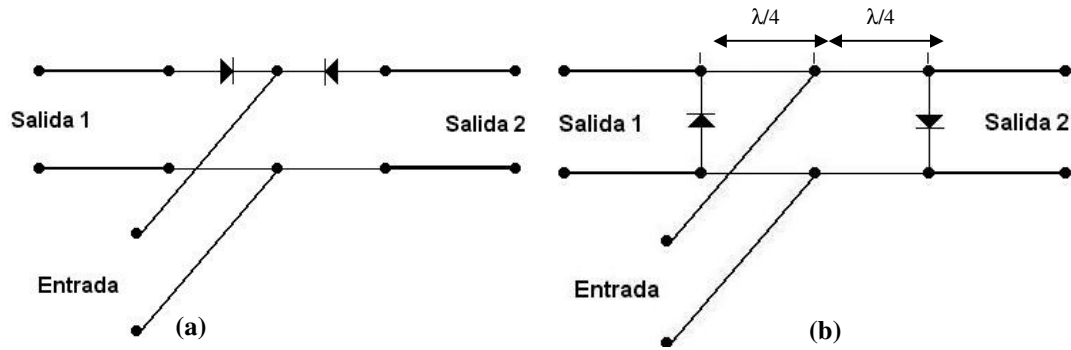


Figura 1.16 Circuitos para interruptores con diodos p-i-n de un polo, doble tiro. (a) Serie, (b) Paralelo

Se pueden diseñar varios tipos de desplazadores de fase para microondas, que utilicen interruptores a base de diodos p-i-n. Comparados con los desplazadores de fase de ferrita, los desplazadores de fase con diodos, como se dijo anteriormente, tienen la ventaja de un tamaño pequeño, integrabilidad con circuitos planos y una velocidad alta de conmutación. Los requisitos de energía para los desplazadores de fase con diodos, sin embargo, son generalmente mayores que para los desplazadores de fase de ferrita, ya que la corriente de polarización es continua, mientras que los dispositivos de ferrita, como el de tiras gemelas, solamente requiere pulsos de corriente para cambiar su estado. Hay básicamente tres tipos de desplazadores de fase con diodos, estos son: línea conmutada, línea con carga, y de reflexión.

**Desplazador de Fase de tipo transmisión o línea conmutada.**

El desplazador de fase de línea conmutada es el más directo, usa dos interruptores de un polo, doble tiro para guiar el flujo de una señal entre alguna de dos líneas de transmisión de diferente longitud. Véase la figura 1.17. El desplazamiento de fase entre estos dos caminos se da por

$$\Delta\phi = \beta(l_2 - l_1) \tag{1.16}$$

Donde  $\beta$  es la constante de propagación de la línea. Si las líneas de transmisión son TEM, este desplazamiento de fase es una función lineal de la frecuencia, lo cual implica un retraso en el tiempo entre los puertos de entrada y de salida. Ésta es una característica útil en sistemas de banda ancha, porque se reduce al mínimo la distorsión. Este tipo de desplazador de fase es también inherentemente recíproco, y se puede utilizar para ambas funciones, transmisión y recepción. La pérdida por retorno del desplazador de fase de diodos de línea conmutada es igual a la pérdida de los interruptores SPDT más las pérdidas en la línea.

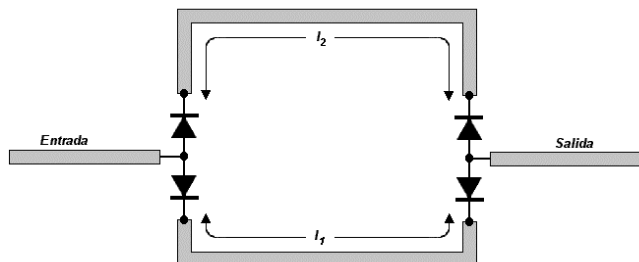


Figura 1.17 Desplazador de fase de diodos de línea conmutada.

Como muchos otros tipos de desplazadores de fase, este tipo de desplazador de fase se diseña generalmente para desplazamientos de fase binarios de  $\Delta\phi = 180^\circ, 90^\circ, 45^\circ$ , etc. Un problema con este

tipo de desplazador de fase es que las resonancias pueden ocurrir en la línea, si la longitud está cerca de un múltiplo de  $\lambda/2$ . La frecuencia de resonancia será levemente cambiada debido a las capacitancias de unión en la polarización inversa de los diodos, así las longitudes  $l_1$  y  $l_2$  se deben elegir considerando este efecto.

**Desplazador de Fase con carga en la línea.**

Un diseño útil para desplazamientos de fase pequeños (generalmente  $45^\circ$  o menos) es el desplazador de fase con carga en la línea. El principio básico de este desplazador de fase se puede ilustrar con el circuito de la figura 1.18(a), la cual muestra una línea de transmisión cargada con una susceptancia en paralelo,  $jB$ . Los coeficientes de transmisión y de reflexión pueden ser escritos como

$$\Gamma = \frac{1 - (1 + jb)}{1 + (1 + jb)} = \frac{-jb}{2 + jb}, \tag{1.17}$$

$$T = 1 + \Gamma = \frac{2}{2 + jb}, \tag{1.18}$$

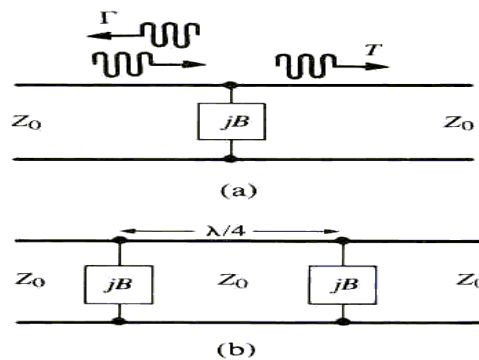
Donde  $b = B/Z_0$  es la susceptancia normalizada. Así, el cambio de fase introducido por la carga en la onda transmitida es

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \frac{b}{2}, \tag{1.19}$$

El cual puede ser positivo o negativo, dependiendo del signo de  $b$ . Una desventaja es la pérdida por regreso que esta inherentemente presente, debido a la reflexión de la carga. Aumentando  $b$  para obtener una mayor  $\Delta\phi$  exige una mayor pérdida por regreso, como se ve de la ecuación 1.18.

Las reflexiones de la susceptancia en paralelo pueden ser reducidas usando el circuito de la figura 1.18 (b), donde dos cargas en paralelo están separadas por una línea de longitud  $\lambda/4$ . Entonces la reflexión parcial desde la segunda carga será  $180^\circ$  fuera de fase con la reflexión parcial de la primera carga, conduciendo a su cancelación.

La susceptancia,  $B$ , se puede implementar con un inductor o un capacitor, o con un stub y cambiar entre dos estados con un interruptor de diodos SPST.

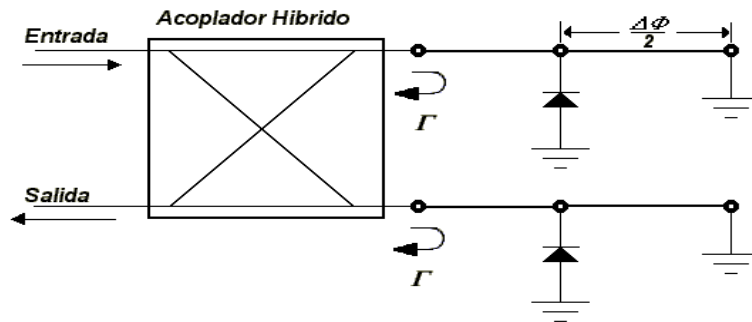


**Figura 1.18** Desplazador de fase de diodos de línea con carga. (a) Circuito básico. (b) Desplazador de fase con carga en la línea práctico.

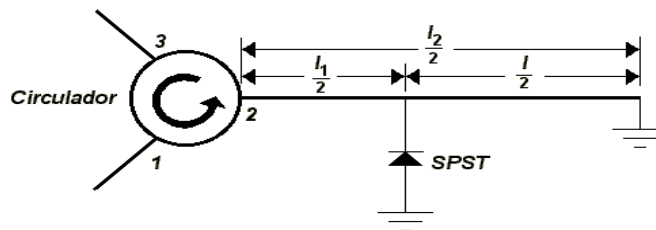
**Desplazador de Fase de reflexión.**

El tercer tipo de desplazador de fase es el desplazador de fase de reflexión, que utiliza un interruptor SPST para controlar la longitud del recorrido de la señal reflejada. Un acoplador híbrido de cuadratura es usado para proporcionar un circuito de dos puertos, sin embargo otro tipo de híbridos, o aun un circulador, puede ser usado para este propósito.

La figura 1.19 muestra un desplazador de fase de reflexión usando un acoplador híbrido de cuadratura. Este dispositivo opera de la siguiente forma, una señal de entrada es dividida igualmente entre los dos puertos de la derecha del acoplador híbrido. Ambos diodos son polarizados en el mismo estado (en polarización directa o inversa) por lo tanto, las ondas reflejadas desde las dos terminaciones se agregarán en fase en el puerto de salida. Cuando se encienden o se apagan los diodos, se cambia la longitud total de la trayectoria para ambas ondas reflejadas por  $\Delta\phi$ , produciendo un desplazamiento de fase de  $\Delta\phi$  en la salida. Idealmente, los diodos parecerían circuitos cortos en su estado de encendido, y circuitos abiertos en su estado de apagado. Así, los coeficientes de reflexión en el lado derecho del acoplador híbrido se pueden escribir como  $\Gamma = e^{j\phi}$  para los diodos en estado de encendido y  $\Gamma = e^{j\phi+\Delta\phi}$  para los diodos en estado de apagado. Existe un número infinito de opciones para las longitudes de línea que dan un  $\Delta\phi$  deseado, es decir, el valor de  $\phi$  es un grado de libertad. El ancho de banda está optimizado si los coeficientes de reflexión para los dos estados están conjugados en fase. Así, si  $\Delta\phi = 180^\circ$ , el mejor ancho de banda es obtenido si  $\Gamma = \pm j$  o  $\phi = 0, 2\pi$ , etc. Las pérdidas por inserción están limitadas a las pérdidas del acoplador híbrido, también por las resistencias propias del diodo en polarización directa y en inversa.



**Figura 1.19** Desplazador de fase de reflexión usando un acoplador híbrido.



**Figura 1.20** Desplazador de fase de reflexión usando un circulador.

En la figura 1.20 se muestra un desplazador de fase de reflexión pero en este caso se usa un circulador, este desplazador de fase funciona de la siguiente manera; con el conmutador abierto, la entrada en el puerto 1 se acopla al 2, viaja la distancia  $l_2$  al cortocircuito y regresa, apareciendo como salida en el puerto 3. Cuando se cierra el conmutador SPST, la distancia al corto circuito se reduce en  $l_1$  y la señal de salida experimenta un desplazamiento de fase dado por la ecuación 1.16.

## Otros tipos de Desplazadores de Fase

### Desplazador de Fase de Cable Coaxial y Línea Cinta

Como se ha visto, un desplazador de fase es una red de dos puertos que se utiliza para cambiar la fase de la señal de salida. El retraso de fase  $\phi$  debido a la longitud de la línea de transmisión es igual a  $\beta l$ . Por lo tanto, para transmisión en cable coaxial y línea cinta en el modo TEM

$$\phi = \beta l = \frac{\omega}{v} l = \frac{\omega}{c} l \sqrt{\mu_R \epsilon_R} \quad (1.20)$$

Donde:

$\phi$  es el retraso en fase (radianes)

$\omega$  es la velocidad angular

$v$  es la velocidad de fase

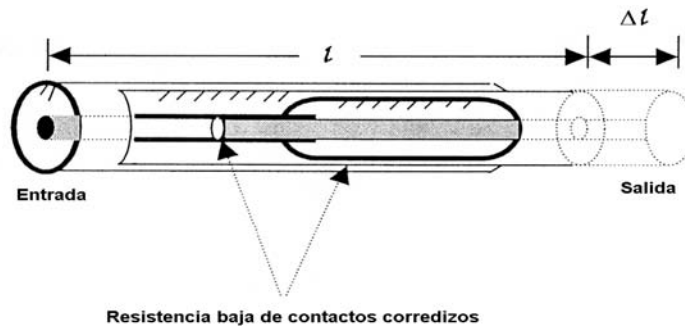
$\beta$  es la constante de propagación

$\mu_R$  es la permeabilidad relativa

$\epsilon_R$  es la permitividad relativa

$c$  es la velocidad de la luz

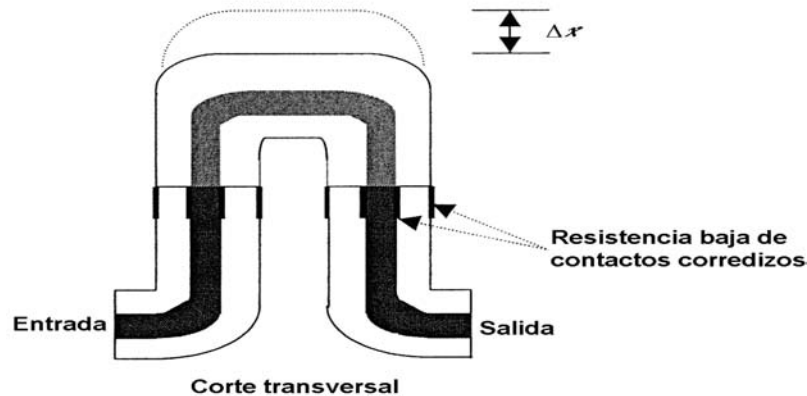
$l$  es la longitud del desplazador



**Figura 1.21** Desplazador de fase de línea coaxial.

Para una frecuencia dada,  $\phi$  se puede variar tanto por cambiar la longitud  $l$  o por las propiedades del espacio del material aislante. El primer método es utilizado en el desplazador de fase descrito en la figura 1.21. La línea tiene como aislante al aire. Este desplazador se conoce como línea tensora. Un incremento en la longitud  $\Delta l$  provoca un incremento en el retraso de fase en la salida  $\Delta\phi = \beta\Delta l$ . Este dispositivo requiere una baja resistencia con contactos corredizos para los conductores interno y externo de la línea de cable coaxial. La principal desventaja de este desplazador es que el cambio en la fase requiere un cambio en la posición física del puerto de salida. Esta desventaja se puede solucionar con el desplazador presentado en la figura 1.22. La línea de cable coaxial se configura de manera que el cambio en la longitud de la línea no altere la posición de los puertos de entrada y salida. El cambio  $\Delta x$  provoca un cambio en la longitud de la línea de  $2\Delta x$  y por lo tanto  $\Delta\phi = \beta\Delta x$ . Este dispositivo se conoce como desplazador de fase de tipo trombón.





**Figura 1.22** Desplazador de fase de línea coaxial tipo trombón.

Existen también otros tipos de desplazadores de fase que funcionan en la banda de las microondas y ondas milimétricas, como los que utilizan línea cinta, materiales ferroeléctricos, interruptores FET, etc. Todos estos tipos de desplazadores de fase son de diseños recientes, por la evolución de la tecnología y aparición de nuevos materiales, pero igual que los anteriores son diseños ingeniosos.

Existen otros tipos de desplazadores de fase que no se mencionan en este capítulo pero son una combinación de los ya mencionados, existen una gran variedad, como aquellos que tienen varias combinaciones de guías de onda rectangular o circular utilizando en su interior ferrita, polarización transversal o longitudinal, variación de fase continua ó digital, de operación recíproca o no recíproca, también existen los no pasivos y los pasivos como el llamado girador que ofrece un desplazamiento de fase de 180°. Los desplazadores de fase que usan líneas impresas de transmisión también han sido propuestos, pero en realidad todos estos son variaciones de los expuestos anteriormente. Cabe señalar que los circuitos usando diodos p-i-n y FET ofrecen una alternativa menos voluminosa y más integrable que los componentes de ferrita, pero los desplazadores de fase de ferrita tienen ventajas desde el punto de vista del costo y capacidad de manejo de potencia. La utilización de un desplazador de fase de ferrita es viable para el desarrollo de un modulador de fase, sin embargo, el tiempo prolongado entre los cambios de fase debido a la respuesta de la ferrita y/o la complejidad y tamaño de los dispositivos de ferrita limitan su uso para la modulación. Así, el uso de los desplazadores de fase de ferrita esta limitado por una baja transmisión de datos con una alta transmisión de potencia.

### ***Elección del tipo de Desplazador de Fase***

La elección del tipo de desplazador de fase depende de las necesidades que requiera el sistema, en general las características principales que se pueden tomar en cuenta son la precisión del desplazamiento de fase, que es la desviación máxima que puede tener el cambio de fase programado.

Otro punto a tomar en cuenta es escoger un desplazador de fase digital o uno analógico, lo que implica tener desplazamientos de fase fijos y mayor número de aplicaciones ó tener casi una resolución ilimitada con un funcionamiento monótono.

La velocidad de cambio de fase es importante tomar en cuenta; si son aplicaciones de alta velocidad, la señal del sistema es operado por algún elemento electrónico (en general se utilizan dispositivos semiconductores como diodos p-i-n o Schottky como elementos de control) y cuando las velocidades de cambio de fase se pueden tolerar, se utiliza un control mecánico (por lo general se utilizarán ferritas).

Dependiendo de esto, tendremos un límite en el manejo de la potencia que puede ser transportada por el sistema ya que un desplazador de fase operando con ferrita nos dará la capacidad de utilizar una gran potencia en el orden de kWatts, por el contrario en un desplazador de fase operando con diodos la potencia se limitará generalmente a Watts. En general, la capacidad de los diodos, a pesar de su diversidad, está limitada por la disipación térmica de la potencia de RF absorbida y el voltaje de RF de ruptura. Para escoger el tipo de diodo p-i-n para un diseño en particular, se debe especificar una corriente de RF máxima admisible o un voltaje aplicable a la polarización directa y en reversa del diodo. Usando estos dos valores, se puede calcular la máxima potencia que un diseño puede transportar.

También se debe tomar en cuenta la banda de operación en la que se trabajará. La elección de la topología también depende de factores como la frecuencia de operación, miniaturización del sistema, la incorporación de mayor número de etapas, la capacidad del manejo de potencia y la atenuación de la señal de entrada trayendo como consecuencia en errores en la fase y en amplitud, la contribución de ruido al funcionamiento del sistema, la utilización de dispositivos pasivos, activos o la mezcla de ambos por lo que se debe tener en cuenta el número y tipo de polarización de los dispositivos con que opera el desplazador de fase, la simplicidad de operación y facilidad de construcción (tomando en cuenta el caso de México, la fabricación de estos dispositivos es difícil, por la ausencia de dispositivos y tecnología suficiente para construirlos, con esto, los dispositivos pueden tener un costo considerable) y también un último factor importante es el costo de fabricación, operación y mantenimiento.

Todo lo anterior se puede concluir de lo visto en este capítulo, también depende del ingenio del diseño para realizar un desplazador de fase que se adapte a las necesidades o el fin que se busque.

## Capítulo 2

El diafragma de control con el que se trabajó forma parte de un modulador de fase, a continuación se detallan las características principales y el funcionamiento del modulador, este capítulo se tomo del documento [1].

### **Modulador de Amplitud-Fase para Ondas Milimétricas**

#### **Introducción**

El modulador tiene las siguientes características, es un modulador de amplitud y fase de ondas milimétricas que usa el principio de Fox de cambio de fase. Usando este modulador es posible realizar los siguientes tipos de modulación: modulación binaria por desplazamiento de fase (Binary Phase - Shift Keying BPSK), modulación en cuadratura por desplazamiento de fase (Quadrature Phase - Shift Keying QPSK), QPSK diferencial y  $\pi/4$ -DQPSK.

Este modulador modula principalmente la fase en donde se obtiene un error pico de fase de  $5^\circ$  (error rms de  $2^\circ$ ) y un error pico en amplitud de 2% (error rms: 1%) para el rango de frecuencias de 36 – 37.5 GHz. Este modulador también puede ser usado para cambiar la amplitud de la onda de salida desde 0 hasta -6 dB acompañada de una modulación en fase menor a  $3^\circ$ . El tiempo de conmutación que se obtiene es menor a los 35 nanosegundos, además también se obtiene un nivel bajo de pérdidas por inserción (1 dB), el modulador es capaz de conmutar hasta 25 dBm de potencia de RF. Este modulador es adecuado para ser usado en sistemas de comunicación de ondas milimétricas de alta velocidad.

Los sistemas de comunicación de ondas milimétricas son muy útiles para aplicaciones comerciales y militares. En el área de las telecomunicaciones, la tendencia es aumentar la eficiencia espectral, por lo tanto se deben utilizar métodos de modulación complejos. Actualmente, para los sistemas de comunicaciones en microondas se realiza la modulación a frecuencias bajas realizando después una elevación de la frecuencia, y por último una amplificación de potencia, este es el método comúnmente más usado. Realizar esto, sin embargo, es muy difícil con ondas milimétricas debido a la ausencia de amplificadores de potencia eficaces y de bajo costo.

Por lo tanto, se puede realizar la modulación directa con la ayuda de un modulador de amplitud-fase como un método alternativo para las ondas milimétricas. Sin embargo, si este fuera el caso, existen limitaciones muy estrictas para los errores de fase y para el nivel de pérdidas por inserción. Para satisfacer estas condiciones tan difíciles, se utiliza el principio de Fox de cambio de fase, este método tiene la ventaja de errores de fase bajos y un nivel bajo de modulación de amplitud asociada.

Este tipo de modulador de amplitud-fase es apropiado para sistemas de comunicación de alta velocidad en el rango de frecuencias de los 36 – 37.5 GHz debido a que tiene errores de fase extremadamente pequeños, un relativo nivel bajo de pérdidas por inserción y una rápida operación.

#### **Consideraciones Básicas y Funcionamiento**

La construcción básica de este tipo de modulador se muestra en la figura 2.1. Este tipo de modulador consiste de los siguientes elementos:

- Circulador A.

- Transición de guía de onda rectangular a una circular **B**, para la transformación del modo  $TE_{10}$  de una guía de onda rectangular, al modo  $TE_{11}$  de una guía de onda circular con polarización en el eje  $y$ .
- Filtro de polarización **C**, el cual consiste de dos dipolos horizontales de longitud  $\lambda/2$ , separados por una distancia  $\lambda/4$  entre ambos; un dipolo está terminado en corto circuito y el otro dipolo tiene una carga acoplada, por lo tanto, la onda polarizada en el eje  $x$ , viajando en la dirección  $\vec{z}$  negativa es disipada.
- Polarizador diferencial sección de  $90^\circ$  **D**, para transformar el modo  $y$  polarizado  $TE_{11}$  al modo  $TE_{11}$  circularmente polarizado de una guía de onda circular.
- Sección de control **E**, la cual consiste en una sección de guía de onda circular terminada en corto circuito con el diafragma de control en su sección transversal.

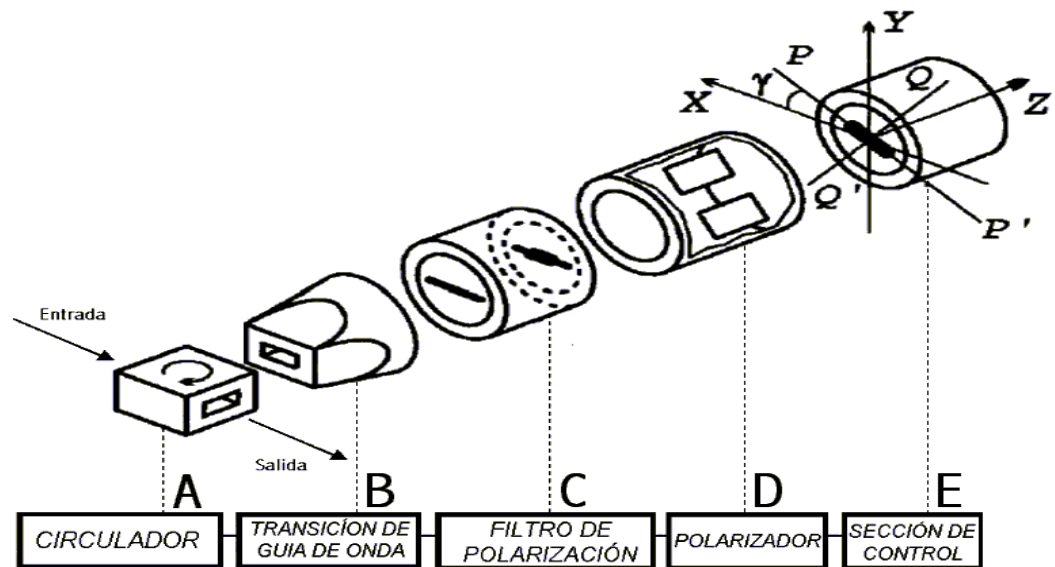


Figura 2.1 Construcción básica de un modulador de amplitud - fase

Considere el modo  $TE_{10}$  a la entrada del modulador (figura 2.1). Después de viajar a través del circulador, la transición de guía de onda rectangular a guía de onda circular y el filtro de polarización, el modo  $TE_{10}$  se transforma al modo  $TE_{11}$  verticalmente polarizado de la guía de onda circular. Este modo verticalmente polarizado es transformado al modo  $TE_{11}$  circularmente polarizado con la ayuda del polarizador. Entonces el modo incidente  $TE_{11}$  circularmente polarizado es reflejado por la sección de control. La sección de control está construida de tal forma que la onda reflejada puede ser considerada como una suma de dos ondas circularmente polarizadas. Una de estas ondas reflejada es una onda circularmente polarizada donde el vector de campo eléctrico gira en la misma dirección del vector de campo eléctrico de la onda incidente. La fase y amplitud de esta onda son controladas por la sección de control. La segunda componente reflejada es la onda donde el vector del campo eléctrico gira en la dirección opuesta. Solamente la amplitud de esta componente es controlada por la sección de control. La primer componente será llamada la onda controlada, y mientras tanto la segunda componente será llamada la onda libre ó sin control.

Las ondas reflejadas, la onda controlada y la onda libre, son transformadas por el polarizador a ondas verticalmente y horizontalmente polarizadas, respectivamente. Entonces la onda horizontalmente polarizada es disipada en el filtro de polarización, pero la onda controlada es transformada al modo TE<sub>10</sub> de la guía de onda rectangular. El circulator es usado para separar la onda incidente de la onda reflejada.

La sección de control utiliza el principio de Fox de cambio de fase. Se puede considerar la sección de control como una sección de una guía de onda circular terminada en corto circuito con el diafragma en su sección transversal. La sección de control proporciona diferentes coeficientes de reflexión  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$  para dos modos polarizados linealmente ortogonales con vectores de densidad de campo eléctrico  $\vec{E}$  paralelos a los ejes  $\vec{PP}'$  y  $\vec{QQ}'$  respectivamente. Si se asume que una onda incidente circularmente polarizada se propaga hacia la sección de control como sigue

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{e}_x + j\vec{e}_y)e^{-j\beta z} \quad (2.1)$$

Donde  $E_0$  es la amplitud de la onda incidente,  $\vec{e}_x$  y  $\vec{e}_y$  son los vectores unitarios en las direcciones  $\vec{x}$  e  $\vec{y}$ , y  $j = \sqrt{-1}$

En el dominio del tiempo la ecuación de onda se puede escribir de la siguiente manera

$$\begin{aligned} \vec{E}_i &= E_0 \{ \cos(\omega t - \beta z) \vec{e}_x + \cos(\omega t - \beta z + \pi/2) \vec{e}_y \} \\ \vec{E}_i &= E_0 \{ \cos(\omega t - \beta z) \vec{e}_x - \text{Sen}(\omega t - \beta z) \vec{e}_y \} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Considérese el eje  $\vec{PP}'$  y el eje  $\vec{QQ}'$  expresados en su forma vectorial por los siguientes vectores unitarios

$$\vec{PP}' = \cos(\gamma) \vec{e}_x + \text{Sen}(\gamma) \vec{e}_y \quad (2.3)$$

$$\vec{QQ}' = -\text{Sen}(\gamma) \vec{e}_x + \cos(\gamma) \vec{e}_y \quad (2.4)$$

Donde  $\gamma$  es el ángulo entre el eje  $\vec{x}$  y el eje  $\vec{PP}'$ .

Tomando en cuenta los coeficientes de reflexión y realizando la proyección de la onda incidente circularmente polarizada sobre  $\vec{PP}'$  y  $\vec{QQ}'$  tenemos

$$\begin{aligned} \text{proy}_{\vec{PP}'} E_i &= \frac{(\Gamma_{\parallel}) E_0 \{ \cos(\omega t - \beta z) \vec{e}_x - \text{Sen}(\omega t - \beta z) \vec{e}_y \} \bullet \cos(\gamma) \vec{e}_x + \text{Sen}(\gamma) \vec{e}_y}{|\cos(\gamma) \vec{e}_x + \text{Sen}(\gamma) \vec{e}_y|} [\cos(\gamma) \vec{e}_x + \text{Sen}(\gamma) \vec{e}_y] \\ \text{proy}_{\vec{PP}'} E_i &= (\Gamma_{\parallel}) E_0 \{ \cos(\omega t - \beta z) \cos(\gamma) - \text{Sen}(\omega t - \beta z) \text{Sen}(\gamma) \} [\cos(\gamma) \vec{e}_x + \text{Sen}(\gamma) \vec{e}_y] \\ \text{proy}_{\vec{PP}'} E_i &= (\Gamma_{\parallel}) E_0 \{ \cos(\omega t - \beta z) \cos^2(\gamma) - \text{Sen}(\omega t - \beta z) \text{Sen}(\gamma) \cos(\gamma) \} \vec{e}_x \\ &\quad + (\Gamma_{\parallel}) E_0 \{ \cos(\omega t - \beta z) \cos(\gamma) \text{Sen}(\gamma) - \text{Sen}(\omega t - \beta z) \text{Sen}^2(\gamma) \} \vec{e}_y \quad (2.5) \\ \text{proy}_{\vec{QQ}'} E_i &= \frac{(\Gamma_{\perp}) E_0 \{ \cos(\omega t - \beta z) \vec{e}_x - \text{Sen}(\omega t - \beta z) \vec{e}_y \} \bullet -\text{Sen}(\gamma) \vec{e}_x + \cos(\gamma) \vec{e}_y}{|-\text{Sen}(\gamma) \vec{e}_x + \cos(\gamma) \vec{e}_y|} [-\text{Sen}(\gamma) \vec{e}_x + \cos(\gamma) \vec{e}_y] \\ \text{proy}_{\vec{QQ}'} E_i &= (\Gamma_{\perp}) E_0 \{ -\text{Sen}(\gamma) \cos(\omega t - \beta z) - \cos(\gamma) \text{Sen}(\omega t - \beta z) \} [-\text{Sen}(\gamma) \vec{e}_x + \cos(\gamma) \vec{e}_y] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{proy}_{\overline{QQ'}} E_i &= (\Gamma_{\perp}) E_0 \left[ \text{Cos}(\alpha t - \beta z) \text{Sen}^2(\gamma) + \text{Sen}(\alpha t - \beta z) \text{Cos}(\gamma) \text{Sen}(\gamma) \right] \vec{e}_x \\ &+ (\Gamma_{\perp}) E_0 \left[ -\text{Cos}(\alpha t - \beta z) \text{Sen}(\gamma) \text{Cos}(\gamma) - \text{Sen}(\alpha t - \beta z) \text{Cos}^2(\gamma) \right] \vec{e}_y \end{aligned} \quad (2.6)$$

Sean las siguientes identidades trigonométricas

$$\text{Sen}(\alpha) \text{Cos}(\beta) = \frac{1}{2} \text{Sen}(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \text{Sen}(\alpha - \beta)$$

$$\text{Cos}(\alpha) \text{Cos}(\beta) = \frac{1}{2} \text{Cos}(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \text{Cos}(\alpha - \beta)$$

$$\text{Sen}(\alpha) \text{Sen}(\beta) = \frac{1}{2} \text{Cos}(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \text{Cos}(\alpha + \beta)$$

Aplicando las identidades anteriores en las ecuaciones (2.5) y (2.6) obtenemos

$$\begin{aligned} \text{proy}_{\overline{PP'}} E_i &= (\Gamma_{\parallel}) E_0 \left[ \text{Cos}(\alpha t - \beta z) \left( \frac{1}{2} \text{Cos}(2\gamma) + \frac{1}{2} \right) - \text{Sen}(\alpha t - \beta z) \left( \frac{1}{2} \text{Sen}(2\gamma) \right) \right] \vec{e}_x \\ &+ (\Gamma_{\parallel}) E_0 \left[ \text{Cos}(\alpha t - \beta z) \left( \frac{1}{2} \text{Sen}(2\gamma) \right) - \text{Sen}(\alpha t - \beta z) \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{Cos}(2\gamma) \right) \right] \vec{e}_y \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} \text{proy}_{\overline{QQ'}} E_i &= (\Gamma_{\perp}) E_0 \left[ \text{Cos}(\alpha t - \beta z) \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{Cos}(2\gamma) \right) + \text{Sen}(\alpha t - \beta z) \left( \frac{1}{2} \text{Sen}(2\gamma) \right) \right] \vec{e}_x \\ &+ (\Gamma_{\perp}) E_0 \left[ -\text{Cos}(\alpha t - \beta z) \left( \frac{1}{2} \text{Sen}(2\gamma) \right) - \text{Sen}(\alpha t - \beta z) \left( \frac{1}{2} \text{Cos}(2\gamma) + \frac{1}{2} \right) \right] \vec{e}_y \end{aligned} \quad (2.8)$$

Quedando la onda reflejada proyectada en los ejes  $\overline{PP'}$  y  $\overline{QQ'}$ , sumando las ecuaciones (2.7) y (2.8) obtendremos la onda reflejada total

$$\begin{aligned} \vec{E}_r &= \frac{1}{2} E_0 \left[ (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) \left( \text{Cos}(\alpha t + \beta z) \text{Cos}(2\gamma) - \text{Sen}(\alpha t + \beta z) \text{Sen}(2\gamma) \right) + (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) \text{Cos}(\alpha t + \beta z) \right] \vec{e}_x \\ &+ \frac{1}{2} E_0 \left[ (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) \left( \text{Cos}(\alpha t + \beta z) \text{Sen}(2\gamma) + \text{Sen}(\alpha t + \beta z) \text{Cos}(2\gamma) \right) - (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) \text{Sen}(\alpha t + \beta z) \right] \vec{e}_y \end{aligned} \quad (2.9)$$

Haciendo uso de las siguientes identidades trigonométricas y aplicándolas en la ecuación (2.9) obtenemos

$$\text{Sen}(\alpha \pm \beta) = \text{Sen}(\alpha) \text{Cos}(\beta) \pm \text{Cos}(\alpha) \text{Sen}(\beta)$$

$$\text{Cos}(\alpha \pm \beta) = \text{Cos}(\alpha) \text{Cos}(\beta) \mp \text{Sen}(\alpha) \text{Sen}(\beta)$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_r &= \frac{1}{2} E_0 \left[ (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) \text{Cos}(\alpha t + \beta z + 2\gamma) + (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) \text{Cos}(\alpha t + \beta z) \right] \vec{e}_x \\ &+ \frac{1}{2} E_0 \left[ (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) \text{Sen}(\alpha t + \beta z + 2\gamma) - (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) \text{Sen}(\alpha t + \beta z) \right] \vec{e}_y \end{aligned} \quad (2.10)$$

Manipulando la ecuación (2.10) algebraicamente obtenemos

$$\begin{aligned}
 \bar{E}_r &= \frac{1}{2} E_0 (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) [\text{Cos}(\alpha + \beta z + 2\gamma) \bar{e}_x + \text{Sen}(\alpha + \beta z + 2\gamma) \bar{e}_y] \\
 &\quad + \frac{1}{2} E_0 (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) [\text{Cos}(\alpha + \beta z) \bar{e}_x - \text{Sen}(\alpha + \beta z) \bar{e}_y] \\
 \bar{E}_r &= \frac{1}{2} E_0 (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) [\text{Cos}(\alpha + \beta z + 2\gamma) \bar{e}_x + \text{Cos}(\alpha + \beta z + 2\gamma - \pi/2) \bar{e}_y] \\
 &\quad + \frac{1}{2} E_0 (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) [\text{Cos}(\alpha + \beta z) \bar{e}_x + \text{Cos}(\alpha + \beta z + \pi/2) \bar{e}_y]
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Convirtiendo la ecuación (2.11) en forma de fasor nos queda de la siguiente forma

$$\begin{aligned}
 \bar{E}_r &= \frac{1}{2} E_0 (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) [e^{j(\beta z + 2\gamma)} \bar{e}_x + e^{j(\beta z + 2\gamma - \pi/2)} \bar{e}_y] \\
 &\quad + \frac{1}{2} E_0 (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) [e^{j\beta z} \bar{e}_x + e^{j(\beta z + \pi/2)} \bar{e}_y]
 \end{aligned}$$

La onda reflejada puede ser expresada como la suma de ondas circularmente polarizadas

$$\bar{E}_r = 0.5 E_0 e^{2j\gamma} (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) (\bar{e}_x - j\bar{e}_y) e^{j\beta z} + 0.5 E_0 (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) (\bar{e}_x + j\bar{e}_y) e^{j\beta z} \tag{2.12}$$

La primera componente de la suma (2.12) es una onda circularmente polarizada con la misma dirección de rotación que el vector  $\bar{E}_i$ , la cual es la onda incidente. Se puede controlar la fase de esta onda cambiando el ángulo  $\gamma$ . La segunda componente de la suma es la onda con la dirección de rotación opuesta al vector  $\bar{E}_i$ . La fase de esta componente no se cambia cambiando el ángulo  $\gamma$ . La amplitud de la onda controlada está a su máximo cuando

$$\Gamma_{\perp} = -\Gamma_{\parallel} = \Gamma_{\text{opt}} \tag{2.13}$$

En este caso, la amplitud de la onda libre, la segunda componente de (2.12), es igual a cero y el modulador tiene las pérdidas mínimas posibles, las cuales son determinadas solamente por la calidad de los elementos de conmutación usados. Por lo tanto, es necesario proporcionar un desfase diferencial de 180° adicional entre las componentes ortogonales de la onda reflejada.

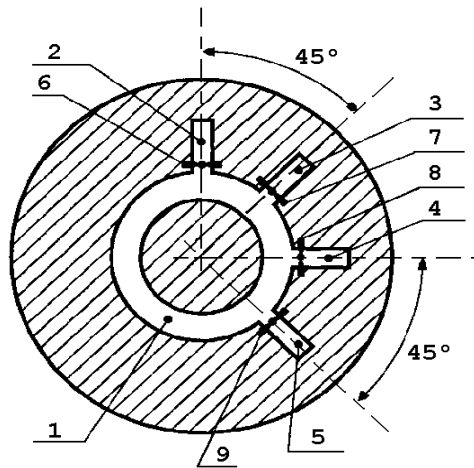
Si los valores  $\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$  no cambian mientras se cambia el ángulo  $\gamma$ , solamente la fase cambia en la onda reflejada.

Si se cambia el valor absoluto de  $\Gamma_{\perp}$  desde  $\Gamma_{\text{opt}}$  hasta cero, la amplitud de la onda controlada se reducirá el doble, pero la fase de la onda controlada no cambiará su valor. Con la ayuda de este método, se puede controlar la amplitud de la onda reflejada. Por lo menos cuando  $\Gamma_{\perp} = \Gamma_{\parallel}$ , se puede reducir la amplitud de la onda controlada hasta cero. Por lo tanto, la fase de la onda controlada es determinada solamente por el ángulo  $\gamma$ , mientras la amplitud de la onda controlada puede tomar valores entre 0 y -6 dB.

**Diseño de la Sección de Control**

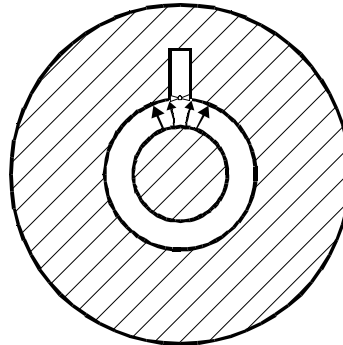
En el caso más simple, la sección de control puede ser realizada como un dipolo delgado de  $\lambda/2$  terminado en corto circuito, instalado en la sección transversal de la sección  $\lambda/4$  de una guía de onda circular terminada en corto circuito. El dipolo de  $\lambda/2$  terminado en un corto circuito refleja el modo  $TE_{11}$  linealmente polarizado con vector  $\vec{E}$  paralelo al dipolo y sin tener influencia sobre el modo  $TE_{11}$  ortogonalmente polarizado. Por lo tanto, un desplazamiento de fase adicional de  $180^\circ$  diferencial aparece entre las componentes ortogonales de la onda reflejada.

Rotando el dipolo, se puede controlar la fase de la onda reflejada. En este caso, la velocidad de cambio de fase no es suficiente para aplicaciones de comunicación, aun por medios mecánicos, así es necesario usar una simulación electrónica de la rotación. Se puede obtener esta simulación usando diodos de conmutación p-i-n, los cuales están situados sobre la superficie del diafragma de control.



**Figura 2.2** Diafragma de control del modulador de fase con 4 condiciones posibles de fase.

El diafragma de control para un modulador con cuatro condiciones posibles de fase usando diodos p-i-n se muestra en la figura 2.2. El diafragma de control es un sistema de resonadores de ranura conectados, el cual consiste de una ranura circular 1 con un diámetro promedio  $\lambda/\pi$  (la longitud promedio de la ranura circular es  $\lambda$ ) y con stubs radiales inductivos 2-5.

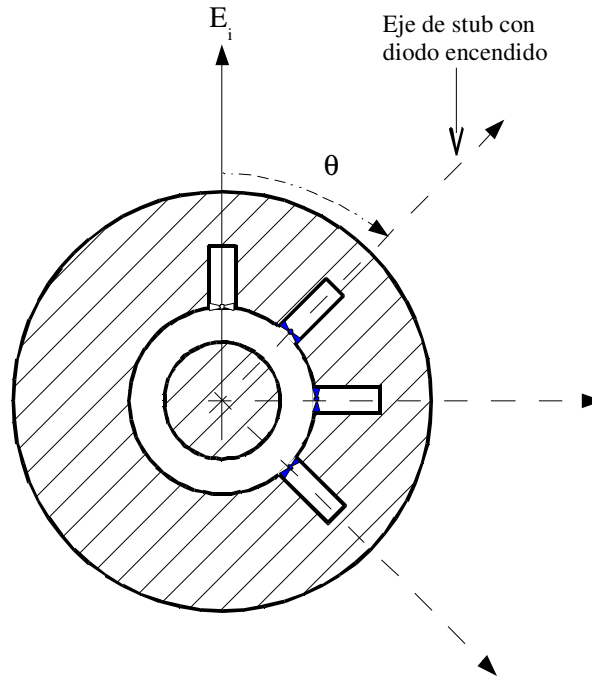


**Figura 2.3** Campos en el stub 2 debido a una onda incidente polarizada linealmente con vector paralelo al eje del stub 2.



Estos stubs están conectados a la ranura circular en serie y el ángulo entre los stubs más cercanos es de  $45^\circ$ . Los diodos de conmutación 6–9 están conectados en paralelo a los stubs inductivos. En algún momento, tres diodos están encendidos y un diodo está apagado. Cuando el diodo 6 está apagado, la componente lineal de la onda incidente circularmente polarizada con vector  $\vec{E}$ , paralela al eje de simetría del stub 2 no excita algún campo significativo en los stubs 3–5 porque estos stubs están en corto por los diodos que se encuentran encendidos y la longitud de cada stub es menor que  $\lambda/4$ . Los campos excitados en el stub 2 también son despreciables, debido a la simetría del campo incidente y la configuración del diafragma como puede verse en la figura 2.3.

Por lo tanto, el diafragma de control para la componente linealmente polarizada mencionada anteriormente es equivalente al resonador de ranura circular y todos los campos excitados sobre la superficie del diafragma de control tienen la misma dependencia sobre la variable angular como la componente linealmente polarizada incidente. Como resultado, se tienen diferentes valores de las corrientes de alta frecuencia (HF) que fluyen a través de los diodos encendidos. Estos valores dependen de la ubicación angular de cada diodo y son proporcionales a  $\sin \theta$ , donde  $\theta$  es el ángulo entre el vector campo eléctrico de la onda que excita y el eje de simetría del stub, y es también el ángulo el cual determina la ubicación angular de cada diodo, como se observa en la figura 2.4.



**Figura 2.4** Ángulo  $\theta$  entre el vector de campo eléctrico y el eje de simetría del stub.

Cuando la frecuencia del campo que excita es igual a la frecuencia de resonancia del resonador de ranura circular, el modo  $TE_{11}$  puede pasar a través del diafragma de control sin ninguna reflexión. La condición de no carga en el plano del diafragma para esta componente, linealmente polarizada de la onda circularmente polarizada incidente, es obtenida colocando una barrera de metal a una distancia  $\lambda/4$  desde el diafragma de control.

Para determinar el nivel de pérdida por inserción para este caso, se necesita construir un modelo apropiado. Existe una solución a la ecuación integral para la estructura presentada, que se puede usar, pero es un modelo muy complejo, lo que hace su uso en el proceso de optimización muy difícil.

Por lo tanto, un modelo sencillo es usado basado en el hecho que la estructura mencionada es similar al resonador de ranura circular. La geometría del resonador de ranura circular y su circuito equivalente se ilustra en la figura 2.5. En el resonador de ranura circular, la energía magnética es almacenada principalmente debido a las corrientes eléctricas  $I_r$  y  $I_l$ , las cuales fluyen a través de la parte derecha e izquierda del anillo conductor exterior, respectivamente.

La energía eléctrica es almacenada debido a la concentración del campo eléctrico en la ranura circular. La frecuencia de resonancia para un circuito RLC paralelo está definida como

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.14)$$

El circuito equivalente usado es un circuito paralelo resonante, la frecuencia de resonancia se calcula utilizando la ecuación (2.14). Como el circuito contiene dos inductancias iguales  $L_l$ ,  $L_r$  en paralelo y una capacitancia  $C_1$  se obtiene una frecuencia de resonancia

$$\omega_{or} = \sqrt{(2/L_r C_1)} \quad (2.15)$$

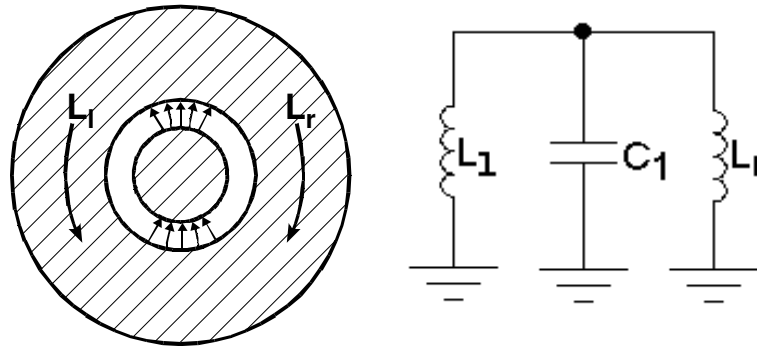


Figura 2.5 Resonador de ranura circular y su circuito equivalente

Ahora se necesita modificar el circuito presentado para tomar en cuenta los elementos de conmutación y los stubs inductivos. Ya que solamente el lado derecho del resonador de ranura circular fue cambiado (figura 2.2), los cambios apropiados fueron hechos en el circuito equivalente. El circuito equivalente modificado se presenta en la figura 2.6, donde  $L_s$  es la inductancia del stub terminado en corto circuito y  $r_d$ ,  $L_d$  son la resistencia del diodo p-i-n encendido y la inductancia de las puntas del diodo, respectivamente.

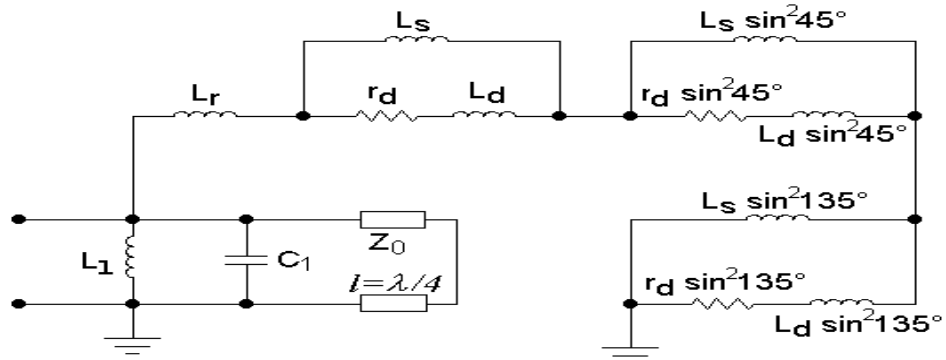
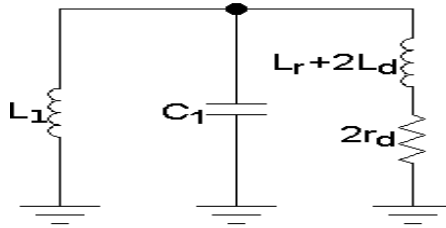


Figura 2.6 Circuito equivalente del diafragma de control del modulador de amplitud-fase con cuatro condiciones posibles de fase (para el modo  $TE_{11}$  linealmente polarizado con vector  $\vec{E}$  paralelo a los ejes de simetría del stub, donde el diodo apagado está situado)

La potencia de RF disipada en un diodo encendido es proporcional a  $\text{sen}^2\theta$ , mientras que la misma corriente de RF circula a través de los circuitos, que son equivalentes a los diodos encendidos (véase figura 2.6) Por lo tanto, la multiplicación de las impedancias del diodo y del stub por la función trigonométrica  $\text{sen}^2\theta$  es usada para conservar relaciones de potencia. La línea de transmisión terminada en corto circuito con impedancia característica  $Z_0$  y longitud  $\lambda/4$  es equivalente a la sección  $\lambda/4$  de la guía de onda circular terminada en corto circuito.



**Figura 2.7** Circuito simplificado de la sección de control del modulador de amplitud–fase con cuatro condiciones posibles de fase

Usando la relación

$$\sum_{n=1}^N \sin^2\left(\frac{n\pi}{N}\right) = \frac{N}{2} \quad (2.16)$$

donde  $N = 4$ ,

Y asumiendo que la impedancia del diodo encendido es pequeña comparada a la impedancia de entrada del stub terminado en corto circuito, podemos simplificar el circuito de la figura 2.6 al de la figura 2.7 y asumiendo también que  $\omega L \gg r$ , se obtiene una frecuencia de resonancia de

$$\omega_{04} = \sqrt{2(L_r + L_d)/(L_1 C_1 (L_r + 2L_d))} \quad (2.17)$$

La admitancia de  $Z=r+j\omega L$  es

$$Y = \frac{r - j\omega L}{r^2 + (\omega L)^2} \quad (2.18)$$

Puesto que  $\omega L \gg r$ , por lo tanto de 2.18 obtenemos

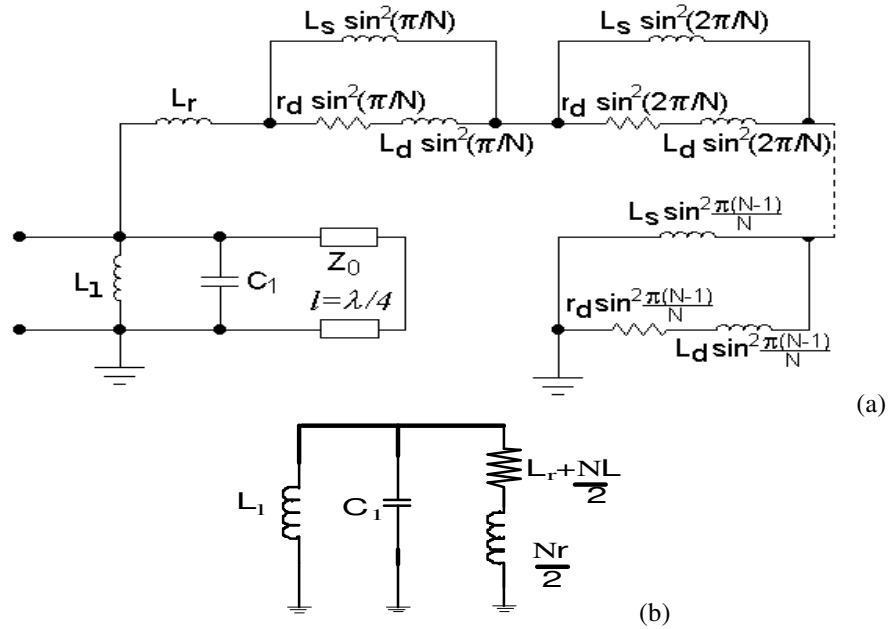
$$Y = \frac{r}{(\omega L)^2} - \frac{j}{\omega L} \quad (2.19)$$

Para el caso del modulador de amplitud–fase con cuatro condiciones de fase, la resistencia equivalente del diafragma de control a la frecuencia de resonancia  $\omega_{04}$  usando la relación (2.19), puede ser determinada de acuerdo a la siguiente ecuación

$$R_{e4} = \frac{[\omega_{04}(L_r + 2L_d)]^2}{2r_d} \quad (2.20)$$

El diafragma de control para un modulador con  $N$  posibles condiciones de fase, tendría  $N$  stubs radiales inductivos con un ángulo entre los stubs más cercanos de  $180^\circ/N$ . En este caso, se tiene  $N-1$  diodos encendidos y un diodo apagado en la superficie del diafragma de control.

El circuito equivalente para el diafragma de control del modulador con  $N$  posibles condiciones de fase ( $N = 2^m$ ,  $m = 1, 2, 3, \dots$ ) se muestra en la figura. 2.8.



**Figura 2.8** (a) Circuito equivalente de la sección de control del modulador de amplitud-fase con  $N$  condiciones posibles de fase (para el modo  $TE_{11}$  linealmente polarizado con vector  $E$  paralelo a los ejes de simetría del stub, donde el diodo apagado está situado), (b) Circuito simplificado.

La resistencia equivalente del diafragma de control a la frecuencia de resonancia puede ser evaluada como sigue (la misma simplificación es asumida y la relación 2.16 es usada)

$$R_{eN} = \frac{2[\omega_{0N}(L_r + NL_d/2)]^2}{Nr_d} \quad (2.21)$$

Donde  $\omega_{0N}$  es la frecuencia de resonancia del diafragma de control, la cual es

$$\omega_{04} = \sqrt{\frac{2L_r + NL_d}{L_1 C_1 (L_r + NL_d)}} \quad (2.22)$$

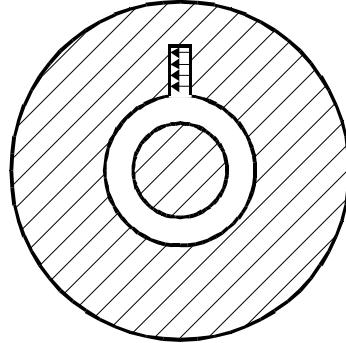
Por lo tanto, a la frecuencia de resonancia, el coeficiente de reflexión de la sección de control puede ser escrita de la siguiente manera (asumiendo que  $R_{eN} \gg Z_0$ )

$$\Gamma_{\perp} = \frac{R_{eN} - Z_0}{R_{eN} + Z_0} \approx 1 - \frac{2Z_0}{R_{eN}} \quad (2.23)$$

Si se substituye  $R_{eN}$  de (2.21) dentro de (2.23) para obtener

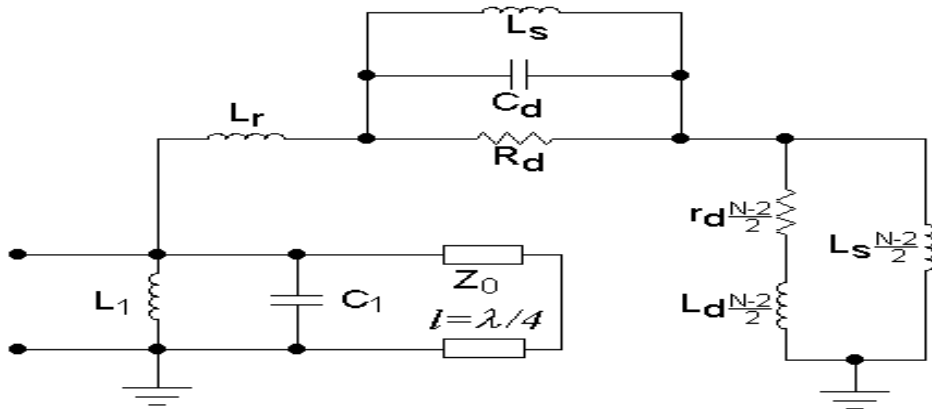
$$\Gamma_{\perp} = 1 - \frac{NZ_0 r_d}{[\omega_{0N}(L_r + NL_d/2)]^2} \quad (2.24)$$

Ahora, el esparcimiento de la componente linealmente polarizada de la onda incidente circularmente polarizada, en el cual el vector  $\vec{E}$  es ortogonal al eje de simetría del stub 2 donde el diodo apagado se encuentra. El stub 2 es excitado por la onda con esta polarización (véase la figura 2.8)



**Figura 2.9** Stub excitado debido a una onda incidente polarizada linealmente con vector ortogonal al eje del stub.

El circuito equivalente del diafragma de control del modulador discreto  $N$  para este caso se muestra en la figura 2.10 (la relación 2.16 fue usada para simplificar el circuito).



**Figura 2.10** Circuito equivalente de la sección de control del modulador de amplitud-fase con  $N$  condiciones posibles de fase (para el esparcimiento del modo  $TE_{11}$  linealmente polarizado con vector  $\vec{E}$  ortogonal a los ejes de simetría del stub, donde el diodo apagado está situado).

La longitud de cada stub fue seleccionada para obtener la resonancia en serie del diafragma de control a la misma frecuencia de resonancia del circuito paralelo resonante en el caso mencionado anteriormente. El circuito resonante serie contiene una inductancia  $L_r + L_d(N/2 - 1)$  con una reactancia  $X_L$  y la conexión en paralelo de dos elementos reactivos  $C_d$ ,  $L_s$  con una reactancia  $-X_L$  (donde  $C_d$  y  $R_d$  son la capacitancia y resistencia en paralelo del diodo apagado, respectivamente). Por lo tanto, la impedancia equivalente del diafragma de control es una resistencia activa pequeña a la frecuencia de resonancia.

La onda incidente de esta polarización es reflejada por el diafragma con un coeficiente de reflexión que es aproximadamente  $-1$ , de aquí que, un cambio de fase diferencial de  $180^\circ$  adicional es proporcionado entre las componentes ortogonales linealmente polarizadas de la onda reflejada. Con la conmutación de los diodos se puede simular la rotación mecánica del diafragma de control, así ahora se tiene un desplazamiento adicional de la onda reflejada circularmente polarizada.

Es posible calcular una resistencia equivalente del diafragma de control en el caso de la resonancia en serie de acuerdo a la siguiente fórmula; asumiendo que la impedancia inductiva de las puntas del diodo es pequeña comparada a la impedancia reactiva del diodo apagado y que la resistencia del diodo apagado es grande comparada con su impedancia reactiva

$$r_{eN} = \left( \frac{N}{2} - 1 \right) r_d + \frac{[\omega_{0N}(L_r + (N/2 - 1)L_d)]^2}{R_d} \quad (2.25)$$

Por lo tanto, a la frecuencia de resonancia  $\omega_{0N}$ , el coeficiente de reflexión puede ser expresado como se muestra a continuación (se asume que  $r_{eN} \ll Z_0$ ).

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{r_{eN} - Z_0}{r_{eN} + Z_0} \approx -1 + \frac{2r_{eN}}{Z_0} = -1 + \frac{(N-2)r_d}{Z_0} + \frac{2[\omega_{0N}(L_r + (N/2 - 1)L_d)]^2}{Z_0 R_d} \quad (2.26)$$

Se tienen pérdidas por inserción mínimas y sucede el rechazo de la onda libre cuando los valores absolutos de  $\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$  son iguales. Por lo tanto, usando las ecuaciones (2.24) y (2.26), es posible obtener una ecuación para la optimización del circuito equivalente del diafragma de control. De la ecuación 2.23 tomando el valor absoluto

$$|\Gamma_{\perp}| \approx \left| 1 - \frac{2Z_0}{R_{eN}} \right| \quad (2.27)$$

De la ecuación 2.26 tomando el valor absoluto

$$|\Gamma_{\parallel}| \approx \left| 1 - \frac{2r_{eN}}{Z_0} \right| \quad (2.28)$$

Igualando las ecuaciones (2.24) y (2.26) obtenemos

$$\frac{(N-2)r_d}{Z_0} + \frac{2X_L^2}{Z_0 R_d} = \frac{NZ_0 r_d}{X_L^2} \quad (2.29)$$

Donde  $X_L = \omega_{0N}(L_r + L_d N/2) \approx \omega_{0N}(L_r + L_d(N/2 - 1))$ , puesto que la inductancia de las puntas del diodo son relativamente pequeñas.

Resolviendo (2.29) con respecto a  $X_L$ , es posible formular una ecuación para obtener una  $X_L^2$  óptima

$$2(X_L^2)^2 + (N-2)r_d R_d X_L^2 - NZ_0^2 r_d R_d = 0$$

$$X_{L_{opt}}^2 = \frac{-(N-2)r_d R_d + \sqrt{(N-2)^2 r_d^2 R_d^2 + 8NZ_0^2 r_d R_d}}{4} \quad (2.30)$$

Si se usan diodos p-i-n con valores típicos de  $r_d$  2-6  $\Omega$ ,  $R_d$  5-15 k $\Omega$ , y para  $N \leq 16$ , se puede simplificar (2.30) ignorando el primer término dentro de la raíz y el primer término del numerador. Estas simplificaciones son equivalentes a ignorar el segundo término de (2.26), por lo tanto, se asume que una disminución en el valor absoluto de  $\Gamma_{\parallel}$  ocurre solamente debido al valor finito de  $R_d$  y la mitad de la potencia disipada de la onda milimétrica es disipada en el diodo apagado. Por lo tanto, se tiene

$$X_{L_{opt}}^2 = (\omega_{0N} (L_r + NL_d / 2))^2 = Z_0 \sqrt{Nr_d R_d / 2} \quad (2.31)$$

El valor de  $X_L^2$  se determina principalmente por los parámetros del resonador de ranura circular. La construcción del diafragma de control permite obtener diferentes valores de  $X_L$ . La frecuencia de resonancia del resonador de ranura circular es determinada solamente por la longitud promedio de la ranura circular, pero se puede cambiar el factor de calidad del resonador de ranura circular (o  $X_L$ ) cambiando el ancho de la ranura.

Es posible aumentar el valor de  $X_L$  aumentando el ancho de la ranura. Disminuyendo el ancho de la ranura conduce a la disminución en el valor de  $X_L$ . Por lo tanto se tiene la posibilidad de cambiar el valor de  $X_L$  para obtener un valor óptimo. Sustituyendo (2.31) dentro de (2.24) se puede obtener el valor de  $\Gamma_{opt}$  como sigue

$$\Gamma_{opt} = 1 - \sqrt{\frac{2Nr_d}{R_d}} \quad (2.32)$$

Por lo tanto, ahora se puede encontrar la ecuación para la pérdida por inserción en el modulador optimizado con N condiciones de fase posibles (téngase en cuenta que  $R_d \gg r_d$ )

$$L_{opt} = 10 \log \Gamma_{opt}^2 \approx 10 \log \left( 1 - 2 \sqrt{\frac{2Nr_d}{R_d}} \right) \quad (2.33)$$

La pérdida por inserción está determinada solamente por los parámetros de los elementos de conmutación y el número de las N condiciones de fase posibles.

Debido a que muchas aplicaciones requieren un nivel de potencia significativo de las ondas milimétricas, es deseable obtener expresiones fijas para un nivel máximo de potencia de entrada. Una potencia excesiva de RF causará un daño permanente en los diodos p-i-n o daño en la resistencia de película en el filtro de polarización.

Si se asume que el modulador de amplitud-fase optimizado opera puramente en el modo de modulación de fase con la mínima pérdida posible por inserción, se puede considerar que la potencia disipada en la resistencia de película es despreciable. Por lo tanto, la potencia de RF que puede ser manejada sin peligro por el modulador está limitada por dos factores: el voltaje de ruptura del diodo apagado  $V_{max}$  y las consideraciones térmicas (o la potencia máxima disipada en el diodo p-i-n  $P_{max}$ ).

De acuerdo al análisis previo, el diodo apagado opera en las condiciones más extremas, disipando la mitad de la potencia total de las ondas milimétricas. Usando la fórmula (2.32), se puede evaluar el nivel de potencia disipada RF por el diodo apagado.

$$P_{endiodoapagado} = 0.5(1 - \Gamma_{opt}^2) P_{in} \leq P_{max}$$

Donde  $P_{in}$  es la potencia de entrada de la onda milimétrica.

Con esta expresión se puede obtener una de las dos limitantes del nivel de potencia máximo.

$$P_{in} \leq \sqrt{\frac{R_d}{2Nr_d}} P_{max} = P'_{in \max} \quad (2.34)$$

La segunda limitación del máximo nivel de potencia se puede obtener substituyendo en (2.34)

$P_{\max} = \frac{V_{\max}^2}{(8R_d)}$  de la siguiente manera:

$$P_{in} \leq \frac{1}{8} \sqrt{\frac{1}{2NR_d r_d}} V_{\max}^2 = P_{in \max}'' \quad (2.35)$$

Ahora considérese la operación del modulador de amplitud-fase con modulación de amplitud bajo la suposición que cada diodo p-i-n opera como una resistencia lineal, aún con una corriente de polarización directa. En este caso, la situación más difícil existe cuando se obtiene una atenuación de -6 dB y la mitad de la potencia de entrada es disipada en los diodos encendidos. La potencia disipada en el diodo, el cual opera en las condiciones más difíciles, puede ser evaluado de acuerdo con la fórmula

$$P_{in6dB} = \frac{P_{in}}{N} \leq P_{\max} \quad (2.36)$$

Ahora se puede obtener la tercera limitación para la potencia de entrada

$$P_{in} \leq NP_{\max} = P_{in \max}''' \quad (2.37)$$

Los valores calculados de  $P_{in \max}'$ ,  $P_{in \max}''$ , y  $P_{in \max}'''$  se muestran en la Tabla 2.1. Los cálculos fueron hechos para los siguientes datos del diodo:  $P_{\max}=250$  mW,  $V_{\max}=100$  V,  $r_d= 3 \Omega$ ,  $R_d= 10$  k $\Omega$ ,  $T_d = 25^\circ\text{C}$ .

	N = 4	N = 8	N = 16
$L_{opt}$ , dB	-0.45	-0.65	-0.95
$P_{in \max}'$ , W	5.10	3.61	2.55
$P_{in \max}''$ , W	2.55	1.80	1.28
$P_{in \max}'''$ , W	1	2	4

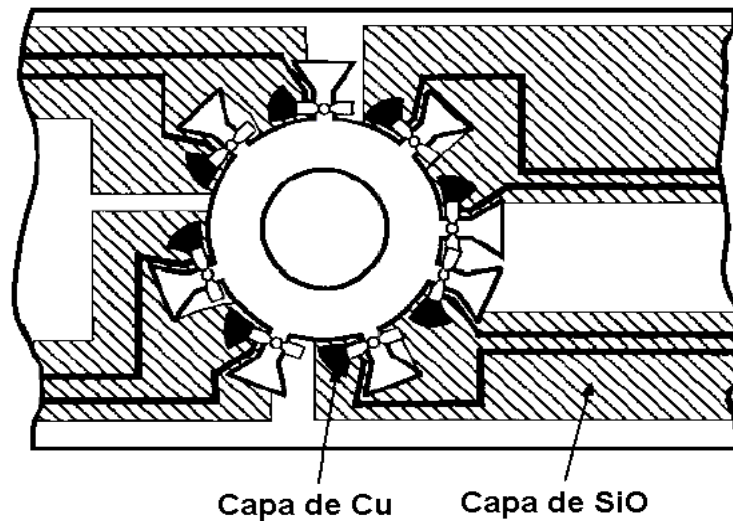
**Tabla 2.1** Valores obtenidos para  $P_{in \max}'$ ,  $P_{in \max}''$ ,  $P_{in \max}'''$  y  $L_{opt}$ .



**Descripción del circuito utilizado**

El esquema del diafragma de control con el que se trabajó, cuenta con 8 condiciones posibles de fase ( $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $225^\circ$ ,  $270^\circ$ ,  $315^\circ$ ) y se muestra en la figura 2.11. Los stubs inductivos están situados uniformemente sobre el resonador de ranura circular, obteniéndose una simetría en el diafragma de control. La forma del stub es trapezoidal para reducir la longitud de los stubs. Todos los circuitos de polarización y los diodos de conmutación se situaron sobre la superficie de una placa delgada (0.4 mm) de cobre.

Los circuitos de polarización y los filtros metal–dieléctrico–metal para la separación de RF y las corrientes de DC fueron fabricados en la placa de cobre usando tecnología especial de película delgada. Una capa delgada ( $5\ \mu\text{m}$ ) de  $\text{SiO}_2$  se utiliza como dieléctrico de alta calidad. La parte interior del resonador de ranura circular está hecha sobre microfibra de vidrio reforzada con material de politetrafluoretileno (PTFE) con una constante dieléctrica de 2.5 y un espesor del dieléctrico de  $60\ \mu\text{m}$ . Esta parte interior está conectada a la placa principal mediante soldadura.



**Figura 2.11** Diafragma de Control para modulador de Amplitud-Fase con 8 condiciones posibles de fase

El radio de la guía de onda circular fue 3.6 mm y las dimensiones del radio exterior e interior del resonador de ranura circular están obtenidos aplicando el sistema de optimización descrito anteriormente.

**Conclusiones**

De este capítulo se concluye que una forma de construcción de un modulador de fase estará formado de un circulador, una transición de guía de onda rectangular a circular, un filtro de polarización, un polarizador y la sección de control; se describió analíticamente como se comporta la onda reflejada en la trayectoria de los componentes del modulador utilizando el análisis de Fox y se realizó un modelo de circuito eléctrico para el diseño del modulador para las pérdidas por inserción y la potencia disipada en los diodos.

## Capítulo 3

### Desarrollo Experimental, Mediciones

En el presente capítulo se detallan las mediciones que se realizaron con el diafragma de control del modulador de amplitud–fase con 8 condiciones de fase; se presentan los datos experimentales obtenidos en la evaluación del diafragma de control; se describen también algunas piezas utilizadas para el acoplamiento del diafragma de control con el equipo de medición y se describe el circuito que sirve para controlar el encendido y apagado de los diodos en el diafragma de control.

#### Circuito para la conmutación de diodos

Cuando una capa semiconductor intrínseca se agrega entre las regiones p y n de un diodo, se forma un diodo p-i-n. La capa semiconductor intrínseca disminuye considerablemente la capacitancia de unión, así un diodo p-i-n es adecuado para el uso de circuitos de microondas. Este tipo de diodo trabaja de manera similar a un diodo del tipo p-n, por lo que como cualquier semiconductor se tiene que polarizar para trabajar con él.

Este circuito se construyó para hacer pruebas funcionales sobre los diodos p-i-n que componen el diafragma de control del modulador, este circuito mantiene apagado un diodo y enciende los siete diodos restantes, con esto se simula la rotación mecánica como se describe en el capítulo 2.

Se realizó la conmutación de los diodos p-i-n para verificar si estos dispositivos trabajaban correctamente para el diseño en el que se estuvieron utilizando, no se pretendió modular alguna señal de entrada. El diagrama del circuito se puede ver en la figura 3.1.

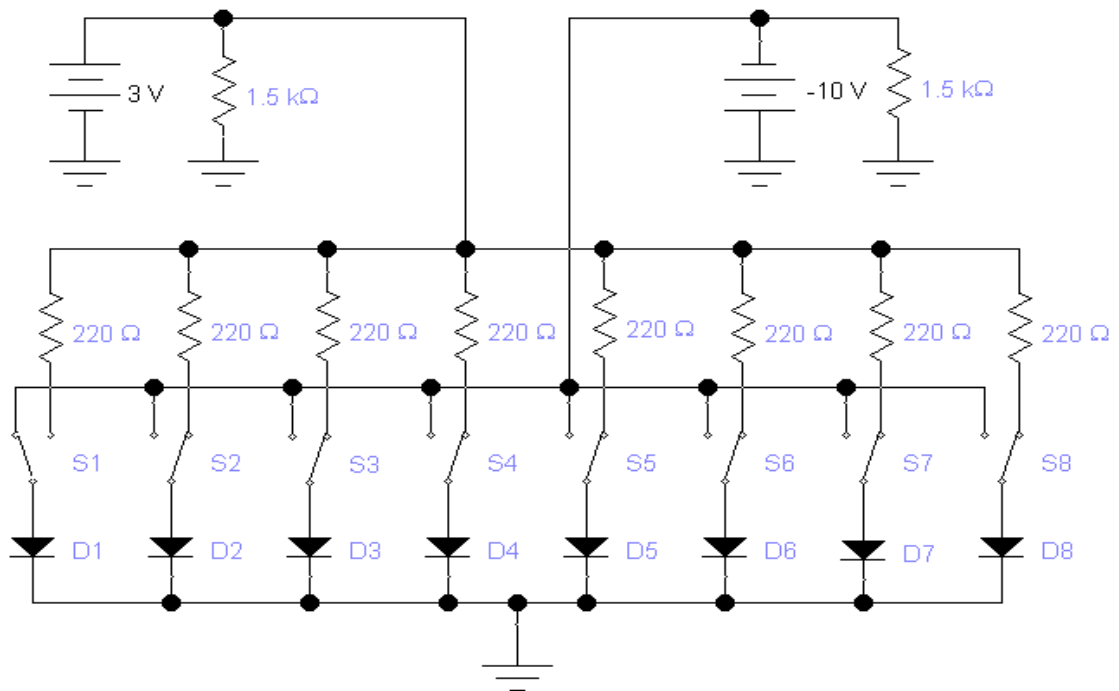


Figura 3.1 Circuito para conmutación de diodos para el diafragma de control, primer diodo apagado.

Se construyó el circuito para asegurar el buen funcionamiento de los diodos, este circuito además de conmutar los diodos y simular la rotación mecánica, limita la corriente que se hace pasar por los diodos. El tiempo de transición del diodo depende de la geometría y los detalles del dopado del diodo, no es sensible a la magnitud de la corriente directa o inversa, por lo que solo hay que preocuparse en pasar una corriente que no dañe el diodo.

Se debe de tomar en cuenta que los diodos se clasifican de acuerdo con su capacidad de manejo de corriente y que las características se determinan por la construcción física del diodo, por ejemplo, el tamaño de la unión, el tipo de material y el tamaño del diodo. Las especificaciones del fabricante son importantes porque se utilizan para determinar la capacidad de potencia de un diodo para ciertos intervalos de temperatura, también algunos diodos, se clasifican por su capacidad de paso de corriente.

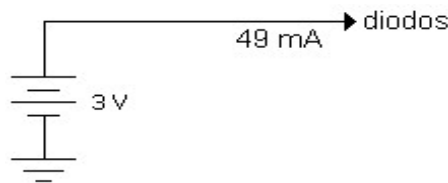
Del punto anterior, también se concluye que además de tener un buen funcionamiento y un control sobre los diodos, es necesario mantener protegidos a los diodos, por el manejo de corriente que pueden permitir. Para el desarrollo de este trabajo éste es un punto muy delicado, ya que este tipo de diodos en México no se encuentran comercialmente y mucho menos la tecnología para transportarlos y manejarlos (soldarlos, realizar mediciones, etc.), por lo que sí algún diodo sufriera un daño sería imposible reemplazarlo, al contrario de lo que sucede con los diodos comerciales, y continuar con la realización de este trabajo (cabe mencionar que en el desarrollo de este trabajo se dañó un diodo del diafragma de control, por lo que se tuvo que utilizar un diafragma de control de repuesto).

Los diodos p-i-n para ondas milimétricas son pequeños, en tamaño, comparados con su longitud de onda, además, tienen una alta velocidad de conmutación; esta velocidad depende la longitud de la región intrínseca y también, estos diodos tienen reactancias parásitas muy bajas, por todo esto es un componente ideal para el uso en circuitos de RF, sin embargo, son complejos para trabajar sin las herramientas ó la tecnología adecuada, como se aprendió en la realización de este trabajo.

Los diodos p-i-n utilizados en el diafragma de control para el modulador de amplitud–fase tienen las siguientes características:  $P_{\text{máx}} = 250 \text{ mW}$ ,  $V_{\text{máx}} = 100 \text{ V}$ ,  $r_d = 3\Omega$ ,  $R_d = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $T_d = 25^\circ\text{C}$ .

Los diodos utilizados son de fabricación ucraniana por lo que no se cuenta con las hojas de especificaciones y poder incluirlas en este trabajo.

Para calcular el circuito de polarización se toma en cuenta lo siguiente, una corriente típica para estos diodos cuando estén polarizados en directa es de 7 mA, para el caso de tener encendidos 7 diodos se demandará una corriente de 49 mA.

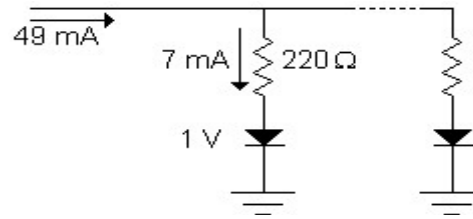


**Figura 3.2** Corriente alimentada al circuito

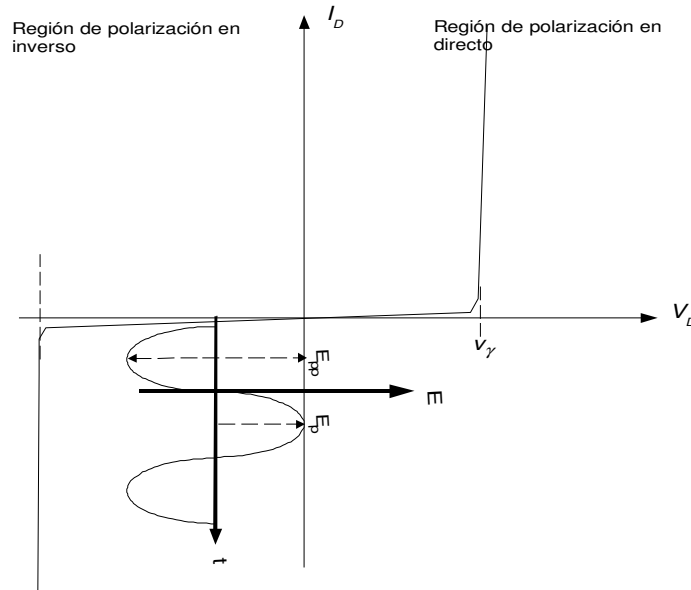
Recordando que se necesita una tensión mínima para obtener una corriente significativa, esta tensión de encendido para el diodo p-i-n utilizado es de 1V, tomando esto en cuenta calculamos una resistencia que nos permita tener una corriente de 7 mA pasando por cada diodo

$$R = \frac{v}{i} = \frac{3 - 1 \text{ [V]}}{7 \text{ [mA]}} = 285.71 \text{ } [\Omega], \quad (3.3)$$

Tomando en cuenta que no existen valores comerciales para esta resistencia, se tomó el valor comercial más próximo de  $220\ \Omega$  como se puede ver en la figura 3.3, lo que resulta en una corriente de aproximadamente 9 mA pasando por cada diodo.



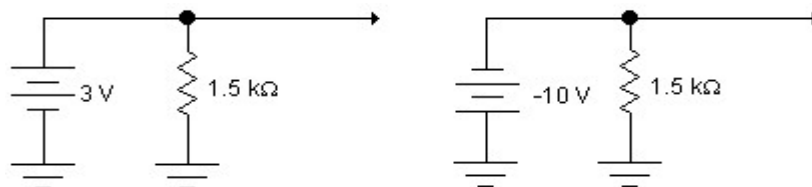
**Figura 3.3** Resistencias para el circuito de polarización, tomando en cuenta el voltaje de encendido en el diodo.



**Figura 3.4** Polarización en inversa del diodo p-i-n..

Se debe aplicar una tensión suficiente para la polarización inversa para proteger el diodo p-i-n de no quemarlo, si se utiliza en aplicaciones de potencia. También debe de ser una tensión menor que la tensión de ruptura. Para estar completamente seguros, la polarización inversa debe de ser mayor o igual que el valor pico de la tensión de RF y la tensión de ruptura debe de ser mayor o igual al valor pico a pico de la tensión de RF (véase figura 3.4), con esto se asegura que ninguna corriente de RF fluya.

En la mayoría de las aplicaciones es necesario proveer algún grado de protección a los dispositivos del circuito, con este fin se agregaron resistencias en el circuito de polarización directa y para el circuito de polarización inversa (figura 3.5).



**Figura 3.5** Resistencias de protección para los dispositivos del circuito.

Otro de los aspectos importantes de tomar en cuenta es el circuito equivalente para un diodo polarizado en directa, como se mencionó en el capítulo 1, véase las figuras 1.14(b) y 3.6, que consiste en la combinación de una resistencia en serie ( $R_s$ ) y una pequeña inductancia ( $L$ ).  $R_s$  es una función de la corriente de polarización directa ( $I_f$ ), esta característica se muestra en la figura 3.7.  $L$  depende de las propiedades físicas y geométricas del diodo como la longitud y tipo de material.

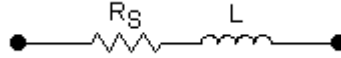


Figura 3.6 Circuito equivalente para un diodo polarizado en directa.

El diodo p-i-n polarizado en directa se comporta como una resistencia controlada por corriente, esto es importante tomarlo en cuenta ya que esta relación afecta al diafragma de control, como se puede apreciar en la figura 3.7, a mayor corriente existe una menor resistencia. Analizando la ecuación 2.33 nos daremos cuenta que las pérdidas por inserción aumentarían cuando la resistencia de diodo en directa aumente, también experimentalmente esto sucede cuando se realizan mediciones de pérdidas por inserción en el diafragma de control y se varía la corriente que pasa por los diodos, generando variación en las mediciones disminuyendo las pérdidas a mayor corriente de polarización. Esta propiedad del diodo p-i-n se puede utilizar para atenuar la señal de RF. La relación entre  $R_s$  vs  $I_f$  se describe como

$$R_s = W^2 \left( \mu_n + \mu_p \right) Q \quad (\Omega) \text{ o también } R_s = W^2 \left( \mu_n + \mu_p \right) I_f \tau \quad (\Omega), \quad (3.4)$$

Donde:  $Q_s = I_f \tau$ , es la carga almacenada en la región I debido a  $I_f$ ,  $W$  = ancho de la región I,  $I_f$  = corriente de polarización directa,  $\tau$  = tiempo de vida de los portadores minoritarios,  $\mu_n$  = movilidad de los electrones,  $\mu_p$  = movilidad de los huecos, de lo anterior se ve que la resistencia del diodo p-i-n es función de la corriente de polarización directa

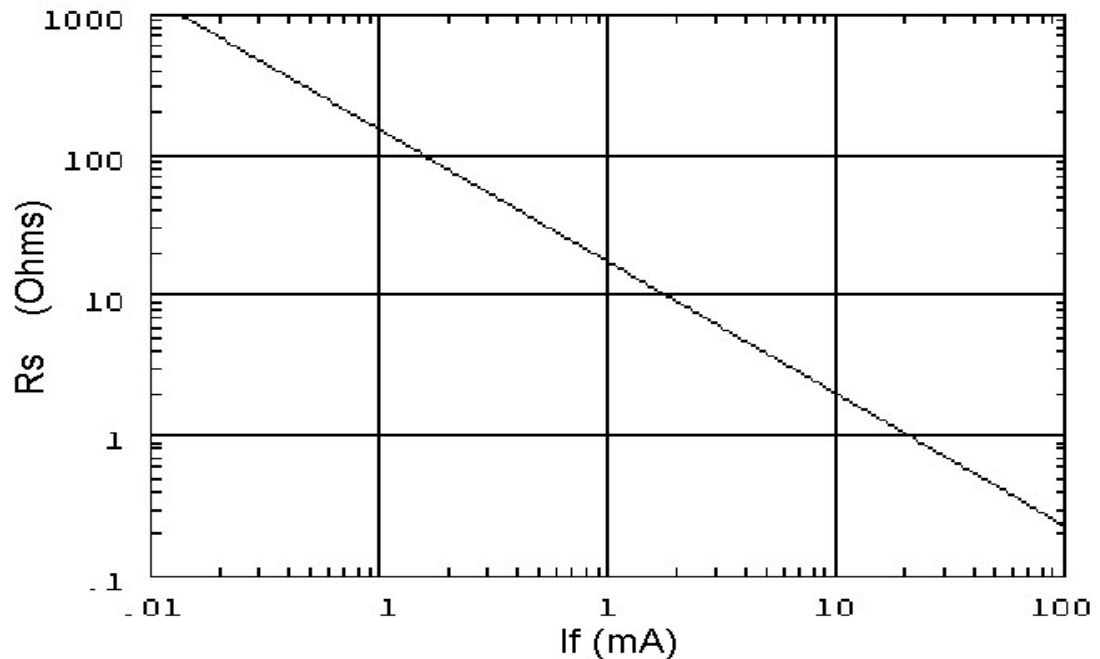
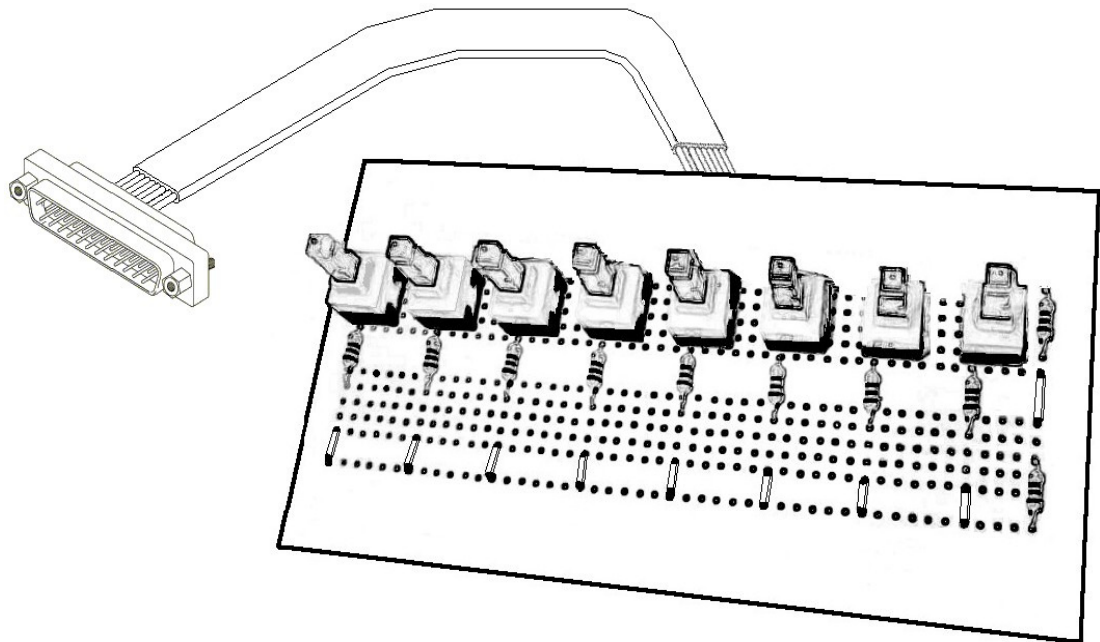


Figura 3.7 Resistencia del diodo p-i-n en función de la corriente de polarización.

El material utilizado en la construcción del circuito del control fue el siguiente:

- Cable telefónico de 8 vías (modular) con conductores calibre 28 AWG
- Cable para conexiones, calibre 24 AWG, de 300 V máximo y temperatura máxima 60 grados
- 8 Interruptores de presión (Push) de 12 V de corriente directa, 50 mA, 1 polo 2 tiros. Vida útil de 200000 operaciones eléctricas y 100000 mecánicas
- Conector macho DB25.
- Conector hembra DB25
- Placa fenólica de baquelita, tipo *protoboard*, grabada y perforada para prototipos con soldadura. Mide 7 x 13 cm.
- Resistencias de carbón de 220  $\Omega$  de  $\frac{1}{4}$  de Watt (8)
- Resistencias de carbón de 1.5K  $\Omega$  de  $\frac{1}{4}$  de Watt (2)

El circuito para conmutación puede ir conectado directamente al diafragma de control pero se colocó un conector DB25 macho en el circuito y otro DB25 hembra en el diafragma del modulador, esto se realizo con el fin de proteger al diafragma contra tensiones mecánicas y su fácil almacenamiento. El circuito para conmutación se muestra en la figura 3.8. El problema que se presenta con este circuito es con los interruptores, por el hecho de que se puede mantener encendido más de un diodo accidentalmente, esto por las características de los interruptores, una solución es, implementar un banco de interruptores, en el cual solo un interruptor se pueda mantener presionado, pero su costo elevado no es viable para fines prácticos.



**Figura 3.8** Circuito para conmutación de diafragma de control.

### **Guías de onda para acoplamiento**

Para realizar las mediciones del comportamiento del diafragma de control se utilizó un equipo de medición de ROE y atenuación del Departamento de Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería, UNAM, para poder utilizar este equipo de medición se utilizó:

- Transición de guía de onda rectangular a circular
- Guía de onda circular
- Guía de onda para acoplamiento del diafragma de control

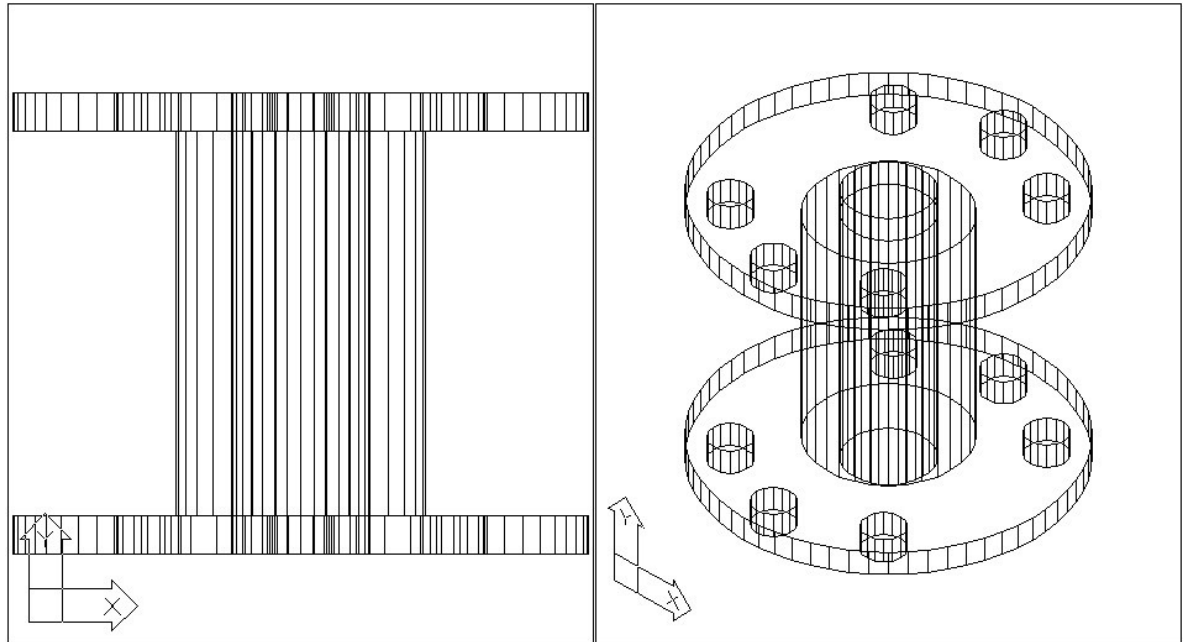
La construcción de las guías de onda se realizó en latón, que es una aleación de cobre y zinc con plomo, el latón destaca por su excelente maleabilidad y dócil comportamiento en la deformación a diversas temperaturas. Además de un fácil y uniforme mecanizado y alta ductilidad, en frío y en caliente, al latón se le reconoce una superior resistencia a la corrosión en ambientes particularmente agresivos. También es notable su resistencia al desgaste. Estas características se pueden modificar y mejorar ajustando las proporciones relativas de sus componentes y con pequeñas adiciones de otros elementos. Los procesos de fusión, colada, bajo estricto control, producen las distintas calidades, ligadas íntima y homogéneamente, que demanda cada mercado y aplicación específica en este caso para la realización de guías de onda.

De esta forma, se obtienen latones especialmente aptos para la mecanización con fácil desprendimiento de viruta, otros idóneos para estampación en caliente o para la deformación en frío, en mayor o menor grado, etc. El tipo de aleación debe ser estudiado en cada caso, siendo los criterios básicos de elección.

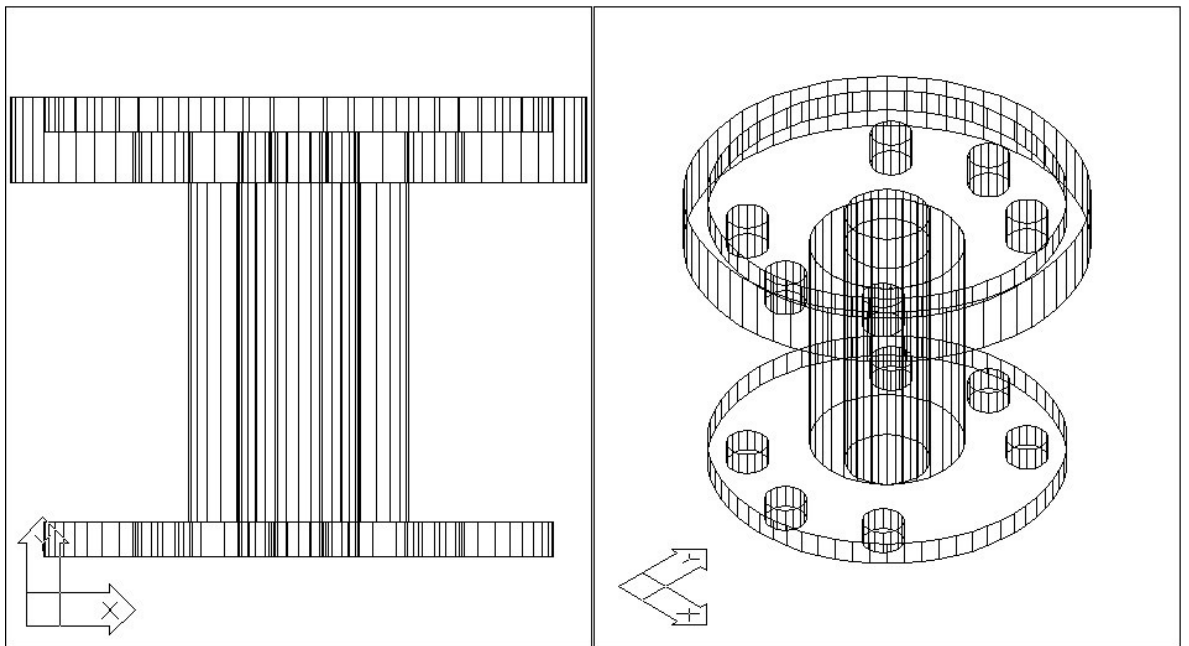
El latón utilizado para este trabajo es el siguiente CuZn36Pb3, con este tipo de latón se producen piezas mecanizadas en tornos de alta velocidad que no deben sufrir deformaciones en frío. Se utilizó este material latón por presentar pocas discontinuidades en su superficie, que al ser utilizado en microondas no produce ondas de alto orden que afectan al régimen unimodal en que se trabaje.

Existen otros materiales que se pueden utilizar pero debido a sus características no son idóneos para la construcción de guías de onda, como por ejemplo, el aluminio que por ser un material que presenta una baja calidad en México no se pueden utilizar, esto porque en comparación con el latón presenta un mayor número de discontinuidades que en altas frecuencias son dañinas, además que el costo de la pieza y el precio del maquinado es mayor que una pieza de latón. Otra opción, como puede ser el cobre, se descarta debido a que tiene una resistencia menor que el latón y es un material muy frágil. Otras opciones como el oro y la plata por razones obvias de costo no entran a discusión.

La fabricación de las guías de onda fue realizada en un taller de torno con un costo aproximado de \$500.00 pesos cada pieza. En las figuras 3.9 y 3.10 se pueden apreciar los esquemas de las guías de onda. El tamaño, medidas y más detalles de las guías de onda se pueden apreciar en la lámina 3.1 y lámina 3.2.



**Figura 3.9** Guía de onda que se conecta con la transición de guía de onda rectangular a circular.



**Figura 3.10** Guía de onda que se acopla con el modulador de amplitud-fase.



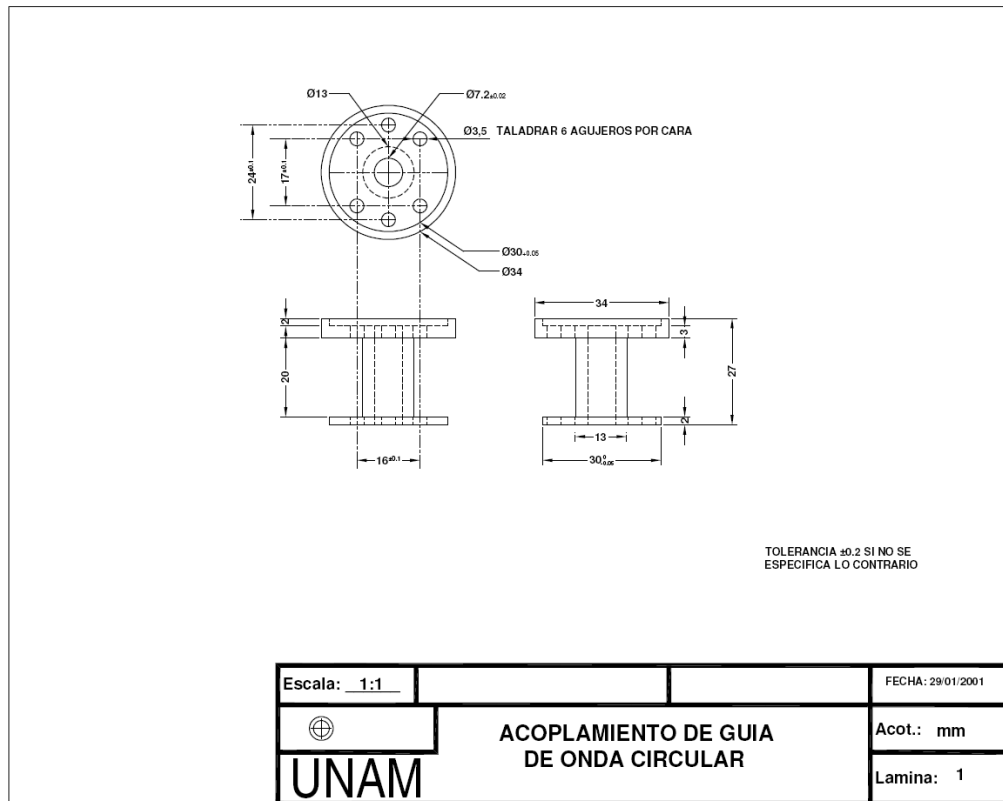


Lámina 3.1 Guía de onda que se acopla con el modulador de amplitud-fase.

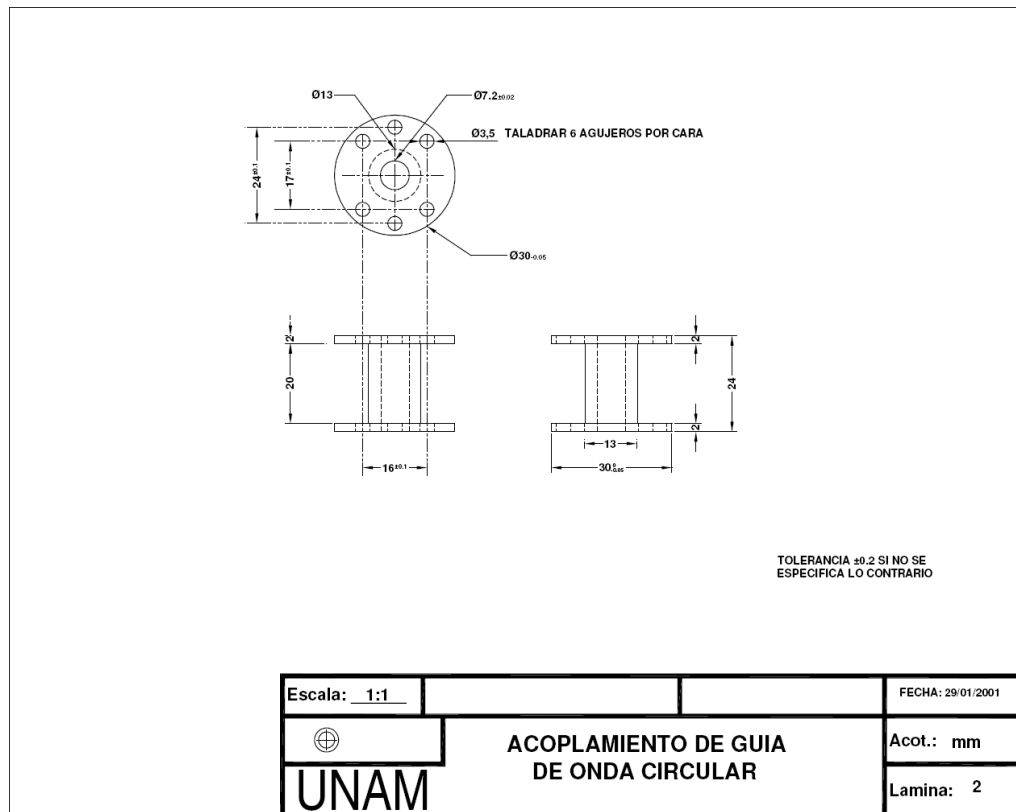


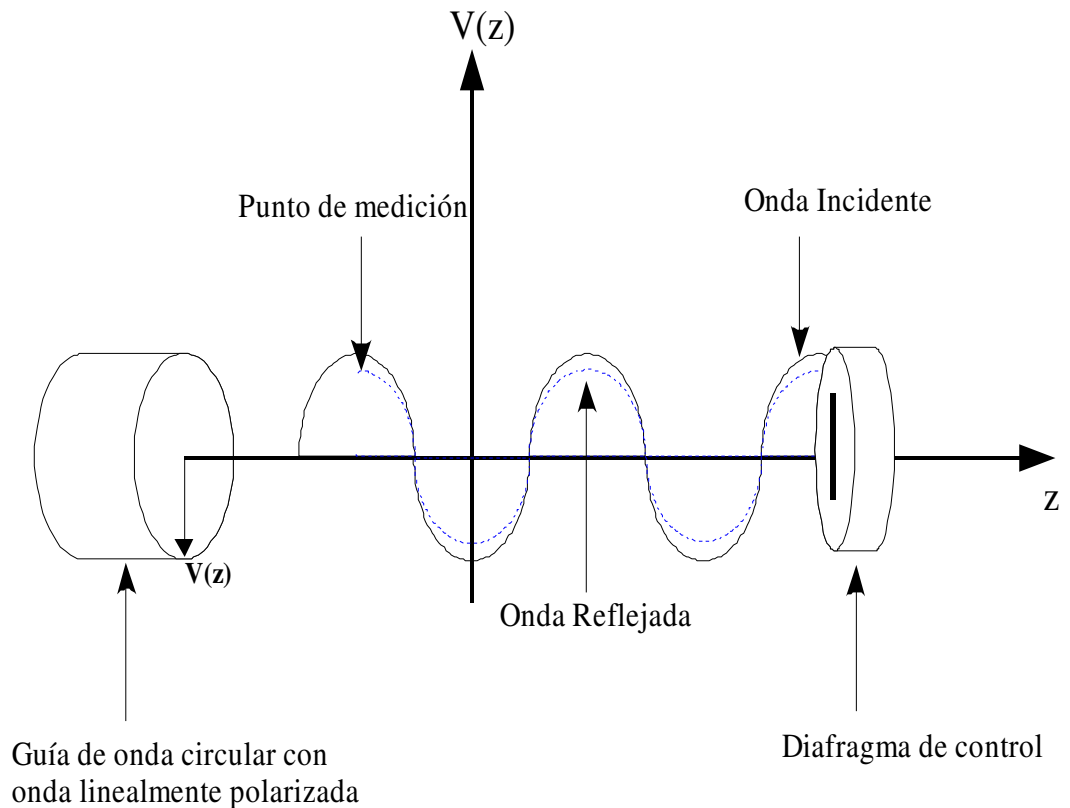
Lámina 3.2 Guía de onda que se conecta con la transición de guía de onda rectangular a circular

**Mediciones**

**Coeficiente de reflexión**

Se medirá el coeficiente de reflexión para mostrar cómo el diafragma de control refleja una onda incidente ortogonal al eje del stub con el diodo apagado, comprobando lo dicho en el capítulo 2, ecuaciones 2.12 y 2.33. Se debe tomar en cuenta que aquí la onda no es circularmente polarizada por lo que se girará el diafragma de control hasta encontrar el máximo de la onda reflejada. En la figura 3.11 se muestra cómo una onda linealmente polarizada viajará hasta llegar al diafragma de control reflejándose en el stub (en la figura se muestra un dipolo en corto en lugar del stub para facilitar el diagrama). Las pérdidas que se esperan serán alrededor de .65 dB de acuerdo a la tabla 2.1.

El procedimiento se realizará para los 8 diodos apagando uno a uno y girando el diafragma de control hasta encontrar el máximo de la onda reflejada, donde la onda estará ortogonal al eje del stub. Para caracterizar el diafragma de control se tomarán pérdidas de hasta 1 dB a partir del máximo valor de la onda reflejada.



**Figura 3.11** Medición del coeficiente de reflexión para el diafragma de control.

Se caracterizo el diafragma de control en un rango de frecuencias de los 33 GHz – 38 GHz, el diagrama de conexión se muestra en la figura 3.12 para las mediciones del coeficiente de reflexión, en el punto de medición es donde se tomará la onda reflejada, los resultados obtenidos se muestran en las figuras 3.15 – 3.31, se puede observar que se tienen pérdidas de  $1.2 \pm 0.5$  dB para el rango de 35-37.5 GHz.

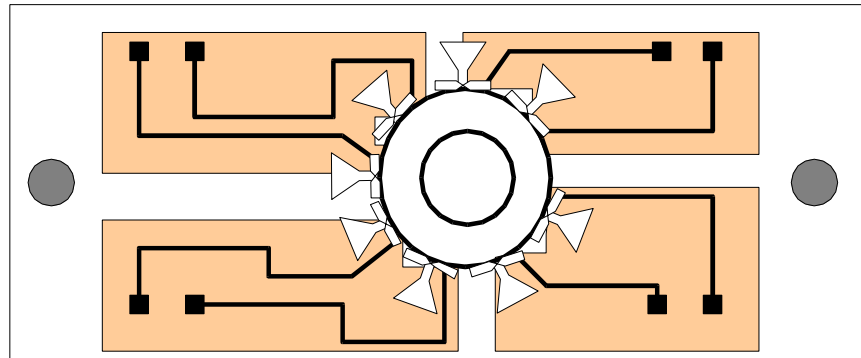


Figura 3.12 Diafragma de control con 8 diodos.

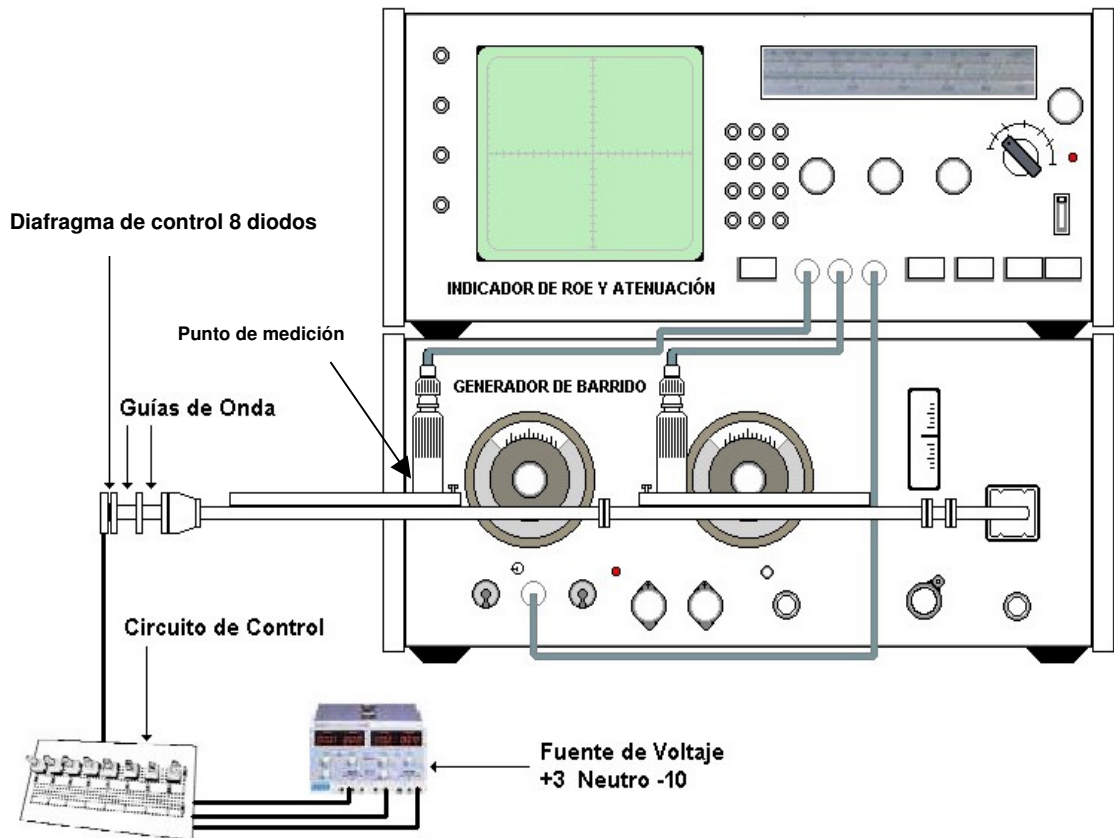
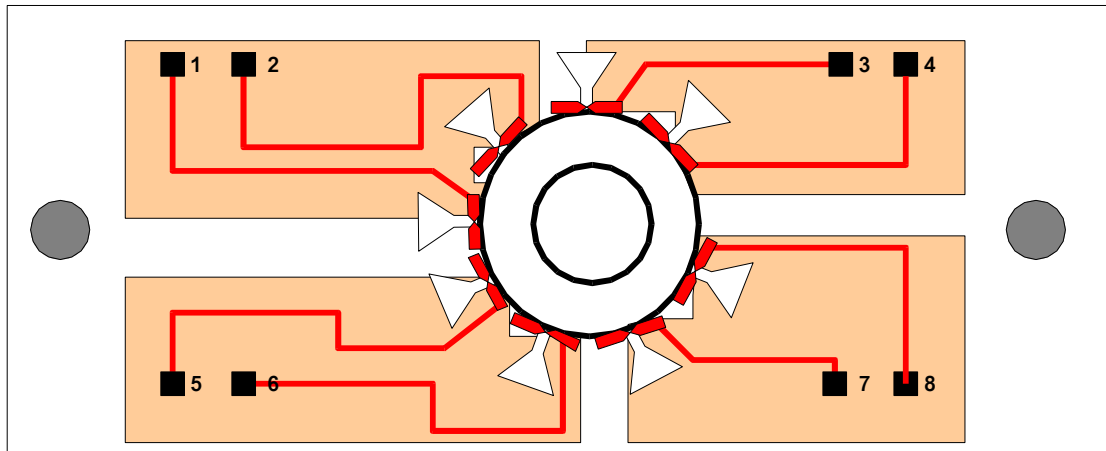


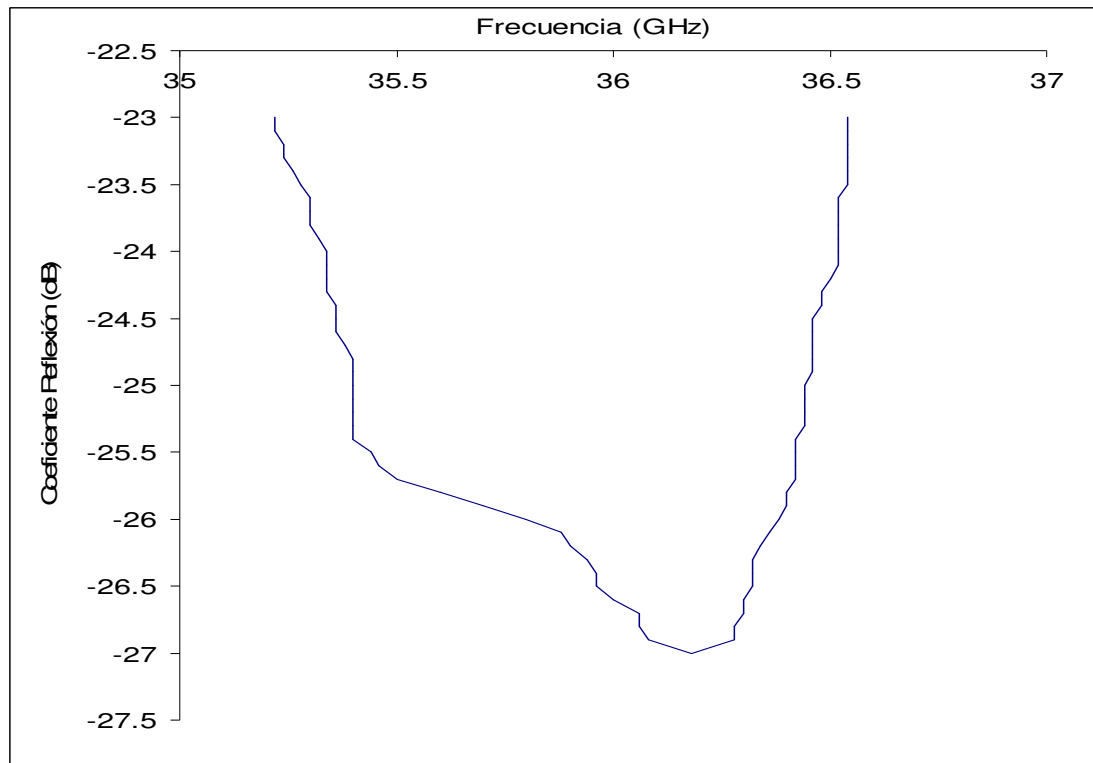
Figura 3.13 Diagrama de conexión para pruebas del coeficiente de reflexión.

**TODOS LOS DIODOS ENCENDIDOS**

Se realizó la medición encendiendo todos los diodos, como se observa en la gráfica, existe la menor reflexión para las frecuencias en las que está diseñada la ranura circular. Se observa cómo la ranura circular tiene un buen comportamiento para el rango de frecuencias de 35.8 – 36.38 GHz. La ranura circular presenta una frecuencia de resonancia en los 36.18 GHz (se presenta el menor coeficiente de reflexión, como se observa en la figura 3.15). El circuito para controlar los diodos está funcionando correctamente encendiendo todos los diodos. La figura 3.15 nos indica que todos los diodos están funcionando, no se encuentra ninguno dañado al poder ver la frecuencia de resonancia de la ranura circular. Los valores de las mediciones tomadas se pueden ver en el anexo A.



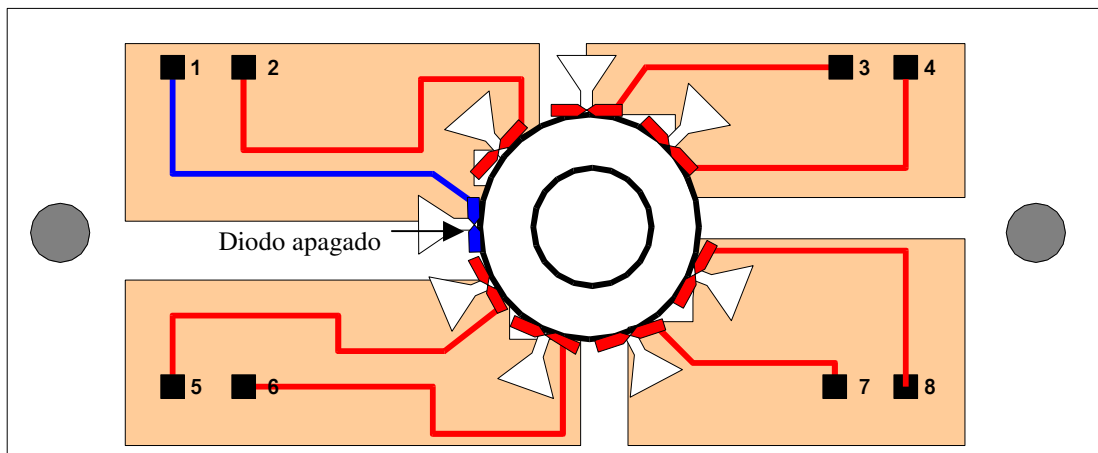
**Figura 3.14** Diafragma de control con los 8 diodos encendidos.



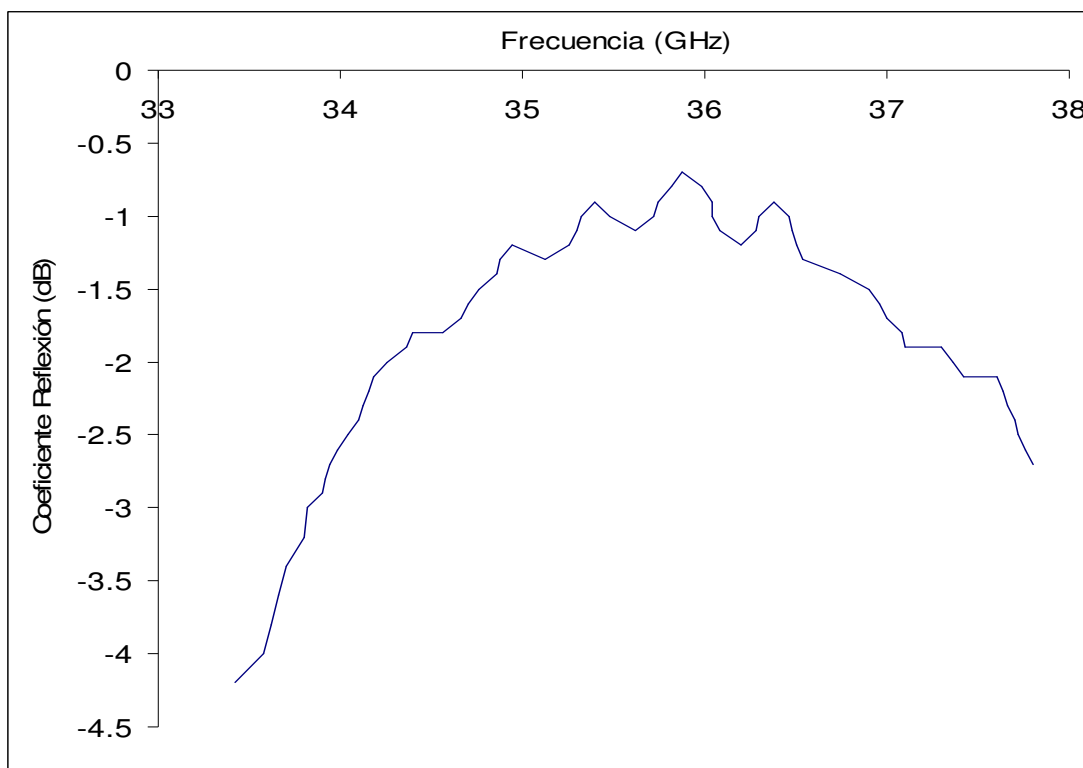
**Figura 3.15** Gráfica de coeficiente de reflexión todos los diodos encendidos.

**PRIMER DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el primer diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar el mayor valor para la onda reflejada. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en los 35.88 GHz en donde se tiene el mayor voltaje reflejado de la onda incidente. Las pérdidas de 0.7 dB en la frecuencia de resonancia se deben al diodo. El diafragma de control opera en las mejores condiciones en la banda de frecuencias de 34.66–37 GHz. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



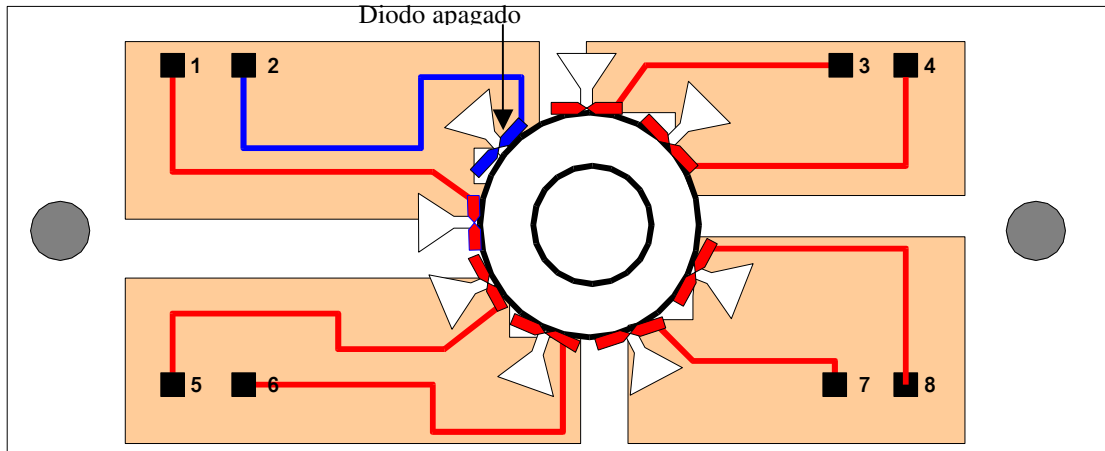
**Figura 3.16** Diafragma de control con el primer diodo apagado.



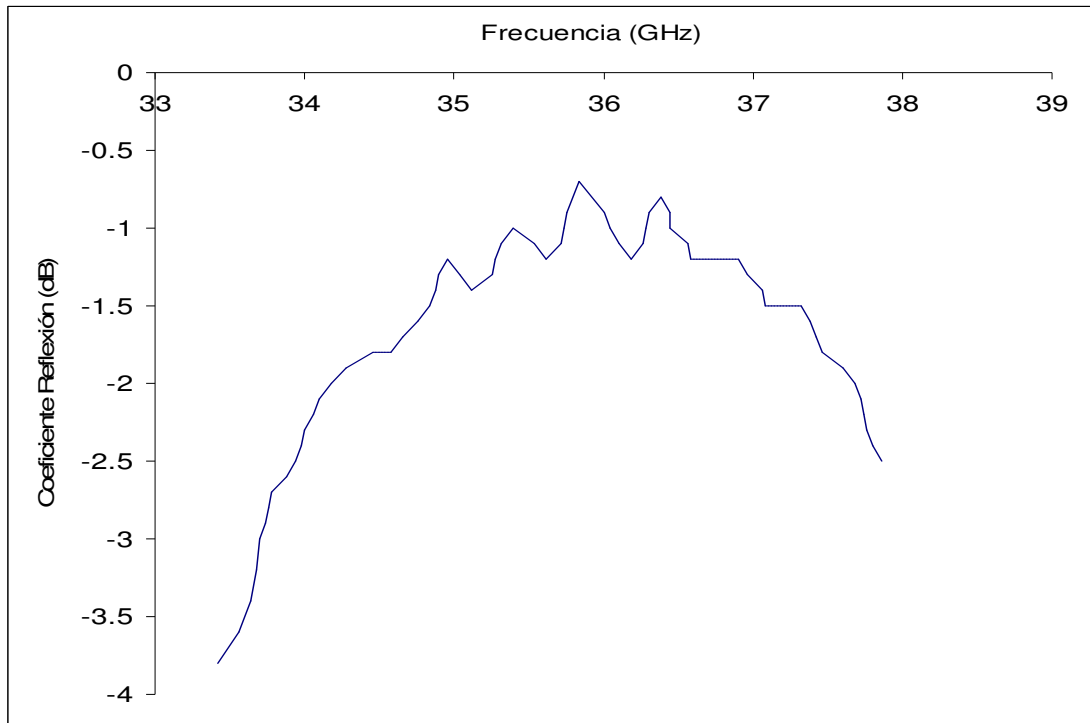
**Figura 3.17** Gráfica del coeficiente de reflexión primer diodo apagado.

**SEGUNDO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el segundo diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar el mayor valor para la onda reflejada. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en los 35.84 GHz en donde se tiene el mayor voltaje reflejado de la onda incidente. Las pérdidas de 0.7 dB en la frecuencia de resonancia se deben al diodo. El diafragma de control opera en las mejores condiciones en la banda de frecuencias de 34.66 – 37.42 GHz. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



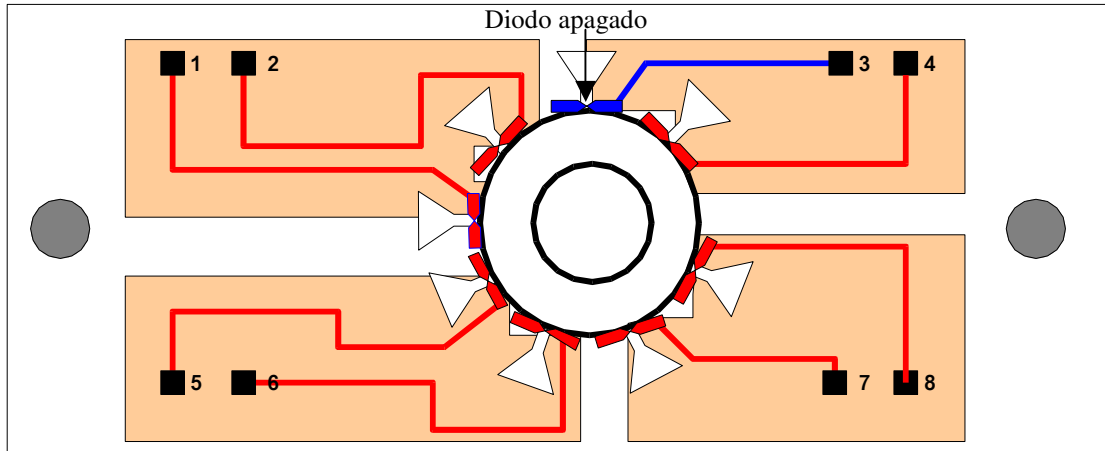
**Figura 3.18** Diafragma de control con el segundo diodo apagado.



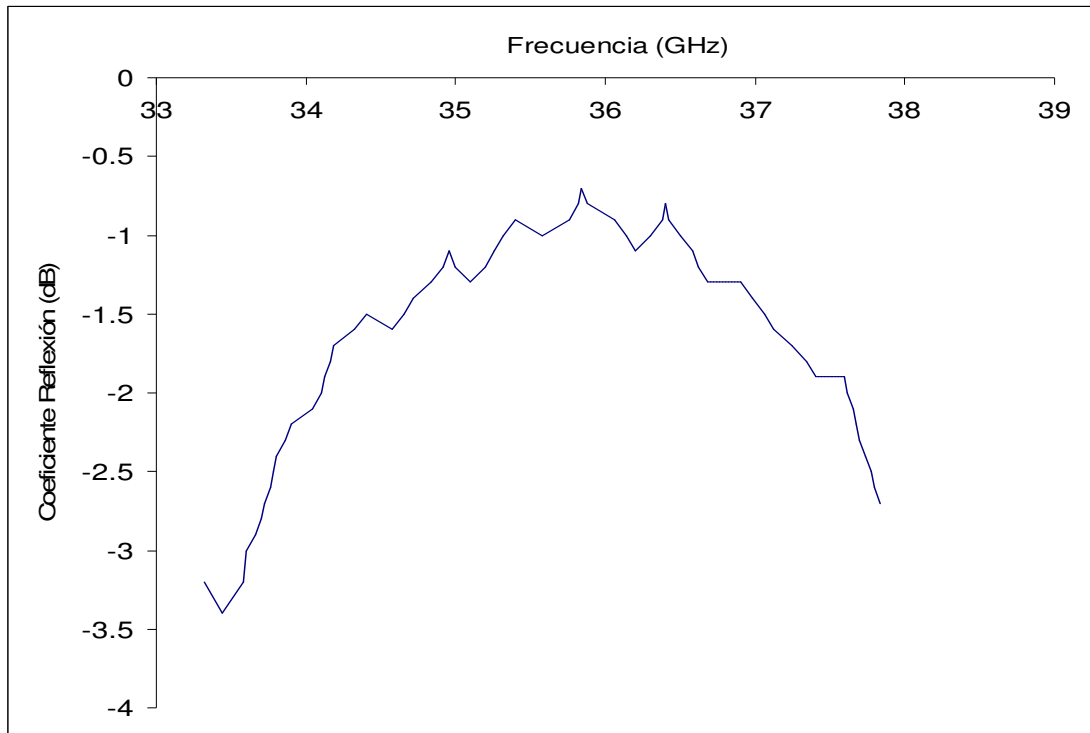
**Figura 3.19** Gráfica del coeficiente de reflexión segundo diodo apagado

**TERCER DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el tercer diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar el mayor valor para la onda reflejada. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en los 35.84 GHz en donde se tiene el mayor voltaje reflejado de la onda incidente. Las pérdidas de 0.7 dB en la frecuencia de resonancia se deben al diodo. El diafragma de control opera en las mejores condiciones en la banda de frecuencias de 34.18–37.24 GHz. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



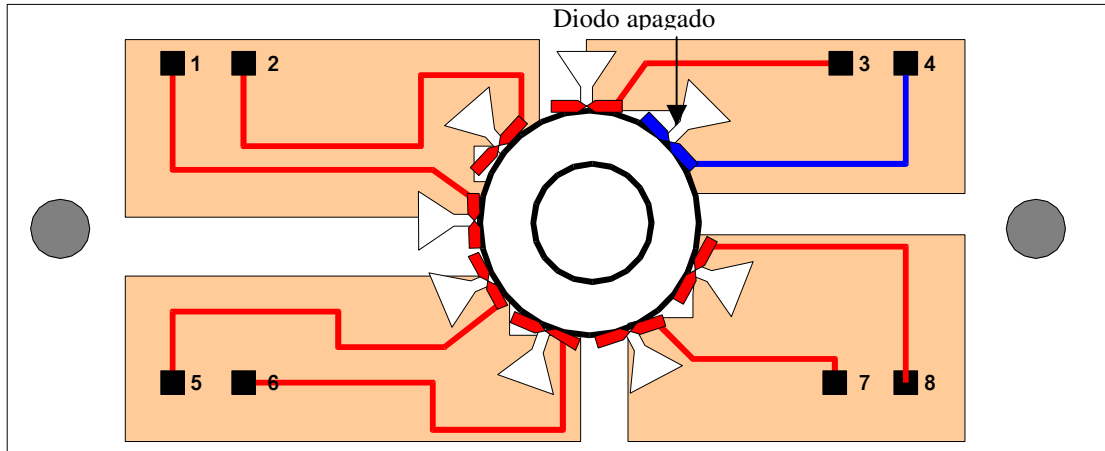
**Figura 3.20** Diafragma de control con el tercer diodo apagado.



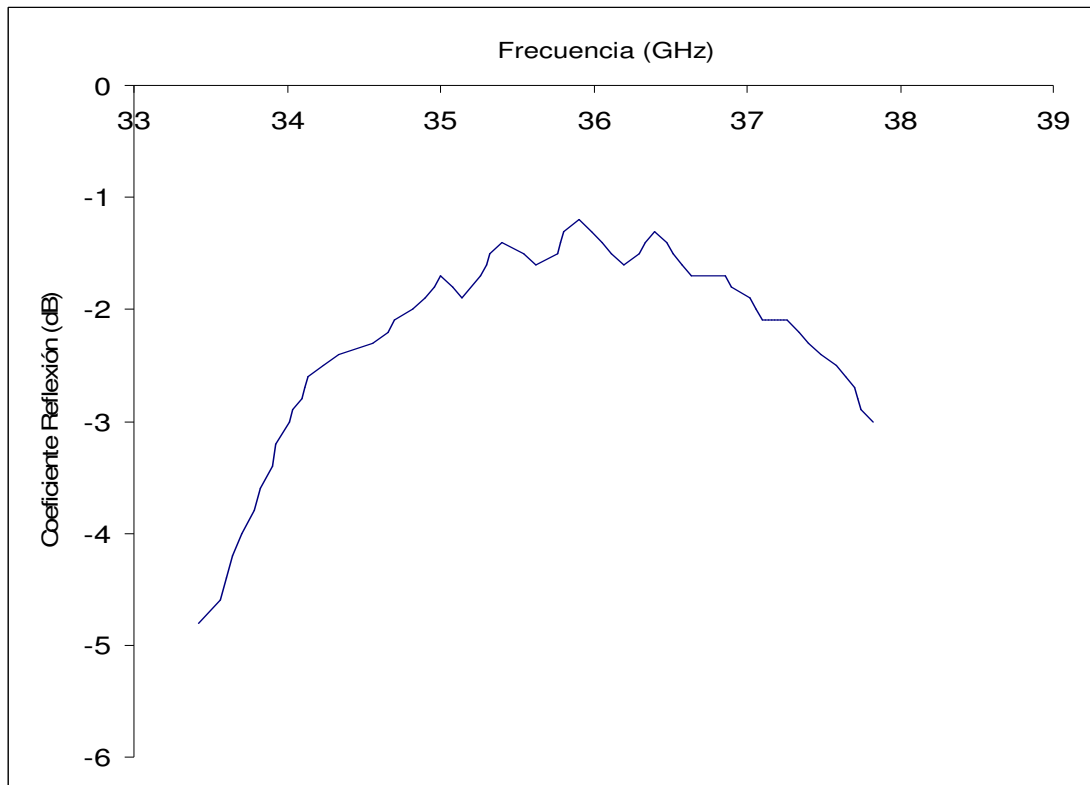
**Figura 3.21** Gráfica del coeficiente de reflexión tercer diodo apagado

**CUARTO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el cuarto diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar el mayor valor para la onda reflejada. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en los 35.9 GHz en donde se tiene el mayor voltaje reflejado de la onda incidente. Las pérdidas de 1.2 dB en la frecuencia de resonancia se deben al diodo, en este caso se presenta mayores pérdidas. El diafragma de control opera en las mejores condiciones en la banda de frecuencias de 34.66–37.34 GHz. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



**Figura 3.22** Diafragma de control con el cuarto diodo apagado.

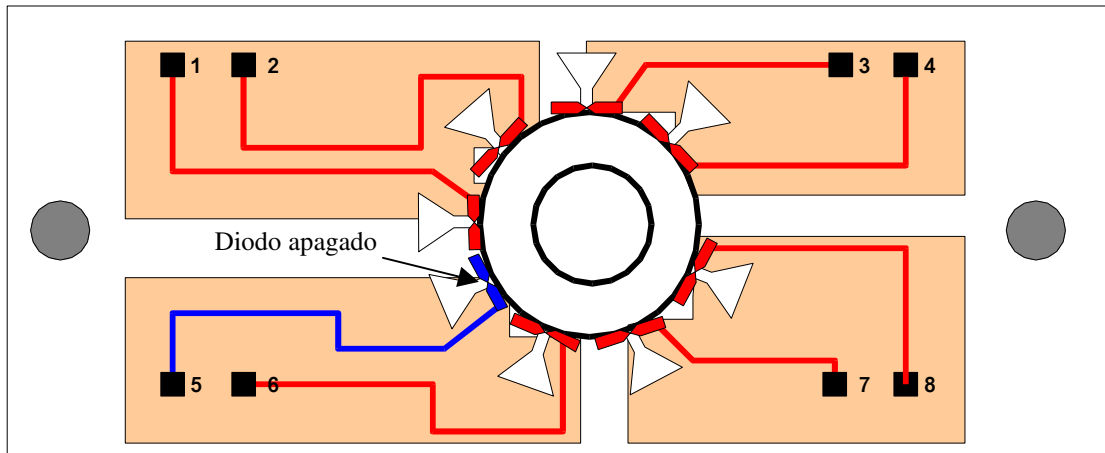


**Figura 3.23** Gráfica del coeficiente de reflexión cuarto diodo apagado

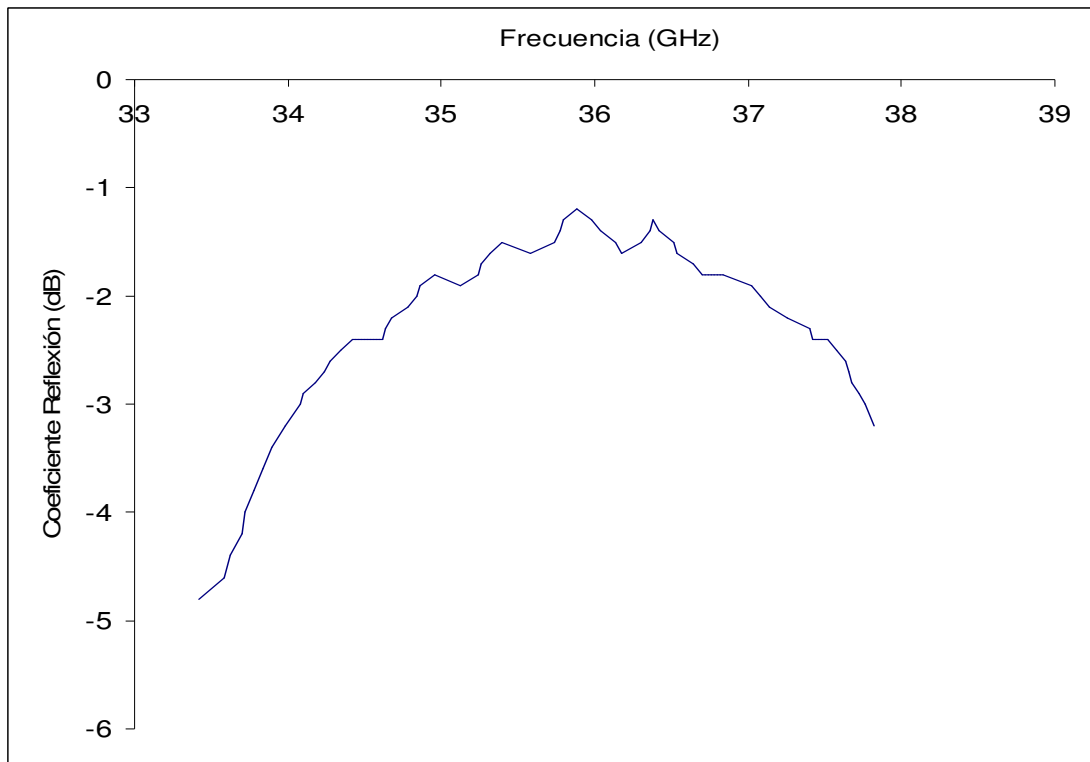


**QUINTO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el quinto diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar el mayor valor para la onda reflejada. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en los 35.88 GHz en donde se tiene el mayor voltaje reflejado de la onda incidente. Las pérdidas de 1.2 dB en la frecuencia de resonancia se deben al diodo, al igual que el caso anterior el diodo no presenta sus mejores características. El diafragma de control opera en las mejores condiciones en la banda de frecuencias de 35.26 – 36.64 GHz. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



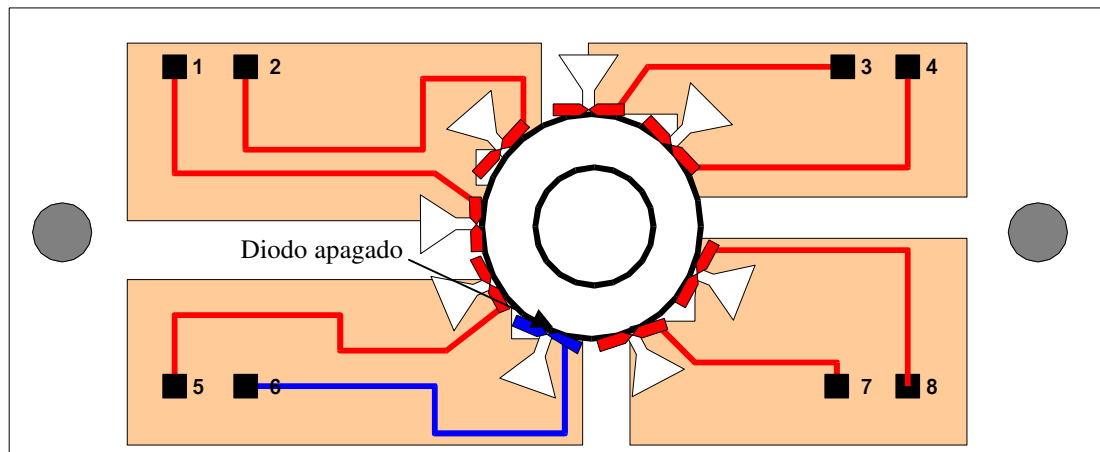
**Figura 3.24** Diafragma de control con el quinto diodo apagado.



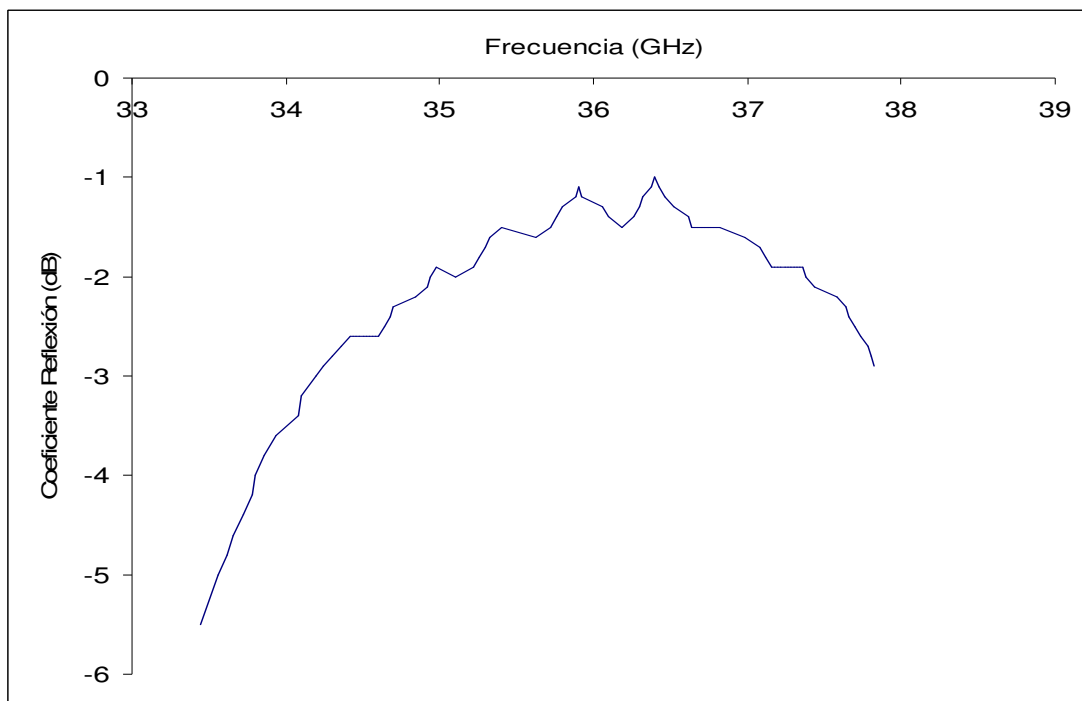
**Figura 3.25** Gráfica del coeficiente de reflexión quinto diodo apagado

**SEXTO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el sexto diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar el mayor valor para la onda reflejada. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 36.4 GHz en donde se tiene el mayor voltaje reflejado de la onda incidente. Las pérdidas de 1 dB se deben al diodo, este diodo presenta mejores características que los dos anteriores, sin embargo la frecuencia de resonancia es mayor, por lo que la apertura de la ranura debe ser menor que las anteriores. El diafragma de control opera en las mejores condiciones en la banda de frecuencias de 34.94–37.38 GHz. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



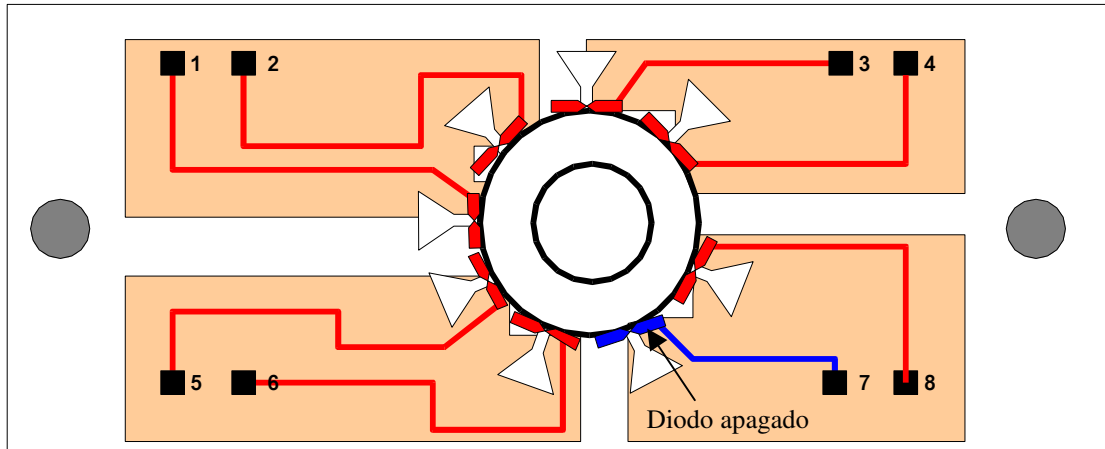
**Figura 3.26** Diafragma de control con el sexto diodo apagado.



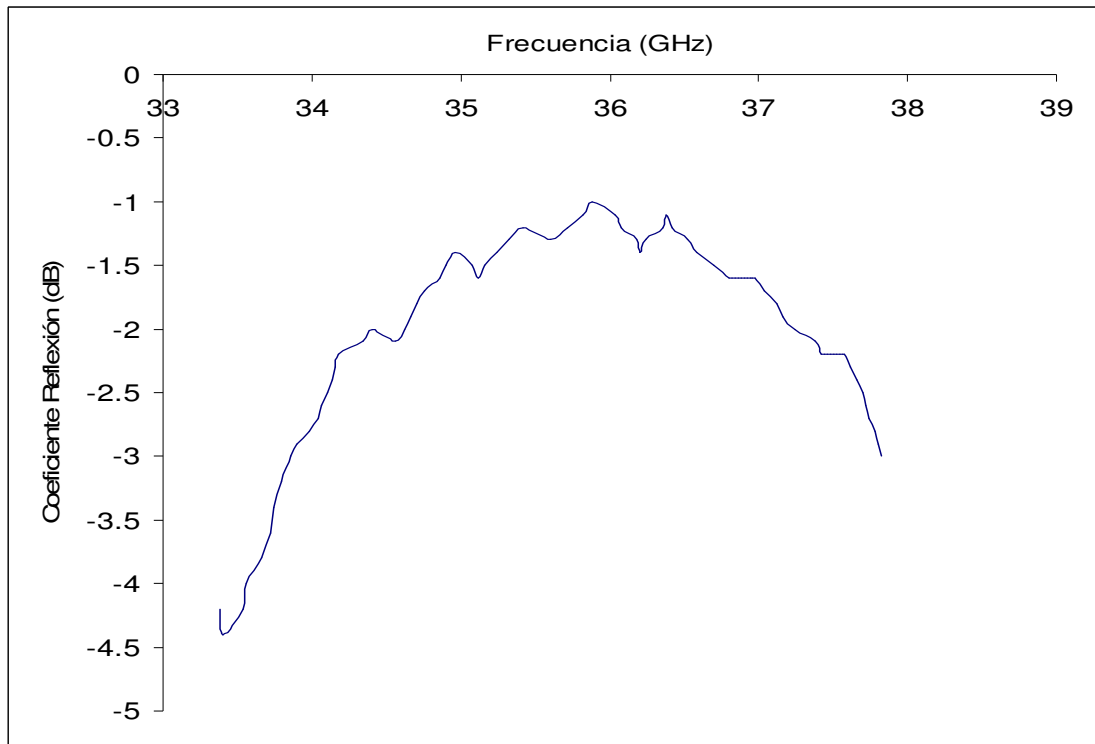
**Figura 3.27** Gráfica del coeficiente de reflexión sexto diodo apagado

**SEPTIMO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el séptimo diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar el mayor valor para la onda reflejada. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 35.88 GHz en donde se tiene el mayor voltaje reflejado de la onda incidente. Las pérdidas de 1 dB se deben al diodo, la frecuencia de resonancia se sigue manteniendo constante. El diafragma de control opera en las mejores condiciones en la banda de frecuencias de 34.62 – 37.24 GHz. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



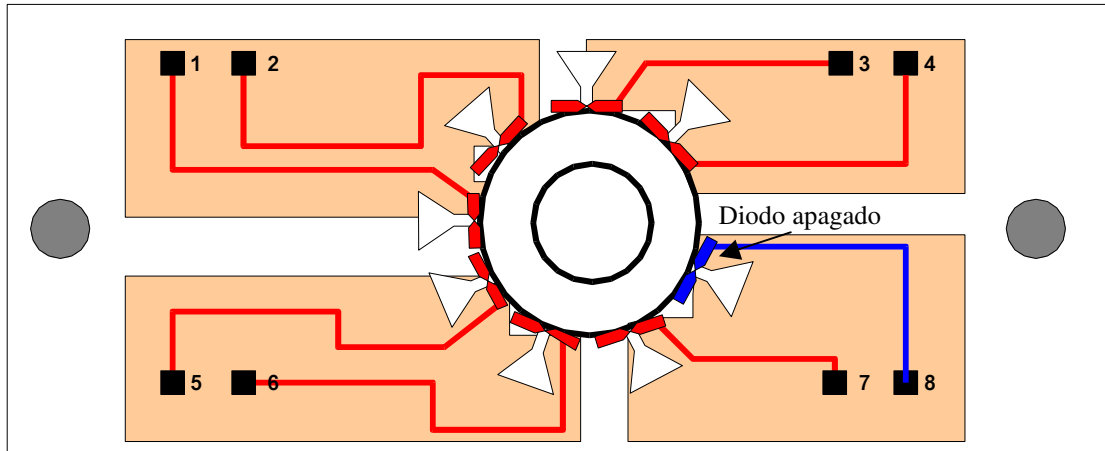
**Figura 3.28** Diafragma de control con el séptimo diodo apagado.



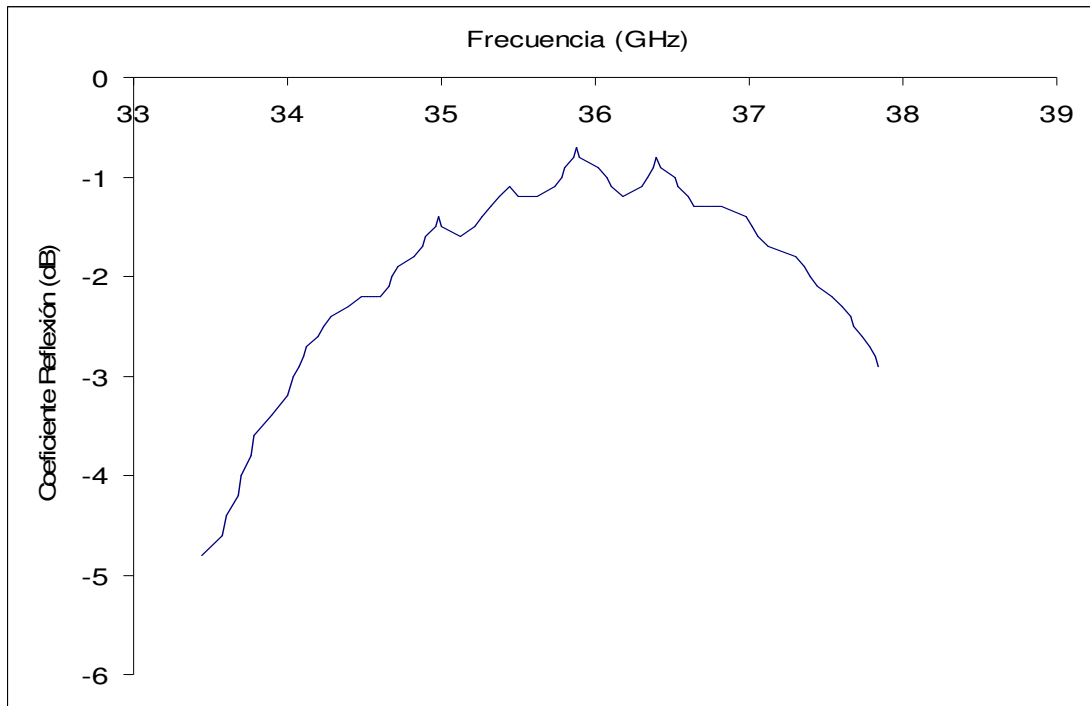
**Figura 3.29** Gráfica del coeficiente de reflexión séptimo diodo apagado

**OCTAVO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el octavo diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar el mayor valor para la onda reflejada. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 35.88 GHz en donde se tiene el mayor voltaje reflejado de la onda incidente. Las pérdidas de 0.7 dB en la frecuencia de resonancia se deben al diodo. El diafragma de control opera en las mejores condiciones en la banda de frecuencias de 34.88–37.12 GHz. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



**Figura 3.30** Diafragma de control con el octavo diodo apagado.

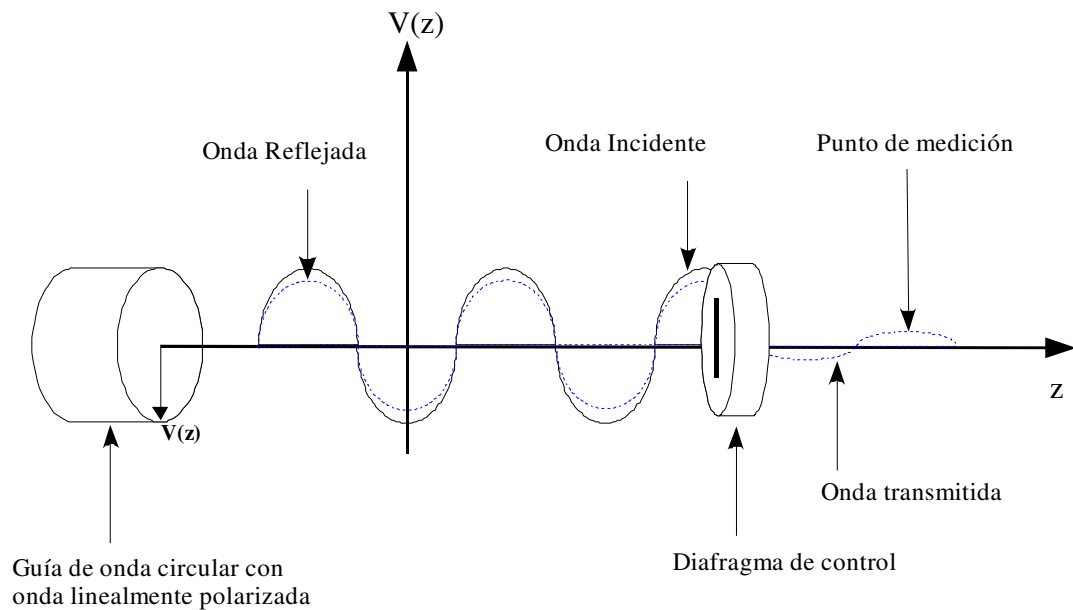


**Figura 3.31** Gráfica del coeficiente de reflexión octavo diodo apagado

**Coefficiente de transmisión**

Se medirá el coeficiente de transmisión para mostrar cómo el diafragma de control refleja una onda incidente ortogonal al eje del stub con el diodo apagado, en teoría no se deberá transmitir ninguna onda. Se debe tomar en cuenta que aquí la onda no es circularmente polarizada por lo que se girará el diafragma de control hasta encontrar el máximo de la onda reflejada. En la figura 3.32 se muestra como una onda linealmente polarizada viajará hasta llegar al diafragma de control reflejándose en el stub, en la figura se muestra un dipolo en corto en lugar del stub para facilitar el diagrama. En teoría toda la onda se deberá reflejar por lo que la onda transmitida será mínima

El procedimiento se realizará para los 8 diodos apagando uno a uno, girando el diafragma de control hasta encontrar el mínimo de la onda transmitida, donde la onda estará ortogonal al eje del stub.



**Figura 3.32** Medición del coeficiente de transmisión para el diafragma de control.

Para medir el coeficiente de transmisión se caracterizó el diafragma de control en un rango de frecuencias de los 33 – 38 GHz, el diagrama de conexión se muestra en la figura 3.33, en el punto de medición se tomará la medición de la onda transmitida. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 3.34 – 3.41, se puede observar que se tienen las máximas pérdidas a la frecuencia de resonancia para el rango de 35 – 37.5 GHz.

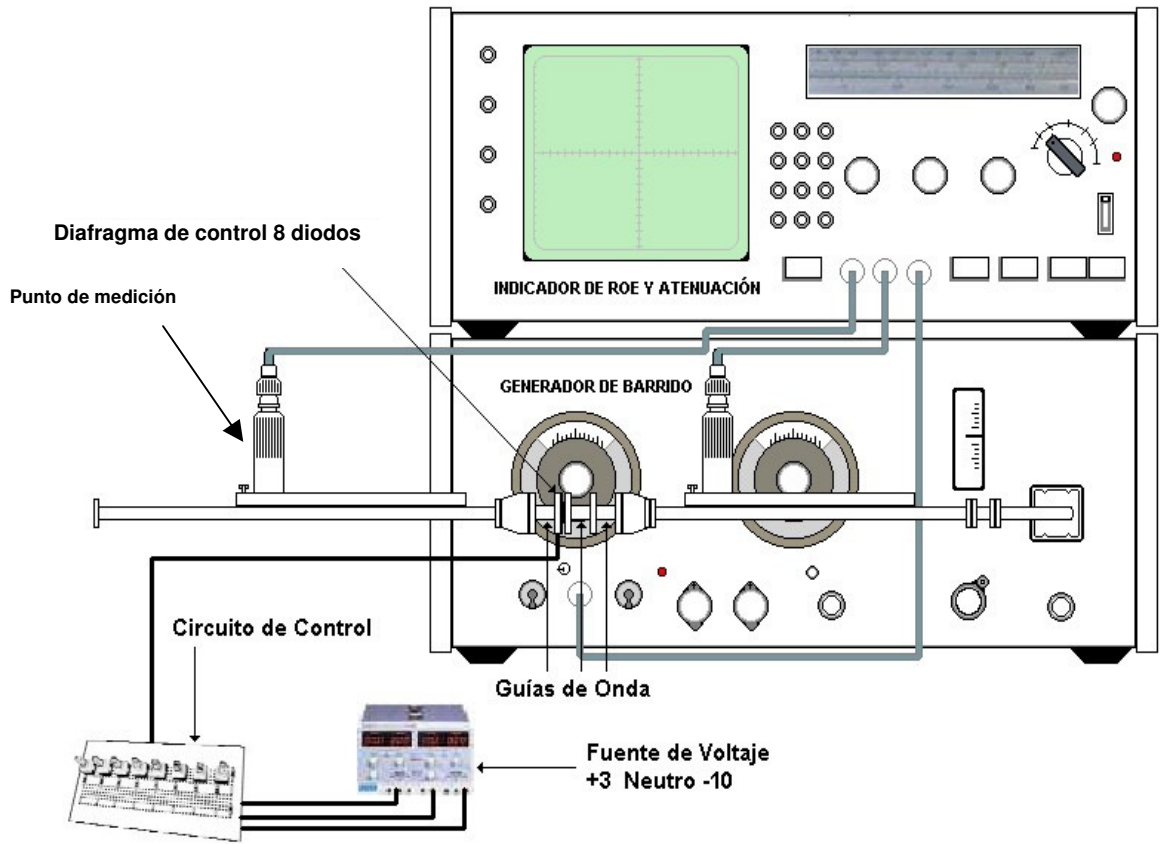
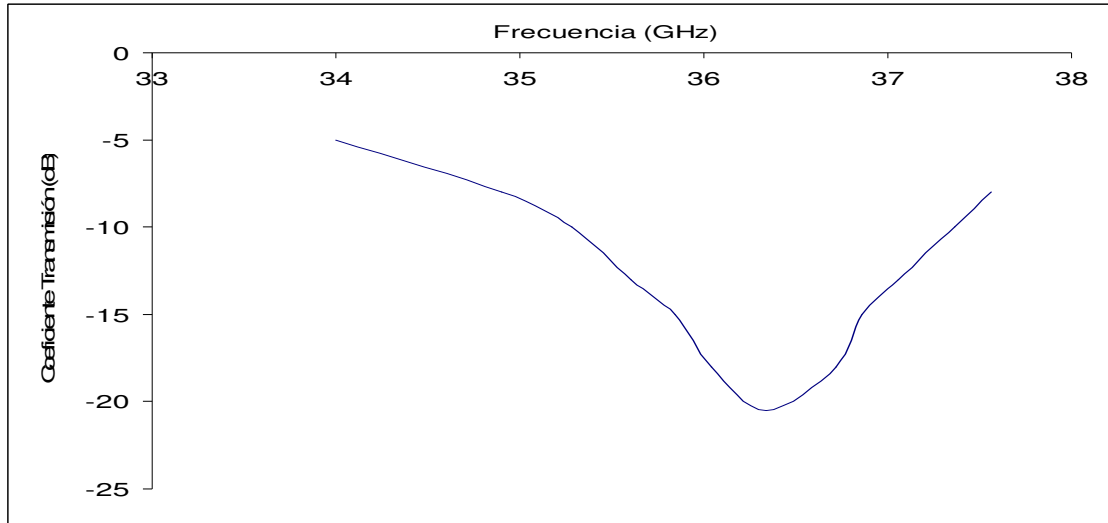


Figura 3.33 Diagrama de conexión para mediciones del coeficiente de transmisión

**PRIMER DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

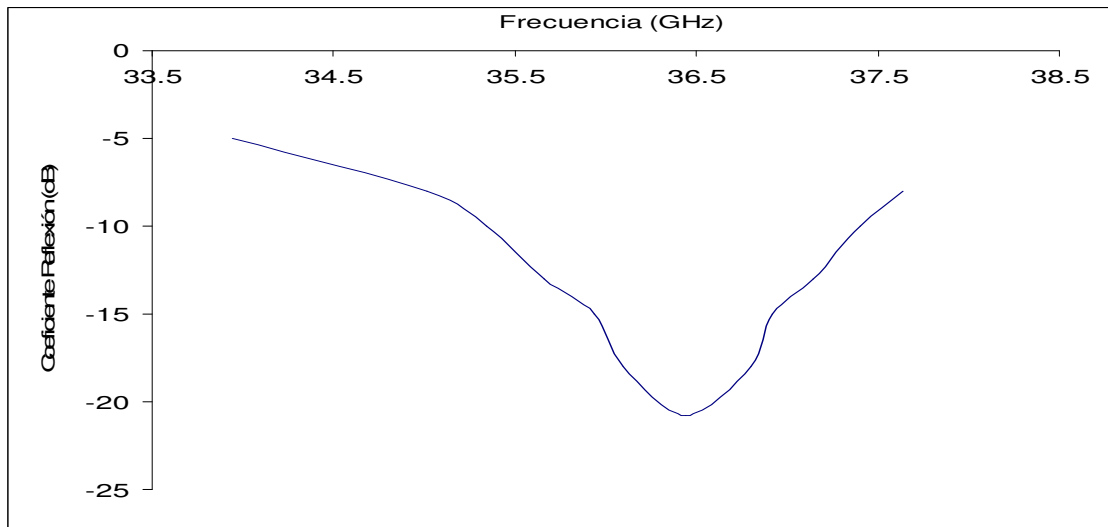
Se realizó la medición apagando el primer diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar la menor onda transmitida, aquí se encontrará la onda incidente ortogonal al stub con el diodo apagado. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 36.34 GHz en donde se tiene el menor voltaje para la onda incidente, se tienen pérdidas de 20.5 dB. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



**Figura 3.34** Gráfica del coeficiente de transmisión primer diodo apagado

**SEGUNDO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

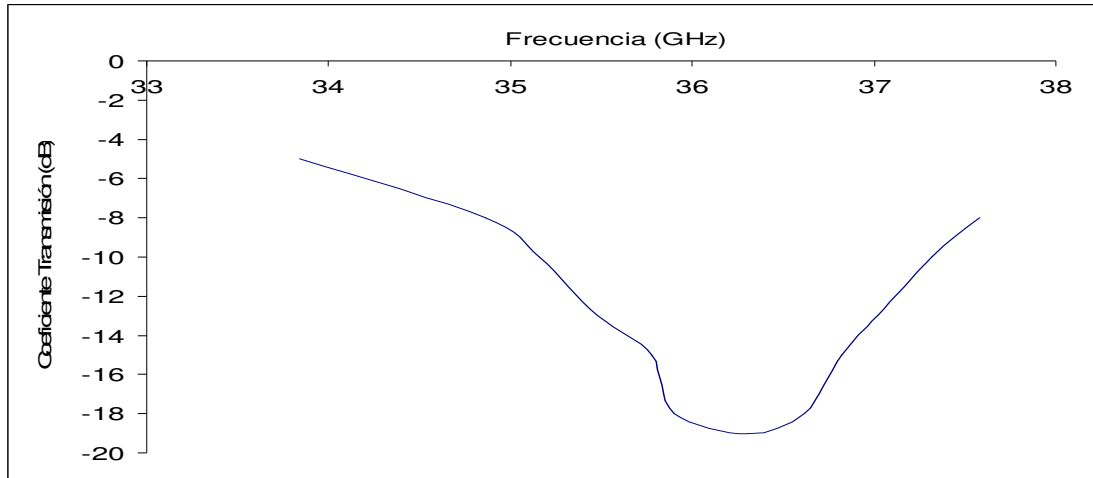
Se realizo la medición apagando el segundo diodo, los 7 diodos restantes encendidos, se giro el diafragma de control hasta encontrar la menor onda transmitida, aquí se encontrará la onda incidente ortogonal al stub con el diodo apagado. Como se observa en la gráfica la frecuencia de resonancia se tiene en 36.44 GHz en donde se tiene el menor voltaje para la onda incidente, se tienen pérdidas de 20.8 dB. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



**Figura 3.35** Gráfica del coeficiente de transmisión del segundo diodo apagado

**TERCER DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

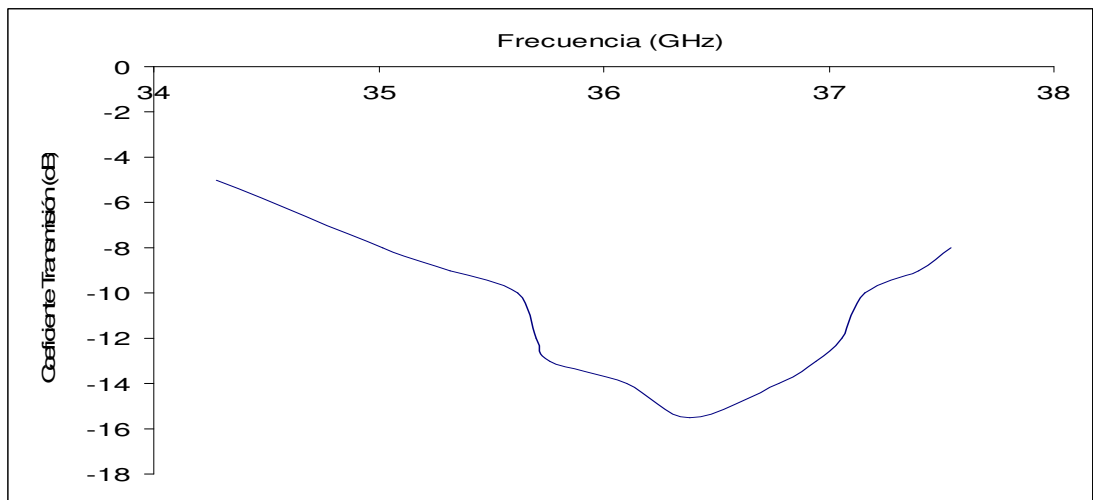
Se realizó la medición apagando el tercer diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar la menor onda transmitida, aquí se encontrará la onda incidente ortogonal al stub con el diodo apagado. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 36.3 GHz en donde se tiene el menor voltaje para la onda incidente, se tienen pérdidas de 19 dB. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



**Figura 3.36** Gráfica del coeficiente de transmisión tercer diodo apagado

**CUARTO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el cuarto diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar la menor onda transmitida, aquí se encontrará la onda incidente ortogonal al stub con el diodo apagado. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 36.38 GHz en donde se tiene el menor voltaje para la onda incidente, se tienen pérdidas de 15.5, como se había observado en las mediciones de coeficiente de reflexión este diodo no presenta características óptimas. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.

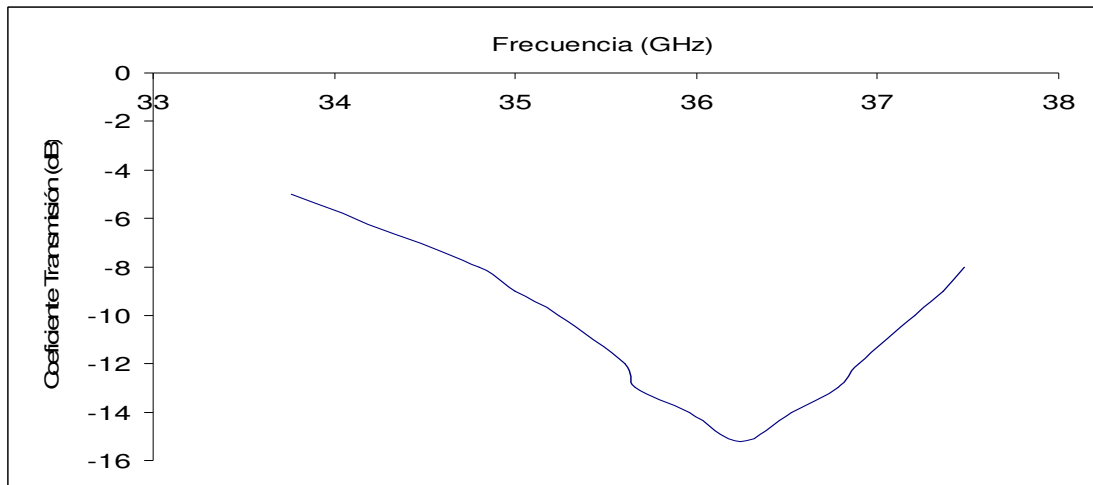


**Figura 3.37** Gráfica del coeficiente de transmisión cuarto diodo apagado



**QUINTO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

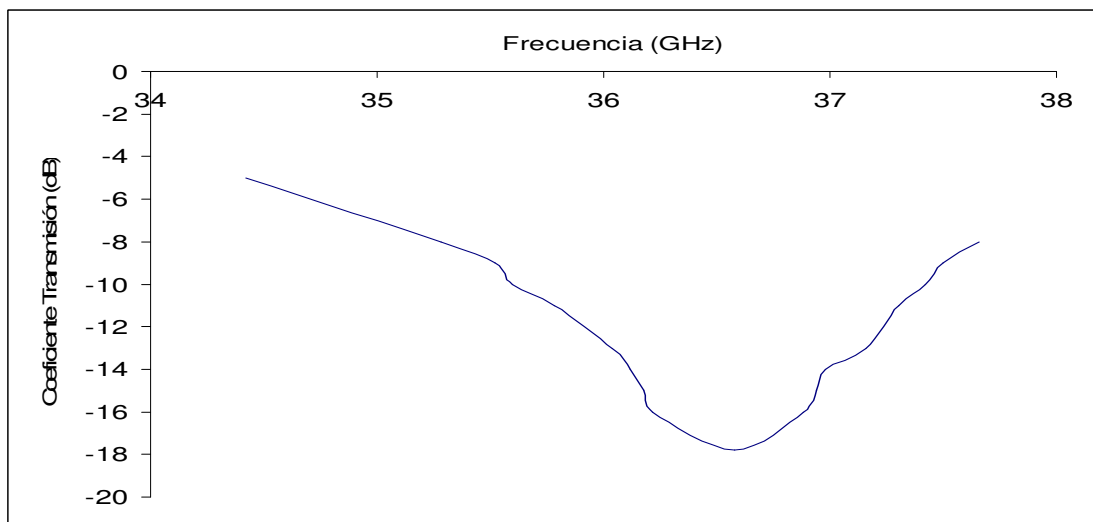
Se realizó la medición apagando el quinto diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar la menor onda transmitida, aquí se encontrará la onda incidente ortogonal al stub con el diodo apagado. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 36.24 GHz en donde se tiene el menor voltaje para la onda incidente, se tienen pérdidas de 15.2 dB, como se había observado en las mediciones de coeficiente de reflexión este diodo no presenta características optimas. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



**Figura 3.38** Gráfica del coeficiente de transmisión quinto diodo apagado

**SEXTO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

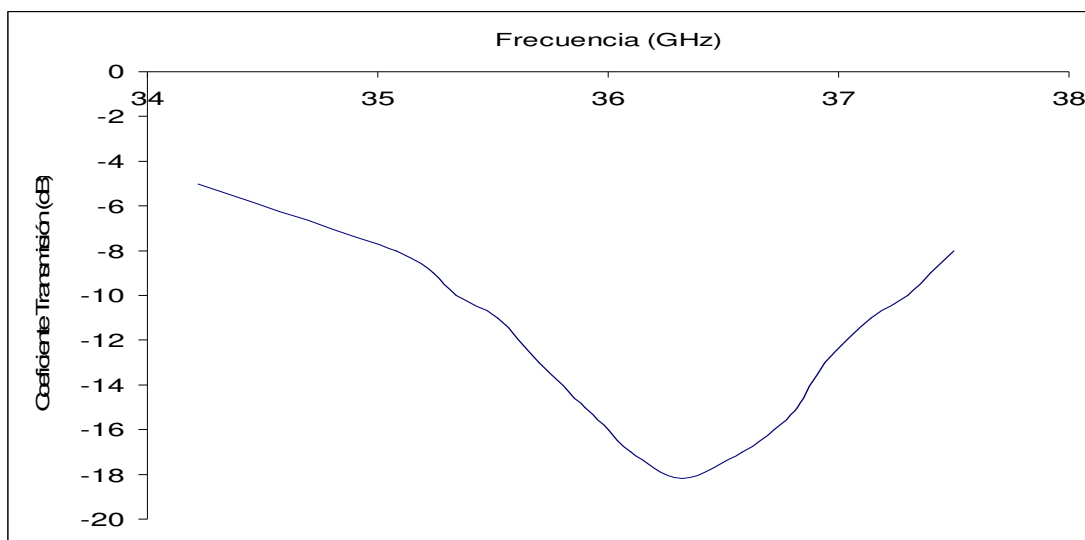
Se realizó la medición apagando el sexto diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar la menor onda transmitida, aquí se encontrará la onda incidente ortogonal al stub con el diodo apagado. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 36.58 GHz en donde se tiene el menor voltaje para la onda incidente, se tienen pérdidas de 17.8 dB. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



**Figura 3.39** Gráfica del coeficiente de transmisión sexto diodo apagado

**SEPTIMO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

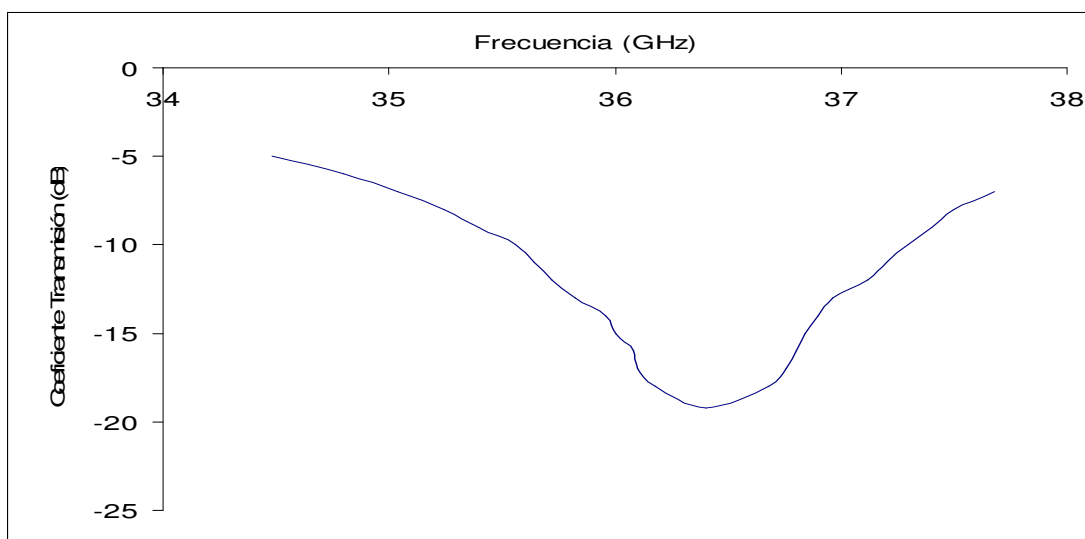
Se realizó la medición apagando el séptimo diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar la menor onda transmitida, aquí se encontrará la onda incidente ortogonal al stub con el diodo apagado. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 36.32 GHz en donde se tiene el menor voltaje para la onda incidente, se tienen pérdidas de 18.2 dB. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



**Figura 3.40** Gráfica del coeficiente de transmisión séptimo diodo apagado

**OCTAVO DIODO APAGADO, DIODOS RESTANTES ENCENDIDOS**

Se realizó la medición apagando el octavo diodo y los 7 diodos restantes encendidos, se giró el diafragma de control hasta encontrar la menor onda transmitida, aquí se encontrará la onda incidente ortogonal al stub con el diodo apagado. Como se observa en la gráfica, la frecuencia de resonancia se tiene en 36.4 GHz en donde se tiene el menor voltaje para la onda incidente, se tienen pérdidas de 19.2 dB. Las mediciones se pueden ver en el anexo A.



**Figura 3.41** Gráfica del coeficiente de transmisión octavo diodo apagado.

**Resultados**

A partir de las mediciones anteriores se tienen los siguientes resultados:

- Los 8 diodos se encuentran operando, cuando se suministra la corriente de polarización se puede ver la frecuencia de resonancia de la ranura circular.
- La ranura circular del diafragma presenta una frecuencia de resonancia en los 36.18 GHz
- Los diodos cuarto y quinto presentan las mayores pérdidas 1.2 dB.
- Los diodos primero, segundo, tercero y octavo presentan las menores pérdidas de la onda incidente de .7 dB.
- La frecuencia de resonancia del diafragma de control se presenta alrededor de los 35.88 GHz, en ésta se debe de tener la mayor amplitud de la onda controlada.
- La banda de frecuencias óptimas se encuentra entre los 34.66 – 37.24 GHz.
- La frecuencia de resonancia de la ranura donde se encuentra el sexto diodo es mayor al promedio de las restantes.

DIODO/STUB	FRECUENCIA RESONANCIA [GHz]	PERDIDAS MÍNIMAS [dB]	FRECUENCIA OPERACIÓN INFERIOR [GHz] (a 1 dB)	FRECUENCIA OPERACIÓN SUPERIOR[GHz] (a 1 dB)
1	35.88	0.7	34.66	37
2	35.84	0.7	34.66	37.42
3	35.84	0.7	34.18	37.24
4	35.9	1.2	34.66	37.34
5	35.88	1.2	35.26	36.64
6	36.4	1	34.94	37.38
7	35.88	1	34.62	37.24
8	35.88	0.7	34.88	37.12
PROMEDIO	35.9375	0.9	34.7325	37.1725
DESVIACIÓN MEDIA	0.11562	0.2	0.220625	0.189375
MODA <sup>a</sup>	35.88	0.7	34.66	37.24

Tabla 3.1 Resumen características de los desplazadores de fase en el modulador

<sup>a</sup> La moda, es el valor que se presenta con mayor frecuencia en una muestra.

---

---

## CONCLUSIONES

En este trabajo de Tesis se analizaron los desplazadores de fase con diodos pin de un modulador, se puede concluir lo siguiente:

- Se analizó y se puso en práctica el método de cambio de fase de Fox, con lo cual se obtuvieron las mínimas pérdidas de los desplazadores de fase analizados, debiéndose éstas a las características propias de los diodos pin utilizados.
- Se analizó el funcionamiento de la etapa del diafragma de control para un modulador de Fase para la banda Ka.
- Se revisó el fundamento para la utilización de diodos como sustitución de rotación mecánica de un dipolo.
- Se analizó el modelo matemático, diseñado para la determinación de las pérdidas por inserción del diafragma de control del modulador de Fase, éste se basa en la geometría de la ranura circular y la construcción de su circuito equivalente.
- Se aprendieron conceptos prácticos para la construcción de guías de ondas; como son el uso de materiales sin imperfecciones en la superficie y también la forma geométrica que deben de seguir para que no existan ondas de alto orden.
- Se calculó y se construyó el circuito de polarización de los diodos del diafragma de control para la óptima operación.
- Se caracterizó el diafragma de control, la ranura circular tiene una frecuencia de resonancia de 36.18 GHz.
- Los stubs presentan una frecuencia de resonancia de 35.88 GHz, en esta frecuencia se obtienen la menores pérdidas.
- La banda de frecuencia de operación tomada a 1 dB del diafragma de control se encuentra entre las frecuencias 34.66 GHz – 37.24 GHz.
- Se tienen pérdidas de  $.95 \pm .25$  dB para la onda incidente, estas se deben a las características propias de los diodos.
- La frecuencia de resonancia de la ranura donde se encuentra el sexto diodo es mayor al promedio de las restantes, probablemente se deba a que las reactancias propias del diodo son diferentes a la media o que la longitud de la ranura es menor que las restantes.

# ANEXO A

## Mediciones Obtenidas

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
35.22	-23	35.6	-25.8	36.42	-25.4
35.22	-23.1	35.7	-25.9	36.44	-25.3
35.24	-23.2	35.8	-26	36.44	-25.2
35.24	-23.3	35.88	-26.1	36.44	-25.1
35.26	-23.4	35.9	-26.2	36.44	-25
35.28	-23.5	35.94	-26.3	36.46	-24.9
35.3	-23.6	35.96	-26.4	36.46	-24.8
35.3	-23.7	35.96	-26.5	36.46	-24.7
35.3	-23.8	36	-26.6	36.46	-24.6
35.32	-23.9	36.06	-26.7	36.46	-24.5
35.34	-24	36.06	-26.8	36.48	-24.4
35.34	-24.1	36.08	-26.9	36.48	-24.3
35.34	-24.2	36.18	-27	36.5	-24.2
35.34	-24.3	36.28	-26.9	36.52	-24.1
35.36	-24.4	36.28	-26.8	36.52	-24
35.36	-24.5	36.3	-26.7	36.52	-23.9
35.36	-24.6	36.3	-26.6	36.52	-23.8
35.38	-24.7	36.32	-26.5	36.52	-23.7
35.4	-24.8	36.32	-26.4	36.52	-23.6
35.4	-24.9	36.32	-26.3	36.54	-23.5
35.4	-25	36.34	-26.2	36.54	-23.4
35.4	-25.1	36.36	-26.1	36.54	-23.3
35.4	-25.2	36.38	-26	36.54	-23.2
35.4	-25.3	36.4	-25.9	36.54	-23.1
35.4	-25.4	36.4	-25.8	36.54	-23
35.44	-25.5	36.42	-25.7		
35.46	-25.6	36.42	-25.6		
35.5	-25.7	36.42	-25.5		

**Tabla A.1.** Mediciones obtenidas para todos los diodos encendidos, coeficiente de reflexión

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.42	-4.2	35.3	-1.1	37.36	-2
33.58	-4	35.32	-1	37.42	-2.1
33.62	-3.8	35.4	-0.9	37.6	-2.1
33.66	-3.6	35.48	-1	37.64	-2.2
33.7	-3.4	35.62	-1.1	37.66	-2.3
33.8	-3.2	35.72	-1	37.7	-2.4
33.82	-3	35.74	-0.9	37.72	-2.5
33.9	-2.9	35.82	-0.8	37.76	-2.6
33.92	-2.8	35.88	-0.7	37.8	-2.7
33.94	-2.7	35.98	-0.8		
33.98	-2.6	36.04	-0.9		
34.04	-2.5	36.04	-1		
34.1	-2.4	36.08	-1.1		
34.12	-2.3	36.2	-1.2		
34.16	-2.2	36.28	-1.1		
34.18	-2.1	36.3	-1		
34.26	-2	36.38	-0.9		
34.36	-1.9	36.46	-1		
34.4	-1.8	36.48	-1.1		
34.56	-1.8	36.5	-1.2		
34.66	-1.7	36.54	-1.3		
34.7	-1.6	36.74	-1.4		
34.76	-1.5	36.9	-1.5		
34.86	-1.4	36.96	-1.6		
34.88	-1.3	37	-1.7		
34.94	-1.2	37.08	-1.8		
35.12	-1.3	37.1	-1.9		
35.26	-1.2	37.3	-1.9		

**Tabla A.2.** Mediciones obtenidas para el coeficiente de reflexión, con el primer diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.42	-3.8	34.96	-1.2	36.66	-1.2	37.38	-1.6
33.56	-3.6	35.04	-1.3	36.68	-1.2	37.42	-1.7
33.64	-3.4	35.12	-1.4	36.7	-1.2	37.46	-1.8
33.68	-3.2	35.26	-1.3	36.72	-1.2	37.6	-1.9
33.7	-3	35.28	-1.2	36.74	-1.2	37.68	-2
33.74	-2.9	35.32	-1.1	36.76	-1.2	37.72	-2.1
33.76	-2.8	35.4	-1	36.78	-1.2	37.74	-2.2
33.78	-2.7	35.54	-1.1	36.8	-1.2	37.76	-2.3
33.88	-2.6	35.62	-1.2	36.82	-1.2	37.8	-2.4
33.94	-2.5	35.72	-1.1	36.84	-1.2	37.86	-2.5
33.98	-2.4	35.74	-1	36.86	-1.2		
34	-2.3	35.76	-0.9	36.88	-1.2		
34.06	-2.2	35.84	-0.7	36.9	-1.2		
34.1	-2.1	36	-0.9	36.96	-1.3		
34.18	-2	36.04	-1	37.06	-1.4		
34.28	-1.9	36.1	-1.1	37.08	-1.5		
34.46	-1.8	36.18	-1.2	37.1	-1.5		
34.48	-1.8	36.26	-1.1	37.12	-1.5		
34.5	-1.8	36.28	-1	37.14	-1.5		
34.52	-1.8	36.3	-0.9	37.16	-1.5		
34.54	-1.8	36.38	-0.8	37.18	-1.5		
34.56	-1.8	36.44	-0.9	37.2	-1.5		
34.58	-1.8	36.44	-1	37.22	-1.5		
34.66	-1.7	36.56	-1.1	37.24	-1.5		
34.76	-1.6	36.58	-1.2	37.26	-1.5		
34.84	-1.5	36.6	-1.2	37.28	-1.5		
34.88	-1.4	36.62	-1.2	37.3	-1.5		
34.9	-1.3	36.64	-1.2	37.32	-1.5		

**Tabla A.3.** Mediciones obtenidas para el coeficiente de reflexión, con el segundo diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.32	-3.2	35.26	-1.1	36.88	-1.3
33.44	-3.4	35.32	-1	36.9	-1.3
33.58	-3.2	35.4	-0.9	36.98	-1.4
33.6	-3	35.58	-1	37.06	-1.5
33.66	-2.9	35.76	-0.9	37.12	-1.6
33.7	-2.8	35.82	-0.8	37.24	-1.7
33.72	-2.7	35.84	-0.7	37.34	-1.8
33.76	-2.6	35.88	-0.8	37.4	-1.9
33.78	-2.5	36.06	-0.9	37.42	-1.9
33.8	-2.4	36.14	-1	37.44	-1.9
33.86	-2.3	36.2	-1.1	37.46	-1.9
33.9	-2.2	36.3	-1	37.48	-1.9
34.04	-2.1	36.38	-0.9	37.5	-1.9
34.1	-2	36.4	-0.8	37.52	-1.9
34.12	-1.9	36.42	-0.9	37.54	-1.9
34.16	-1.8	36.5	-1	37.56	-1.9
34.18	-1.7	36.58	-1.1	37.58	-1.9
34.32	-1.6	36.62	-1.2	37.6	-1.9
34.4	-1.5	36.68	-1.3	37.62	-2
34.58	-1.6	36.7	-1.3	37.66	-2.1
34.66	-1.5	36.72	-1.3	37.68	-2.2
34.72	-1.4	36.74	-1.3	37.7	-2.3
34.84	-1.3	36.76	-1.3	37.74	-2.4
34.92	-1.2	36.78	-1.3	37.78	-2.5
34.96	-1.1	36.8	-1.3	37.8	-2.6
35	-1.2	36.82	-1.3	37.84	-2.7
35.1	-1.3	36.84	-1.3		
35.2	-1.2	36.86	-1.3		

**Tabla A.4.** Mediciones obtenidas para el coeficiente de reflexión, con el tercer diodo apagado



Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.42	-4.8	35.4	-1.4	37.22	-2.1
33.56	-4.6	35.54	-1.5	37.24	-2.1
33.6	-4.4	35.62	-1.6	37.26	-2.1
33.64	-4.2	35.76	-1.5	37.34	-2.2
33.7	-4	35.78	-1.4	37.4	-2.3
33.78	-3.8	35.8	-1.3	37.48	-2.4
33.82	-3.6	35.9	-1.2	37.58	-2.5
33.9	-3.4	35.98	-1.3	37.64	-2.6
33.92	-3.2	36.06	-1.4	37.7	-2.7
34.02	-3	36.12	-1.5	37.72	-2.8
34.04	-2.9	36.2	-1.6	37.74	-2.9
34.1	-2.8	36.3	-1.5	37.82	-3
34.12	-2.7	36.34	-1.4		
34.14	-2.6	36.4	-1.3		
34.24	-2.5	36.48	-1.4		
34.34	-2.4	36.52	-1.5		
34.56	-2.3	36.58	-1.6		
34.66	-2.2	36.64	-1.7		
34.7	-2.1	36.86	-1.7		
34.82	-2	36.9	-1.8		
34.9	-1.9	37.02	-1.9		
34.96	-1.8	37.06	-2		
35	-1.7	37.1	-2.1		
35.08	-1.8	37.12	-2.1		
35.14	-1.9	37.14	-2.1		
35.26	-1.7	37.16	-2.1		
35.3	-1.6	37.18	-2.1		
35.32	-1.5	37.2	-2.1		

**Tabla A.5.** Mediciones obtenidas para el coeficiente de reflexión, con el cuarto diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.42	-4.8	34.78	-2.1	36.76	-1.8
33.58	-4.6	34.84	-2	36.78	-1.8
33.62	-4.4	34.86	-1.9	36.8	-1.8
33.7	-4.2	34.96	-1.8	36.82	-1.8
33.72	-4	35.12	-1.9	36.84	-1.8
33.78	-3.8	35.24	-1.8	37.02	-1.9
33.84	-3.6	35.26	-1.7	37.08	-2
33.9	-3.4	35.32	-1.6	37.14	-2.1
33.98	-3.2	35.4	-1.5	37.26	-2.2
34.08	-3	35.58	-1.6	37.4	-2.3
34.1	-2.9	35.74	-1.5	37.42	-2.4
34.18	-2.8	35.78	-1.4	37.44	-2.4
34.24	-2.7	35.8	-1.3	37.46	-2.4
34.28	-2.6	35.88	-1.2	37.48	-2.4
34.34	-2.5	35.98	-1.3	37.5	-2.4
34.42	-2.4	36.04	-1.4	37.52	-2.4
34.44	-2.4	36.14	-1.5	37.58	-2.5
34.46	-2.4	36.18	-1.6	37.64	-2.6
34.48	-2.4	36.3	-1.5	37.66	-2.7
34.5	-2.4	36.36	-1.4	37.68	-2.8
34.52	-2.4	36.38	-1.3	37.72	-2.9
34.54	-2.4	36.42	-1.4	37.76	-3
34.56	-2.4	36.52	-1.5	37.82	-3.2
34.58	-2.4	36.54	-1.6		
34.6	-2.4	36.64	-1.7		
34.62	-2.4	36.7	-1.8		
34.64	-2.3	36.72	-1.8		
34.68	-2.2	36.74	-1.8		

**Tabla A.6.** Mediciones obtenidas para el coeficiente de reflexión, con el quinto diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.44	-5.5	34.84	-2.2	36.62	-1.4	37.64	-2.3
33.56	-5	34.92	-2.1	36.64	-1.5	37.66	-2.4
33.62	-4.8	34.94	-2	36.66	-1.5	37.7	-2.5
33.66	-4.6	34.98	-1.9	36.68	-1.5	37.74	-2.6
33.72	-4.4	35.1	-2	36.7	-1.5	37.78	-2.7
33.78	-4.2	35.22	-1.9	36.72	-1.5	37.8	-2.8
33.8	-4	35.26	-1.8	36.74	-1.5	37.82	-2.9
33.86	-3.8	35.3	-1.7	36.76	-1.5		
33.94	-3.6	35.32	-1.6	36.78	-1.5		
34.08	-3.4	35.4	-1.5	36.8	-1.5		
34.1	-3.2	35.62	-1.6	36.82	-1.5		
34.2	-3	35.72	-1.5	36.98	-1.6		
34.24	-2.9	35.76	-1.4	37.08	-1.7		
34.3	-2.8	35.8	-1.3	37.12	-1.8		
34.36	-2.7	35.88	-1.2	37.16	-1.9		
34.42	-2.6	35.9	-1.1	37.18	-1.9		
34.44	-2.6	35.92	-1.2	37.2	-1.9		
34.46	-2.6	36.06	-1.3	37.22	-1.9		
34.48	-2.6	36.1	-1.4	37.24	-1.9		
34.5	-2.6	36.18	-1.5	37.26	-1.9		
34.52	-2.6	36.26	-1.4	37.28	-1.9		
34.54	-2.6	36.3	-1.3	37.3	-1.9		
34.56	-2.6	36.32	-1.2	37.32	-1.9		
34.58	-2.6	36.38	-1.1	37.34	-1.9		
34.6	-2.6	36.4	-1	37.36	-1.9		
34.64	-2.5	36.42	-1.1	37.38	-2		
34.68	-2.4	36.46	-1.2	37.44	-2.1		
34.7	-2.3	36.52	-1.3	37.58	-2.2		

**Tabla A.7.** Mediciones obtenidas para el coeficiente de reflexión, con el sexto diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.38	-4.2	35.12	-1.6	36.96	-1.6
33.4	-4.4	35.16	-1.5	36.98	-1.6
33.54	-4.2	35.24	-1.4	37.04	-1.7
33.56	-4	35.32	-1.3	37.12	-1.8
33.66	-3.8	35.42	-1.2	37.16	-1.9
33.72	-3.6	35.6	-1.3	37.24	-2
33.74	-3.4	35.72	-1.2	37.38	-2.1
33.8	-3.2	35.82	-1.1	37.42	-2.2
33.86	-3	35.88	-1	37.44	-2.2
33.9	-2.9	36.04	-1.1	37.46	-2.2
33.98	-2.8	36.08	-1.2	37.48	-2.2
34.04	-2.7	36.18	-1.3	37.5	-2.2
34.06	-2.6	36.2	-1.4	37.52	-2.2
34.1	-2.5	36.24	-1.3	37.54	-2.2
34.14	-2.4	36.36	-1.2	37.56	-2.2
34.16	-2.3	36.38	-1.1	37.58	-2.2
34.18	-2.2	36.42	-1.2	37.62	-2.3
34.34	-2.1	36.52	-1.3	37.66	-2.4
34.4	-2	36.58	-1.4	37.7	-2.5
34.56	-2.1	36.7	-1.5	37.72	-2.6
34.62	-2	36.8	-1.6	37.74	-2.7
34.66	-1.9	36.82	-1.6	37.78	-2.8
34.7	-1.8	36.84	-1.6	37.8	-2.9
34.76	-1.7	36.86	-1.6	37.82	-3
34.86	-1.6	36.88	-1.6		
34.9	-1.5	36.9	-1.6		
34.96	-1.4	36.92	-1.6		
35.08	-1.5	36.94	-1.6		

**Tabla A.8.** Mediciones obtenidas para el coeficiente de reflexión, con el séptimo diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.44	-4.8	34.88	-1.7	36.52	-1	37.84	-2.9
33.58	-4.6	34.9	-1.6	36.54	-1.1		
33.6	-4.4	34.96	-1.5	36.6	-1.2		
33.68	-4.2	34.98	-1.4	36.64	-1.3		
33.7	-4	35	-1.5	36.66	-1.3		
33.76	-3.8	35.12	-1.6	36.68	-1.3		
33.78	-3.6	35.22	-1.5	36.7	-1.3		
33.9	-3.4	35.26	-1.4	36.72	-1.3		
34	-3.2	35.32	-1.3	36.74	-1.3		
34.04	-3	35.38	-1.2	36.76	-1.3		
34.08	-2.9	35.44	-1.1	36.78	-1.3		
34.1	-2.8	35.5	-1.2	36.8	-1.3		
34.12	-2.7	35.62	-1.2	36.82	-1.3		
34.2	-2.6	35.74	-1.1	36.98	-1.4		
34.24	-2.5	35.78	-1	37.02	-1.5		
34.28	-2.4	35.8	-0.9	37.06	-1.6		
34.4	-2.3	35.86	-0.8	37.12	-1.7		
34.48	-2.2	35.88	-0.7	37.3	-1.8		
34.5	-2.2	35.9	-0.8	37.36	-1.9		
34.52	-2.2	36.02	-0.9	37.4	-2		
34.54	-2.2	36.08	-1	37.44	-2.1		
34.56	-2.2	36.1	-1.1	37.54	-2.2		
34.58	-2.2	36.18	-1.2	37.6	-2.3		
34.6	-2.2	36.3	-1.1	37.66	-2.4		
34.66	-2.1	36.34	-1	37.68	-2.5		
34.68	-2	36.38	-0.9	37.74	-2.6		
34.72	-1.9	36.4	-0.8	37.78	-2.7		
34.82	-1.8	36.42	-0.9	37.82	-2.8		

**Tabla A.9.** Mediciones obtenidas para el coeficiente de reflexión, con el octavo diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
34	-5	36.34	-20.5
34.9	-8	36.72	-18
35.28	-10	36.86	-15
35.6	-13	37.06	-13
35.84	-15	37.36	-10
36.04	-18	37.56	-8

**Tabla A.11.** Mediciones obtenidas para el coeficiente por transmisión, con el primer diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.94	-5	36.44	-20.8
35.02	-8	36.8	-18
35.34	-10	36.92	-15
35.66	-13	37.14	-13
35.94	-15	37.4	-10
36.1	-18	37.64	-8

**Tabla A.12.** Mediciones obtenidas para el coeficiente por transmisión, con el segundo diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.84	-5	36.3	-19
34.86	-8	36.62	-18
35.16	-10	36.82	-15
35.48	-13	37.02	-13
35.78	-15	37.32	-10
35.9	-18	37.58	-8

**Tabla A.13.** Mediciones obtenidas para el coeficiente por transmisión, con el tercer diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
34.28	-5	36.38	-15.5
35.02	-8	36.78	-14
35.32	-9	36.94	-13
35.62	-10	37.06	-12
35.7	-12	37.16	-10
35.76	-13	37.4	-9
36.1	-14	37.54	-8

**Tabla A.14.** Mediciones obtenidas para el coeficiente por transmisión, con el cuarto diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
33.76	-5	36.24	-15.2
34.8	-8	36.52	-14
35	-9	36.78	-13
35.24	-10	36.9	-12
35.6	-12	37.2	-10
35.66	-13	37.36	-9
35.96	-14	37.48	-8

**Tabla A.15.** Mediciones obtenidas para el coeficiente por transmisión, con el quinto diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
34.42	-5	36.58	-17.8
35.28	-8	36.88	-16
35.52	-9	36.94	-15
35.6	-10	36.98	-14
35.78	-11	37.16	-13
36.04	-13	37.3	-11
36.12	-14	37.42	-10
36.18	-15	37.5	-9
36.22	-16	37.66	-8

**Tabla A.16.** Mediciones obtenidas para el coeficiente por transmisión, con el sexto diodo apagado

Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia[GHz]	Pérdidas [dB]
34.22	-5	36.32	-18.2
35.08	-8	36.58	-17
35.24	-9	36.72	-16
35.34	-10	36.82	-15
35.52	-11	36.94	-13
35.7	-13	37.14	-11
35.9	-15	37.3	-10
36	-16	37.4	-9
36.1	-17	37.5	-8

**Tabla A.17.** Mediciones obtenidas para el coeficiente por transmisión, con el séptimo diodo apagado

---

---

Frecuencia [GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia [GHz]	Pérdidas [dB]	Frecuencia [GHz]	Pérdidas [dB]
34.48	-5	35.96	-14	36.84	-15
34.8	-6	36	-15	36.9	-14
35.04	-7	36.08	-16	36.96	-13
35.24	-8	36.1	-17	37.12	-12
35.4	-9	36.18	-18	37.2	-11
35.56	-10	36.4	-19.2	37.3	-10
35.64	-11	36.68	-18	37.4	-9
35.72	-12	36.76	-17	37.5	-8
35.82	-13	36.8	-16	37.68	-7

**Tabla A.18.** Mediciones obtenidas para el coeficiente por transmisión, con el octavo diodo apagado



## ANEXO B

### ***Desplazador de Fase Ajustable de Guía de Onda***

A. Gardner Fox -Proceedings of the I.R.E, año 1947

#### ***Introducción***

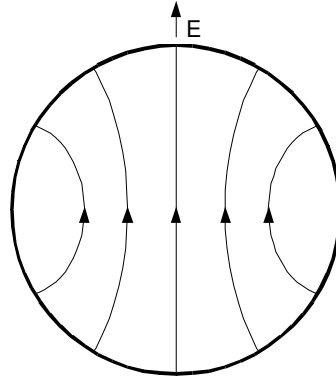
Un componente muy interesante y útil en las guías de onda es la sección de cambio de fase, en la cual las ondas dominantes de una polarización son guiadas a través de una sección de la guía de onda a una diferente velocidad a las ondas polarizadas a ángulos perpendiculares a la primera. Muy útiles son las secciones de cambio de fase diferencial de 90 grados y 180 grados las cuales producen retrasos entre dos polarizaciones de 90 grados y 180 grados, respectivamente. Las propiedades de estas secciones son explicadas, y se muestra como pueden ser combinadas para formar un cambiador de fase el cual transmitirá substancialmente el 100% de la potencia incidente con una fase que es fácilmente ajustable.

Un cambiador o desplazador de fase continuamente ajustable, por medio del cual la fase de una onda de salida puede ser cambiada con respecto a la fase de la onda de entrada, es un componente muy conveniente y necesario en radiofrecuencia. Se han usado diferentes métodos para estos propósitos en el pasado, y éstos entran en dos categorías: una red de circuitos en la cual el desplazamiento de fase se obtiene variando la magnitud de ciertos elementos, o también por medio de un capacitor giratorio en el cual una placa de recolección se hace rotar sobre un conjunto de placas fijas, las cuales son manejadas por un voltaje, de tal forma que un campo eléctrico rotatorio es creado de esta forma.

En el caso de la red de circuitos no permite un ajuste continuo de la fase desde 0 hasta 360 grados. El capacitor giratorio usualmente si lo hace. Sin embargo, ambos tipos de desplazadores de fase tienen desventajas muy severas por ser dispositivos que trabajan con voltajes. Esto es, están compuestos de circuitos de alta impedancia, y la potencia de salida tomada por la carga debe ser mantenida muy pequeña para no perturbar las relaciones de fase del circuito, o el campo en el capacitor.

Más adelante se describirá un desplazador de fase que puede ser muy útil y que principalmente es adaptado para aplicaciones de guía de onda. Este tipo de desplazador de fase proporciona un cambio de fase continuo y acumulativo por medio de un ajuste giratorio. Ésta es una característica muy importante, puesto que un ajuste recíproco eliminaría prácticamente cualquier aplicación de alta velocidad. Pero quizás la característica más excepcional y única de este dispositivo es que es capaz de transmitir con fase arbitrariamente variable substancialmente el 100% de la potencia disponible en la fuente. Esta es una característica muy útil en el rango de las microondas donde la potencia es valiosa y no se puede recuperar fácilmente por amplificación. Además, este dispositivo es capaz de manejar potencias en el orden de varios cientos de kilowatts.

Este dispositivo es posible de hacer por el hecho de que en una guía de onda de sección transversal circular o cuadrada es posible de tener dos ondas viajeras del tipo dominante que tienen sus ejes eléctricos perpendiculares uno al otro y son por lo tanto independientes. Es bien sabido que una onda dominante transversal eléctrica en una guía de onda circular tiene un patrón de campo eléctrico en cualquier sección transversal de la guía de onda como se muestra en la figura 1.



**Figura 1.** Patrón de campo y polarización de la onda dominante en una guía circular.

Mientras que la onda viaja más allá de esta sección transversal, la orientación y la dimensión de los contornos del campo siguen siendo fijas, aunque la magnitud del campo variará. Por lo tanto, este tipo de onda se puede caracterizar por cierta dirección de polarización indicada por el vector  $E$ . Podemos decir entonces que la onda mostrada en la figura 1 está polarizada verticalmente porque el componente del campo eléctrico que pasa a través del centro de la sección transversal de la guía de la onda se orienta verticalmente. Puede ser entonces que tengamos un número infinito de otras ondas dominantes del mismo tipo que se polarizan a todos los ángulos posibles. Sin embargo, se puede mostrar que cualquiera de estas ondas se puede resolver en dos ondas dominantes, una de las cuales se polariza verticalmente, y la otra se polariza horizontalmente. Si un receptor linealmente polarizado es puesto de tal forma que absorba las ondas dominantes verticalmente polarizadas, la presencia de ondas horizontalmente polarizadas no será detectada, y podemos, por lo tanto, concluir que la guía de onda se puede utilizar como si estuviera constituida por dos líneas independientes de transmisión, una para las ondas verticalmente polarizadas, y la otra para las ondas horizontalmente polarizadas.

Puesto que una onda a cualquier otro ángulo tiene componentes en las direcciones verticales y horizontales, el número de las líneas independientes de la transmisión disponibles se limita a dos. También se ha mostrado que la velocidad de fase de las microondas en una guía metálica es mayor que la velocidad de la luz en el espacio libre, y esta velocidad de fase es dependiente sobre las dimensiones físicas de la guía metálica. Por lo tanto, es posible controlar la velocidad de fase diseñando convenientemente la sección de guía de onda. Además, es posible construir una sección de guía de onda que produzca dos fases con velocidades diferentes dependiendo si las ondas están polarizadas paralelas o perpendiculares a cierto eje.

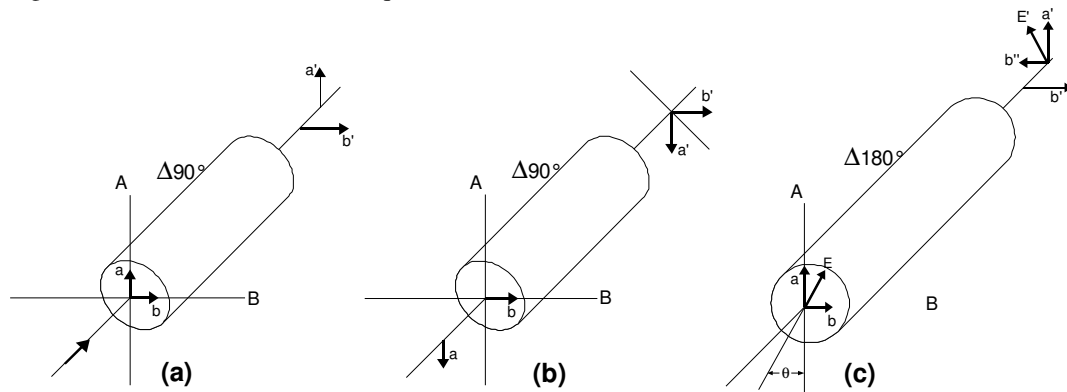
Una sección de guía de onda que tiene esta característica, a saber, la capacidad de transmitir dos conjuntos de ondas polarizadas perpendicularmente una de la otra con diversas velocidades, por supuesto, producirá dos retrasos diferentes de fase para las dos polarizaciones, y por consiguiente será llamada "sección diferencial de desplazamiento de fase". Tales secciones tienen características muy interesantes y útiles, ambas independientes y en combinación.

Tal combinación es el desplazador de fase mencionado antes el cual abarca tres secciones diferenciales de desplazamiento de fase de guía de onda ensambladas una tras de otra. La primera de estas secciones convierte ondas polarizadas linealmente incidentes en ondas circularmente polarizadas. La segunda sección sirve para rotar la orientación instantánea de las ondas circularmente polarizadas como se requiere, de tal modo desplazando la fase de la salida. La tercera sección reconvierte las ondas circularmente polarizadas a ondas linealmente polarizadas. Sin embargo, antes de explicar la operación detalladamente, será necesario familiarizarse con las características de la sección diferencial de desplazamiento de fase.

**SECCION DE DESPLAZAMIENTO DE 90°**

Como se mencionó anteriormente, la sección transversal de la guía de onda circular o cuadrada se puede emplear para este tipo de secciones, será claro más adelante que la sección transversal circular es mejor en general para este tipo de uso, restringiremos nuestra atención principalmente a esta forma de guía de onda. Supongamos entonces que elegimos una longitud de guía de onda circular con dimensiones convenientes para transmitir una onda transversal eléctrica en modo dominante para la frecuencia en la cual estamos interesados. Y supongamos que equipamos la sección con elementos, los cuales se describirán más adelante, de modo que las ondas polarizadas paralelas al eje A (figura 2a) viajarán más rápido<sup>1</sup> que las polarizadas al eje B, el cual es perpendicular al eje A.

Esto se muestra esquemáticamente mostrando vectores eléctricos a y b que corresponden a los voltajes máximos adyacentes para dos ondas polarizadas paralelas a los ejes A y B, respectivamente, e ingresando a la sección desde la izquierda al mismo instante.



**Figura 2.** (a) Conversión de una polarización lineal a polarización circular por una sección de  $\Delta 90^\circ$ . (b) Conversión de una polarización circular a una polarización lineal por una sección de  $\Delta 90^\circ$ . (c) Rotación de polarización por medio de una sección  $\Delta 90^\circ$ .

Estos vectores son etiquetas que se han puesto en las dos ondas en puntos significativos, y siguiendo los vectores a través de las secciones de desplazamiento de fase se puede observar los efectos sobre las ondas en su totalidad. A la derecha estos dos vectores se muestran emergiendo desplazados uno del otro, el vector a' habiendo viajado una mayor distancia que b' en virtud de su mayor velocidad de fase.

Por conveniencia la sección es mostrada sola en el espacio, pero se debe entender que las ondas son conducidas dentro y fuera de la sección por medio de guías de onda colindantes que tienen la misma sección transversal.

Si, entonces, las propiedades de la sección son ajustadas para que el vector a' preceda a b' por un cuarto de longitud de onda, el desplazamiento de fase diferencial será de 90 grados y la sección será denotada por el símbolo “ $\Delta 90$  grados”. Debe observarse que esta diferencia de fase no mantiene relación directa con el retardo absoluto de fase, el cual no nos concierne, pero es la diferencia entre los dos retardos absolutos de fase.

<sup>1</sup> Todo lo mencionado con velocidad se refiere a la velocidad de fase.

Si se examinan las propiedades de la onda emergente como se ve en la sección transversal a la derecha. Primero la onda parecerá tener un vector eléctrico instantáneo  $a'$  el cual apunta hacia arriba,  $90^\circ$  después en tiempo el patrón del campo se habrá movido un cuarto de longitud de onda hacia delante, y el vector eléctrico  $b'$  apuntará hacia la derecha,  $180^\circ$  después el vector apuntará hacia abajo,  $270^\circ$  después el vector apuntará hacia la izquierda. Así, se puede decir que estas dos ondas emergentes forman una onda circularmente polarizada<sup>2</sup> que rota según las manecillas del reloj, en dirección de propagación. Similarmente, las dos ondas en fase que entran por la izquierda, cuando ambas son sumadas vectorialmente, pueden ser consideradas para formar una onda linealmente polarizada con un ángulo de 45 grados con respecto a los ejes A y B. También, podemos decir que las dos ondas  $a$  y  $b$  son componentes de una onda linealmente polarizada orientada a 45 grados entre los ejes.

Se puede concluir que una sección de  $\Delta 90$  grados tiene la propiedad de convertir una onda linealmente polarizada a una onda polarizada circularmente, a condición de que la entrada se oriente a 45 grados de los ejes principales A y B.

Por supuesto, hay dos orientaciones para la polarización de entrada que será a 45 grados de los ejes principales. Por ejemplo, si la onda del eje B ha sido puesta en fase para que en la figura 2(a) el vector  $b$  apunte hacia la izquierda, la polarización de entrada de nuevo estaría a 45 grados de los ejes principales, pero esta vez estaría perpendicular a la orientación original. En este caso la onda emergente circularmente polarizada rotaría en contra de las manecillas del reloj, en vez de rotar según las manecillas.

Consecuentemente, se podría generalizar diciendo que, si la entrada linealmente polarizada esta en un ángulo de 45 grados en sentido de las manecillas del reloj con respecto al eje A (el eje de la mayor velocidad), la polarización circular rotará en sentido de las manecillas del reloj. Contrariamente si la polarización de entrada esta a 45 grados en contra de las manecillas del reloj del eje A, la polarización circular rotará en contra de las manecillas del reloj.

Luego, consideremos que pasa si una onda circularmente polarizada es enviada hacia una sección de  $\Delta 90$  grados. La figura 2(b) muestra la misma sección usada en la figura 2(a). Ahora, sin embargo, se esta mandando una onda circularmente polarizada con rotación contraria a las manecillas del reloj por la izquierda. Los dos primeros voltajes máximos están indicados por los vectores que están en la izquierda como  $b$  y  $a$ . De nuevo, el componente  $a$  viaja más rápido que el componente  $b$  y lo atrapa con él. Cuando  $a'$  y  $b'$  son sumadas entonces forman una onda linealmente polarizada con un ángulo de 45 grados en contra de las manecillas del reloj con respecto al eje A. Similarmente, si una onda viajera con rotación en sentido contrario al de las manecillas del reloj es enviada dentro de la sección por la parte izquierda, la onda emergente estará linealmente polarizada con un ángulo de 45 grados en sentido de las manecillas del reloj con respecto al eje A

Finalmente, vamos a tomar nota del siguiente hecho extremadamente importante. La fase instantánea de la onda emergente linealmente polarizada va a depender sobre dos cosas. Primero, va a depender

---

<sup>2</sup> Puede haber confusión con el significado del termino "onda circularmente polarizada" cuando es aplicado a ondas guiadas. El uso adoptado en este documento se refiere no a la forma de las líneas de fuerza eléctrica o magnética comúnmente denotadas por los subíndices asociados con el tipo de onda, tal como  $TE_{0,1}$ ; sino a la forma en que el patrón del campo cambia con el tiempo. Así, para estar acorde con la terminología óptica, una "onda linealmente polarizada" es aquella cuyo patrón no cambia de dirección con el progreso del tiempo sino meramente varia en amplitud. Una "onda circularmente polarizada" es aquella cuya sección transversal del patrón de campo rota en el plano de la sección transversal como el tiempo progresa, y no cambia en amplitud. Ondas del tipo circular eléctrico ( $TE_{0,n}$ ) y circular magnético no puede decirse que tengan una dirección de polarización, y por lo tanto los términos "polarización lineal" y "polarización circular" son insignificantes cuando son aplicados a tales ondas.

del tiempo de transmisión a través de la sección de desplazamiento de fase diferencial. Segundo, dependerá de la fase instantánea de la onda de entrada.

Pero la fase instantánea de la onda entrante circularmente polarizada depende de su polarización instantánea o de su orientación en el plano de entrada. *Así el tiempo de fase de la salida depende de la orientación espacial de la entrada.* Consecuentemente, si se pueden idear algunos medios para controlar la orientación instantánea de la onda de entrada, se tendrán los medios para ajustar el tiempo de fase de la salida. Así entonces, se verá que, una sección de  $\Delta 180$  grados nos dará este control.

---

**SECCION DE DESPLAZAMIENTO DE 180°**

Se asumirá que se puede construir una sección de guía de onda circular, que producirá un desplazamiento de fase diferencial de 180 grados. La figura 2(c) muestra tal sección. Las ondas linealmente polarizadas representadas por el vector  $E$  son introducidas desde la parte izquierda, y éstas son polarizadas en un ángulo  $\theta$  según las manecillas del reloj, con respecto al eje A. El vector  $E$  puede ser descompuesto en las componentes  $a$  y  $b$  a lo largo de los ejes A y B, según se muestra. De nuevo, el componente del eje A viaja a mayor velocidad que el componente del eje B con el resultado de que emerge por el otro extremo de la sección,  $b'$  tiene un retraso detrás de  $a'$  de 180 grados ó un medio de longitud de onda. Por lo tanto, en la posición de  $a'$  el componente del eje B apuntará en dirección opuesta de  $b'$ , como se indica con  $b''$ . Entonces cuando los vectores  $a'$  y  $b''$  son sumados vectorialmente, el resultado será una onda linealmente polarizada representada por  $E'$  polarizada con un ángulo  $\theta$  en contra de las manecillas del reloj con respecto al eje A. Se puede concluir entonces, que el efecto de una sección de  $\Delta 180$  grados sobre ondas linealmente polarizadas será causar una rotación del ángulo de polarización en la dirección del eje A por  $2\theta$ , o el doble del ángulo entre el eje A y la polarización de entrada. El eje B igualmente podría haber sido escogido como el eje de referencia, y el mismo resultado se habría obtenido.

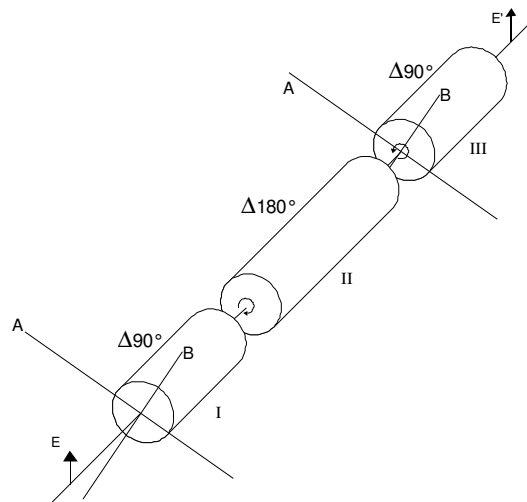
Si la polarización de entrada se mantiene fija, la rotación de la sección de  $\Delta 180$  grados por un ángulo  $\theta$  causará una rotación del plano de la polarización de salida por el doble de  $\theta$ . Un giro de la mitad de la sección causará que el vector de salida de una vuelta a través de un círculo completo y regrese a su posición original.

Si, en vez de poner una onda linealmente polarizada, se aplica una onda circularmente polarizada con rotación contraria a las manecillas del reloj, se pueden deducir los resultados exactamente de la misma forma que antes. También se puede pensar en una onda polarizada circular como un vector linealmente polarizado que, sin embargo, esta rotando en dirección de las manecillas del reloj.

Ya que el ángulo entre este vector de entrada y el eje A se esta incrementando constantemente en dirección de las manecillas del reloj, se puede simplemente usar las conclusiones del párrafo anterior para mostrar que el ángulo del vector de salida esta incrementándose constantemente en dirección contraria de las manecillas del reloj. Es ésta, por lo tanto, una interesante propiedad de la sección de  $\Delta 180$  grados que convierta ondas circularmente polarizadas con sentido de las manecillas a ondas circularmente polarizadas en contra del sentido de las manecillas del reloj. El punto significativo es, sin embargo, que incluso para ondas circularmente polarizadas, si se examinan los patrones de campo existentes en un instante de tiempo particular, el ángulo instantáneo del vector de salida dependerá del ángulo instantáneo del vector de entrada con respecto a los principales ejes de la sección. Por lo tanto, rotando la sección la polarización instantánea de salida puede ser rotada. Es ésta la propiedad que se necesita para hacer un desplazador de fase completo.

### DESPLAZADOR DE FASE AJUSTABLE

La figura 3 muestra las partes esenciales de una guía de onda de desplazamiento de fase. Es algo común en el campo de las microondas trabajar con ondas linealmente polarizadas en guías de onda rectangulares. Consecuentemente, alguna transición adecuada tal como una sección “afilada” debería ser empleada para pasar de una guía de onda rectangular a una guía de circular. Las ondas están todavía linealmente polarizadas, sin embargo, y son denotadas por el vector  $E$  a la izquierda del dibujo. El primer trabajo es convertir, estas ondas linealmente polarizadas a ondas circularmente polarizadas, y por consiguiente son conducidas a través de una sección de  $\Delta 90$  grados (I) cuyos ejes principales están orientados a 45 grados de la polarización de entrada, como se muestra. Las ondas de salida ahora están circularmente polarizadas y rotan en dirección horaria. Luego pasan a través de una sección de  $\Delta 180$  grados (II) que está montada en unos cojinetes por lo que es libre de rotar. Las ondas resultantes con sentido contrario al de las manecillas del reloj finalmente se encuentran con una segunda sección de  $\Delta 90$  grados (III) que realiza la tarea de convertir las de vuelta a ondas linealmente polarizadas, las cuales después podrán ser utilizadas como se requieran. La polarización de salida puede ser orientada a cualquier ángulo propuesto simplemente situando la sección final de  $\Delta 90$  grados en el ángulo adecuado. Si la polarización de salida se desea que esté en el mismo plano que el de la entrada, entonces los ejes de la segunda sección de  $\Delta 90$  grados estarán paralelos con los ejes correspondientes al de la primera sección, como se muestra en la figura 3.



**Figura 3.** (a) Conversión de una polarización lineal a polarización circular por una sección de  $\Delta 90^\circ$ . (b) Conversión de una polarización circular a una polarización lineal por una sección de  $\Delta 90^\circ$ . (c) Rotación de polarización por medio de una sección  $\Delta 90^\circ$ .

Como se mencionó anteriormente, la fase instantánea de las ondas de salida dependerá de la orientación instantánea de las ondas circularmente polarizadas en la entrada de la sección III. Y esta orientación instantánea está bajo nuestro control por medio de la sección II. Consecuentemente, la rotación de la sección de  $\Delta 180$  grados causará un cambio en la fase de las ondas de salida.

Debido a que media rotación de la sección II produce 360 grados de rotación en su vector de salida, por consiguiente media rotación de esta sección produce 360 grados de cambio en la fase. El sentido en el cual la fase cambia puede determinarse como sigue, la entrada a la sección III es un vector rotando con sentido contrario al de las manecillas del reloj, en este momento este vector tiene una posición particular. En un instante futuro el vector tendrá una nueva posición en sentido contrario al de las manecillas del reloj con respecto a la posición actual. Por consiguiente, si rotando la sección II en

sentido contrario al de las manecillas del reloj causamos que el vector actual asuma una nueva posición la cual podría normalmente haber sido representada por este instante futuro, hemos adelantado la fase de la onda en el tiempo. Al contrario, rotando la sección II en el mismo sentido de las manecillas del reloj retardaríamos la fase de la onda de salida. En general, entonces, rotando la sección de  $\Delta 180$  grados en la misma dirección como la rotación que tiene la onda que entra a la sección III causará un adelanto en fase. Todas estas conclusiones pueden verificarse matemáticamente, como se muestra más adelante.

Por lo tanto, el ensamblaje mostrado en la figura 3 constituye un completo desplazador de fase ajustable. Debido a que se ha asumido que las secciones individuales del cual esta compuesto no causará ninguna atenuación apreciable, substancialmente 100% de la potencia incidente será transmitida con fase alterada. No hay límite en el rango de control de fase, y una rotación continua de la sección de  $\Delta 180$  grados causará un retardo o avance continuo en la fase. Esto también significa que una rotación continua de la sección de  $\Delta 180$  grados a una velocidad constante causará un incremento o decremento fijo en la frecuencia de las ondas transmitidas.

Además, las ondas que pasan a través del ensamblaje sufrirán el mismo desplazamiento de fase sin importar la dirección de la transmisión, y la rotación de la sección de  $\Delta 180$  grados producirá el mismo cambio en fase, ambos en cantidad y en sentido, para cualquier dirección. Así, el ensamblaje del desplazador de fase es equivalente a una pieza elástica de la línea de transmisión la cual es capaz de ser arbitrariamente estirada o comprimida a cualquier longitud deseada. Esto quiere decir que si transmitimos ondas a través del desplazador de fase hacia un terminador no acoplado, las ondas reflejadas las cuales regresan hacia la fuente habrán pasado a través del desplazador de fase dos veces y por consiguientes sufrirán dos veces el desplazamiento de fase con un simple recorrido. La rotación de  $\theta$  grados de la sección de  $\Delta 180$  grados causará  $4\theta$  grados de cambio en la fase de la onda reflejada, y por lo tanto la impedancia de entrada vista en el desplazador de fase en la dirección de la carga variará tanto como la sección de  $\Delta 180$  grados sea rotada.

Con la construcción apropiada y con los componentes ajustados, la linealidad del desplazamiento de fase contra la rotación de la sección de  $\Delta 180$  grados será buena, y solo este tipo de desplazador estará limitado por la efectividad de los componentes con los cuales sea construido.

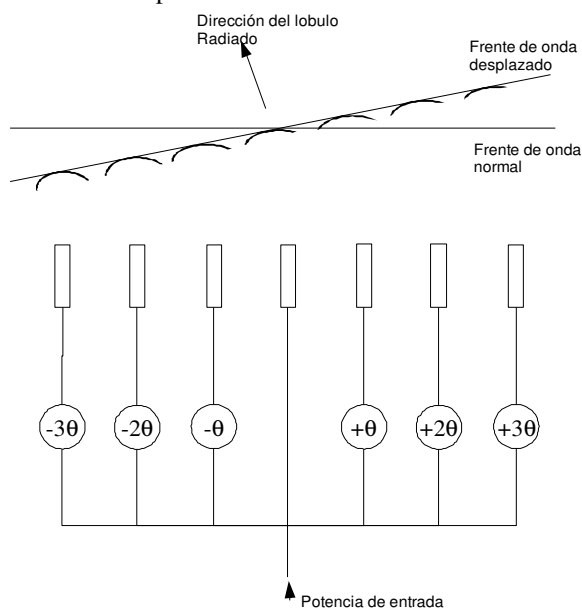


Figura 4. MUSA (Multiple Unit Steerable Antenna, unidad múltiple antenna dirigible) alimentado en paralelo.



Una aplicación particular en la cual se ha probado es en la construcción del tipo de antena MUSA<sup>3</sup> (multiple unit steerable antenna) en un radar de la marina.

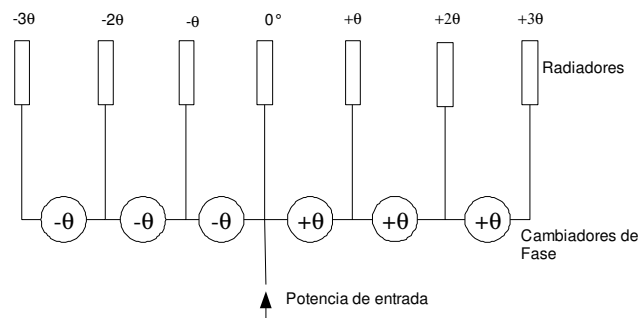
Esta antena puede consistir por un arreglo de radiadores cada uno de los cuales es alimentado separadamente como se muestra en la figura 4. Si todos los radiadores están en fase un lóbulo direccional es emitido perpendicularmente de la línea del arreglo. Sin embargo, si las fases de los radiadores varían progresivamente de un extremo de la antena al otro, el lóbulo emitido asumirá otro ángulo de acuerdo con el ángulo del nuevo frente de onda compuesto.

Variando continuamente las fases de los elementos individuales, el haz radiado puede ser dirigido para explorar un sector del horizonte.

Un punto importante es que en un diseño antiguo de un MUSA muestra el hecho de que cada desplazador de fase ocasionaba una pérdida considerable de potencia, la cual tenía que ser elevada de nuevo mediante amplificación, esto sugiere que cada radiador debía de ser alimentado individualmente a través de desplazadores de fase separados de tal forma que nada de la potencia emitida o recibida tuviera que recorrer más de un desplazador de fase. Esto se indica esquemáticamente en la figura 4.

Es cierto que el cambio de fase para cada radiador debe ser proporcional a su distancia con respecto al centro del arreglo, los desplazadores de fase que alimentan los últimos elementos de tal arreglo deben de rotar a mayor velocidad que aquellos que están en cualquier lado del centro. Con un desplazador de fase mediante guía de onda, esto no es necesario, porque su pérdida de transmisión es insignificante, este tipo de desplazadores de fase pueden estar en arreglos en serie en lugar de arreglos en paralelo, como se muestra en la figura 5. Entre los desplazadores de fase hay uniones de las cuales la potencia es administrada y alimenta a los radiadores correspondientes.

La potencia entregada al radiador  $n$  que se encuentra lejos del centro habrá pasado por  $n$  desplazadores de fase, y habrá acumulado un desplazamiento de fase total igual a la suma de los desplazamientos de fase individuales. Consecuentemente todos los desplazadores de fase pueden acoplarse juntos y rotar a la misma velocidad –igual al más lento de la figura 4– y el resultado será el deseado, con los desplazamientos de fase emitidos siendo proporcional a la distancia del elemento que está al centro del arreglo.



**Figura 5.** MUSA (Multiple Unit Steerable Antenna, unidad múltiple antena dirigitel) alimentado en serie.

Como conclusión de lo anterior se sigue que, si queremos producir un desplazamiento más rápido en la fase para la misma velocidad de rotación de la sección de  $\Delta 180$  grados, se puede hacer simplemente poniendo en cascada los desplazadores de fase completos y acoplado sus rotores. Sin embargo, para

<sup>3</sup> H.T. Friss y C.B Feldman " Una antena direccional de unidad múltiple para la recepción de onda corta" Proc. I.R.E vol. 25, pp. 841-917; Julio,1937. Los sistemas descritos adjunto estan a un costado antes de los ordenados End-fire, y difieren en un numero de detalles de aquellos que se encuentran arriba.

una sola carga donde no es necesario usar la potencia en diversos puntos como en la antena tipo MUSA, la estructura en cascada podría ser simplificada de manera significativa. Esto es porque la conversión de la polarización lineal a polarización circular es innecesariamente duplicada.

La parte final de la sección de  $\Delta 90$  grados de un desplazador convierte la polarización circular a polarización lineal, mientras que la sección delantera del siguiente desplazador esta convirtiendo de vuelta la polarización a circular. Por lo tanto, es posible eliminar todas las secciones intermedias de  $\Delta 90$  grados, dejando un montaje final que comprende de una sección de  $\Delta 90$  grados en ambos extremos y varias secciones de  $\Delta 180$  grados entre ellos.

La banda de frecuencia sobre la cual los desplazadores de fase operarán satisfactoriamente dependerá, por supuesto, de la banda de operación de las secciones de desplazamiento de fase diferencial, en general trabajan bien a una sola frecuencia. Salir de la banda de frecuencia intermedia causará reflexión de potencia y/o falla de alguna sección individual para mantener el desplazamiento de fase diferencial requerido. Pensando en el desplazador de fase como un todo, alguno o ambos de estos efectos resultará en (1) una pequeña pérdida en la linealidad del desplazamiento de fase contra la posición del rotor, (2) una pequeña variación en la impedancia de entrada mientras el rotor se cambia, y (3) el desarrollo de una pequeña componente perpendicular a la polarización de salida.

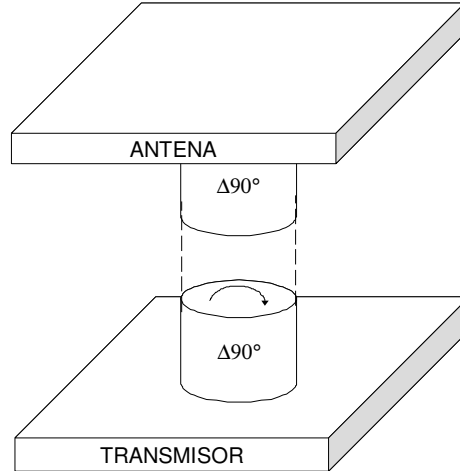
Este último error es el más molesto de los tres. Puesto que la salida es generalmente entregada a una guía de onda rectangular la cual no puede transmitir posiblemente ninguna polarización transversal, ésta componente transversal falsa será reflejada de regreso hacia el desplazador de fase y podría a su vez volverse a reflejar desde la entrada por la misma razón. El resultado es tal para ciertas configuraciones del mecanismo multiplicando la componente transversal reflejada pudiendo resonar y causar disminución en la potencia transmitida. Estos efectos podrían ser eliminados simplemente con la inserción adecuada de un polarizador que absorba entre el desplazador de fase y la transición de guía de onda rectangular. Estos son puestos en tal forma que absorben la mayor parte de la componente transversal sin afectar la salida de ondas de la polarización deseada. Por este medio el cambiador de fase puede ser hecho razonablemente sin que sea crítico de la fase de operación exacta.

#### **OTRAS APLICACIONES DE LAS SECCIONES DE FASE DIFERENCIAL**

Puede ser de interés mencionar brevemente otras posibles aplicaciones de las secciones de desplazamiento de fase diferencial. Por ejemplo, en algunas transmisiones de radio o sistemas de radar, donde no se sabe exactamente en principio cual es el ángulo de polarización del receptor distante o del reflector, puede ser conveniente radiar una onda circularmente polarizada, porque entonces la mitad de la potencia podría ser recibida sin importar el ángulo. Esta onda circularmente polarizada puede ser obtenida simplemente pasando una onda linealmente polarizada a través de una sección de  $\Delta 90^\circ$  en lugar de partir la potencia entre dos líneas de transmisión separadas, retrasando un componente  $90^\circ$  con respecto a otro, y radiando ambos separadamente por medio de dos radiadores teniendo polarización perpendicular mutua.

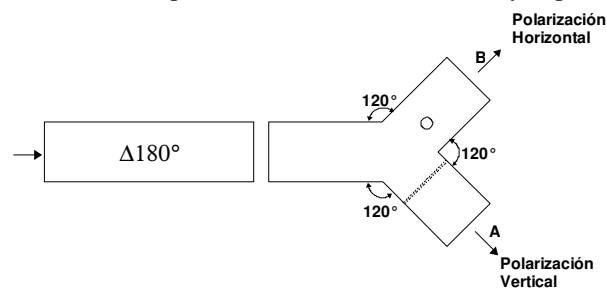
Otro problema, el cual frecuentemente aparece, es la unión de guía de onda giratoria. Un transmisor puede entregar potencia por medio de una guía de ondas a una antena la cual deberá rotar libremente. Es obvio, sin embargo, que la polarización recibida en el lado de la antena en la unión de guía de onda giratoria cambiará mientras la antena es girada, y esto se debe evitar. Una solución es emplear una sección de  $\Delta 90^\circ$  en ambos lados de la unión giratoria, como se muestra en la figura 6. La sección en el lado del transmisor es orientada para convertir la onda linealmente polarizada entregada por el transmisor a una onda circularmente polarizada. Esta onda circularmente polarizada es transmitida a través de la unión y es convertida de nuevo a una onda linealmente polarizada con el ángulo requerido por la sección superior. Debido a que el ángulo de polarización final es determinado solamente por la

orientación de la sección superior de desplazamiento de fase, y esta sección gira con la antena como una unidad, se sigue que, es relativa a la antena, y la polarización de salida es independiente de la orientación de la antena. Puede mencionarse de paso que esto también es un desplazador de fase, debido a que la fase de la onda entregada a la antena dependerá de la orientación de la antena. Por esta razón, la impedancia de entrada en el lado del transmisor de la unión variará mientras la antena es girada a menos que la antena tenga un buen acoplamiento con la línea de transmisión.



**Figura 6.** Unión giratoria usando polarización circular.

La sección de  $\Delta 180^\circ$  puede ventajosamente ser usada para realizar un divisor de potencia de guía de onda. Supóngase, por ejemplo, que se necesita de alguna manera dividir la potencia en proporciones variante entre dos cargas separadas. Ondas incidentes linealmente polarizadas pueden primero ser pasadas a través de una sección de  $\Delta 180^\circ$  y subsecuentemente en una unión en Y (guía de onda de  $120^\circ$ ). Tal unión (figura 7) con tres brazos simétricamente dispuestos con ángulos a 120 grados puede ser diseñada con elementos adicionales que ondas verticalmente polarizadas serán transmitidas en la rama A y solamente ondas horizontalmente polarizadas serán transmitidas por la rama B. Mientras la sección de  $\Delta 180^\circ$  es girada, las ondas dejando la sección pueden ser formadas para tener cualquier ángulo deseado con respecto al plano de la unión. Estas pueden ser resueltas en componentes verticalmente y horizontalmente polarizadas la cuales viajarán a sus respectivas ramas a las dos cargas. Toda la potencia puede ser enviada entre las cargas, ó puede ser dividida entre ellas en proporciones variantes. La potencia entregada a las cargas variará por  $\sin^2 2\theta$  ó por  $\cos^2 2\theta$  donde  $\theta$  es el ángulo entre alguno de los ejes de la sección de desplazamiento de fase diferencial y el plano de la unión.



**Figura 7.** Divisor de potencia.

### CONSTRUCCIÓN DE LAS SECCIONES DE DESPLAZAMIENTO DE FASE DIFERENCIAL

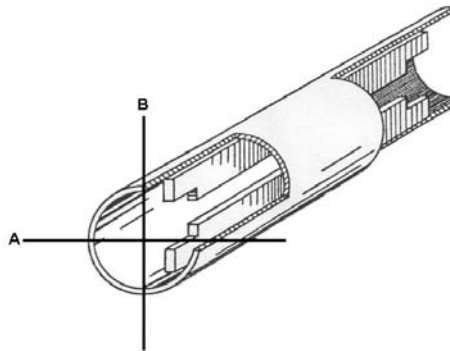
Las secciones de desplazamiento de fase diferencial pueden tomar cualquiera de las varias formas aquí mencionadas. En general, todas las formas pueden ser divididas en dos tipos; del tipo de parámetro distribuido y del tipo de elemento concentrado.

#### **Secciones de parámetros distribuidos.**

Se puede pensar que una forma de hacer una sección de desplazamiento de fase diferencial es simplemente usar una sección de guía de onda de forma rectangular ó elíptica. Debido a que la frecuencia de corte será diferente para ondas polarizadas paralelas al eje mayor y al eje menor, su velocidad de fase también será diferente. Sin embargo, este tipo de sección no se ajustará apropiadamente contra una sección de guía de onda circular.

Una forma sencilla de resolver este problema consiste en tomar la sección de guía de onda circular y deformarla mediante una prensa apretando la parte central de la sección. Mediante este método se puede hacer de forma elíptica la sección transversal en la parte central y así también circular en los extremos donde se unen otras secciones circulares. Cuando este procedimiento es hecho de forma adecuada, la transición entre los extremos circulares y el centro elíptico es lo suficientemente gradual que constituye un transformador el cual dará un buen acoplamiento de impedancia entre las diferentes secciones. El número de grados de desplazamiento de fase será determinado por la cantidad del aplanamiento producido y la longitud de la guía la cual ha sido aplanada. Se pueden obtener los resultados deseados mediante este procedimiento experimental bastante simple, sin embargo, tiene la importante desventaja que es difícil especificar la distorsión de tal forma que pueda ser fácilmente reproducida para su fabricación.

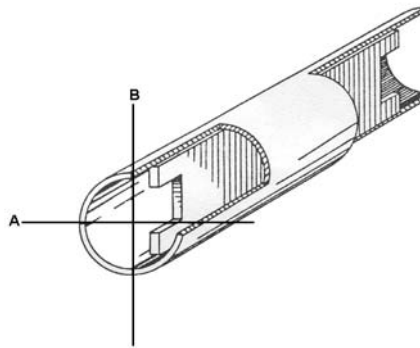
Otro método, el cual supera las dificultades anteriores, es equipar una sección de guía de onda circular sin deformar con dos placas delgadas de metal opuestas sujetas a las paredes de la guía de onda y extendiéndose a lo largo de la guía. Esto se muestra en la figura 8. Puesto que estas placas son bastante finas, tienen poco efecto sobre las ondas con campo eléctrico perpendicular a éstas. Pero para las ondas polarizadas paralelas a las placas, estas cargan la guía con capacitancia parásita, de este modo no solo se reduce la impedancia característica de la sección sino también disminuye la velocidad de fase de las ondas. En este sentido las placas producen un efecto parecido al de cargar una guía de onda con un material de constante dieléctrica alta. Obviamente, la diferencia de fase dependerá de nuevo de la longitud de la sección cargada y hasta la cantidad de carga, la cual está determinada principalmente por la longitud de las placas. Las muescas en los extremos de las placas sirven para propósitos de acoplamiento entre la impedancia de línea con carga y la impedancia de línea sin carga.



**Figura 8.** Sección de desplazamiento de fase tipo aleta.

Debido a que las placas son muy simples de especificar mecánicamente, en consecuencia a esto las secciones de guía de onda son fáciles de reproducir. Tal vez estas secciones no soporten muy altas potencias como otras secciones debido a las altas concentraciones de campo alrededor de los bordes de las placas. Sin embargo, este tipo de secciones en pruebas con longitudes de onda de 3.2 centímetros indica la capacidad para manejar alrededor de 100 kilowatts.

Otra forma de producir un desplazamiento de fase diferencial es insertando una placa de un material dieléctrico en una sección de guía de onda de forma que se extienda a lo largo del diámetro de la guía de onda, como se muestra en la figura 9. Las ondas polarizadas perpendicularmente a la placa serán retrasadas hasta cierto punto, pero las ondas polarizadas a la placa serán retrasadas aún más, y ésta es la diferencia entre estas dos velocidades la que nos dará el desplazamiento de fase que se necesite. En general, se prefiere el uso de materiales con una constante dieléctrica alta, lo que permitirá que la placa sea lo suficientemente delgada así esto afectará las ondas transversalmente polarizadas muy poco.



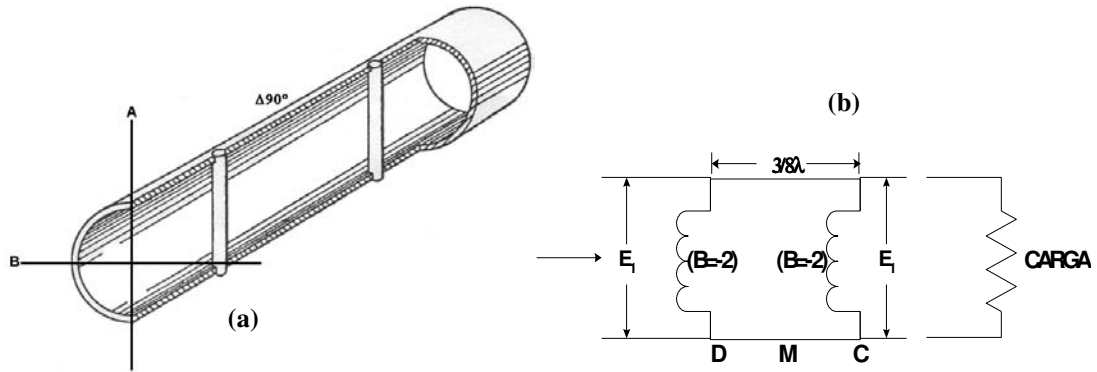
**Figura 9.** Sección de desplazamiento con una placa dieléctrica

Esto es importante, si son afectados en una pequeña, pero suficiente extensión, no hay problema en la coincidencia de impedancias fuera y dentro de la sección para esta particular polarización. Para ondas polarizadas paralelamente con el plato, habrá una apreciable transición de impedancia hacia dentro de la sección, y esto es prevenido haciendo un corte de un cuarto de onda en cualquiera de los extremos del plato, como es mostrado, para que los cortes constituyan transformadores de igual impedancia de un cuarto de onda.

#### **Secciones de elementos concentrados.**

La sección de desplazamiento de fase diferencial se usa típicamente para filtros polarizados que consisten de una sección uniforme de guía de onda circular a través de la cual son colocadas barras conductoras en intervalos apropiados. Para una sección de delta  $90^\circ$  esta toma la forma mostrada en la figura 10(a), el circuito equivalente se muestra en la figura 10 (b). Como se indica, para ondas las cuales su campo eléctrico es paralelo con las barras, las barras se comportan como inductancias a través de una línea de transmisión equivalente. La susceptancia de las barras es aproximadamente proporcional a su diámetro, y puede, por lo tanto ser ajustada a cualquier valor escogiendo el diámetro correcto. Para la sección de delta  $90^\circ$ , ambas barras deberán tener una susceptancia de dos veces la admitancia característica de la guía de onda y deberán estar separadas tres octavos de la longitud de la onda. Bajo estas condiciones, una onda entrante polarizada paralela a las barras saldrá con una fase de 90 grados adelante con respecto a la fase la cual hubiera tenido si las barras no hubieran estado presentes. Por otro lado, proporcionando barras con un diámetro pequeño comparado con el diámetro de la guía de onda, como es en la práctica, las ondas polarizadas perpendicularmente a las barras pasarán a través de la sección sin notar que las barras están ahí. En consecuencia, las ondas polarizadas paralelas con respecto a las barras recibirán un desplazamiento de fase diferencial de 90 grados en

avance con respecto a ondas con polarización perpendicular a las barras, y el eje A será paralelo con las barras.



**Figura 10.** Sección de desplazamiento de 90° hecha con barras. (a) Vista interna (b) Circuito equivalente.

Debido a que tal sección es un tipo de filtro paso banda, la transmisión de la potencia tomará lugar solamente a una frecuencia. Conforme la frecuencia de operación se aleje de la frecuencia central, la transmisión empezará a caerse gradualmente y la fase diferencial se trasladará desde 90 grados en una manera muy similar al comportamiento de un circuito paralelo resonante. Sin embargo, la Q efectiva de este circuito será muy baja, siendo, de hecho

$$Q = \frac{3}{4} \pi \left( \frac{\lambda_g}{\lambda_a} \right) \tag{B.1}$$

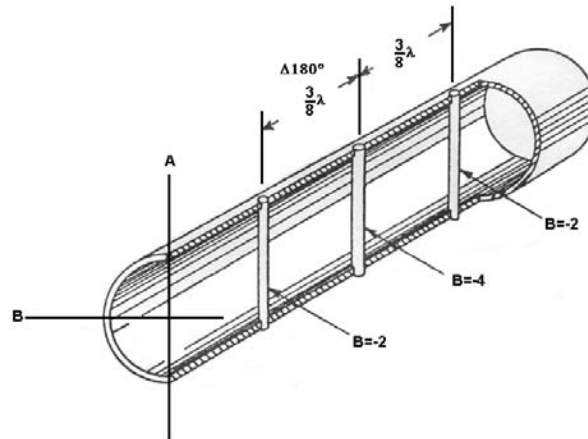
Donde  $\lambda_g$  es la longitud de onda de la guía, y  $\lambda_a$  es la longitud de onda viajera a la frecuencia central. Consecuentemente, esta sección tiene un ancho de banda en su desempeño. Si la longitud de la sección no es un requerimiento importante, el desempeño a la frecuencia puede ser aun ampliado extendiendo la sección y usando tres o más barras.

Cuando se necesita construir una sección de  $\Delta 180$  grados, es evidente que puede ser hecha con dos secciones de  $\Delta 90$  grados del tipo antes descrito y conectando ambas con todas las barras en paralelo. Ya que cada sección transmite individualmente toda la potencia de cada polarización, las dos en serie deberán hacer lo mismo; y la fase diferencial debe ser dos veces mayor que para una sección sencilla. Alguna simplificación y una mayor concentración pueden obtenerse juntando las dos secciones hasta que las barras adyacentes ocupen la misma posición. Estas deberán ser remplazadas por una barra sencilla que tendrá una doble susceptancia que las de las barras originales, y se tendrá entonces una sección con tres barras en donde las barras de los extremos tienen una susceptancia de  $-2$  y la barra central tienen una susceptancia de  $-4$ , todas separadas por un espacio de  $3/8\lambda_g$  (figura 11).

En la construcción de estas secciones de elementos concentrados no se restringe el uso de sólo elementos inductivos. No hay alguna razón teórica de porque elementos capacitivos no puedan ser usados en su lugar. De hecho, si se utilizan elementos capacitivos en la forma de barras conductoras gruesas lejos del centro, para dejar dos tapones colocados en paredes opuestas de la guía de onda, éstas pueden ser ajustadas en diámetro y longitud del orificio para dar una susceptancia capacitiva igual a dos veces la admitancia característica de la guía de onda, y deberán entonces teóricamente ser colocadas con una distancia  $1/8\lambda_g$  en la guía de onda, en contraste con  $3/8\lambda_g$  para los elementos inductivos.

Ondas polarizadas paralelas con los elementos capacitivos deberán ahora recibir un retraso diferencial de 90 grados con respecto a las ondas polarizadas perpendiculares a los elementos. Actualmente, sin embargo, la experiencia demuestra que, cuando tales elementos son colocados tan cerca como  $1/8\lambda_g$

hay tanto acoplamiento entre los elementos que éstos no se comportan como se espera, y consecuentemente es necesario dejar más espacio a los elementos capacitivos por lo menos  $5/8\lambda_g$  para obtener la operación deseada.



**Figura 11** Sección de desplazamiento de  $180^\circ$  hecha con barras.

Se pueden hacer algunas comparaciones acerca de estos desplazadores de fase, las secciones de elementos concentrados se pueden hacer físicamente más pequeñas que cualquiera del tipo de parámetros distribuidos, y son por lo tanto preferidos cuando el tamaño reducido es un requisito. Por otro lado, la característica de frecuencia es más angosta comparado con las secciones de parámetros distribuido. Esta desventaja no es necesariamente inherente. La banda de operación de las secciones de elementos concentrados puede ser ampliada tanto como se desee haciendo las secciones más largas y aumentando el número de elementos reactivos usados. Sin embargo si se usan secciones largas es probablemente más fácil de construir el tipo distribuido que el tipo de elementos concentrados.

### CONCLUSIONES

La construcción de varios tipos de guías de onda de desplazamiento de fase diferencial ha sido descrita y sus propiedades analizadas. Secciones de  $\Delta 90$  grados son capaces de convertir ondas dominantes linealmente polarizadas en ondas dominantes circularmente polarizadas, y viceversa. Secciones de  $\Delta 90$  grados son capaces de convertir ondas linealmente polarizadas en ondas linealmente polarizadas rotadas, y de convertir ondas circularmente polarizadas con sentido horario a ondas circularmente polarizadas con sentido antihorario. Tales secciones pueden ser combinadas para realizar un número de funciones útiles. Entre éstas, una de particular interés es la que produce un cambio continuo ajustable de fase por medio de rotación pura de una de estas secciones. Un cambiador de fase de este tipo tienen la propiedad única de transmitir substancialmente el 100 por ciento de la potencia incidente a altos niveles de potencia, y esto permite que sea usado en un gran número de aplicaciones donde cambiadores de alta impedancia no pueden ser usados.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Oleksandr E. Martynyuk, Ninel A. Martynyuk, Sergei N. Khotiaintsev, Valeri S. Vountesmeri “Millimeter-Wave Amplitud-Phase Modulator”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 45, No. 6 June 1997.
- [2] Sander, K.F. “Microwave Components and Systems”, Addison-Wesley Publishing Company, Electronic Systems Engineering Series, pp 151-156, 1987.
- [3] Pozar, David M, “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, inc. 2<sup>nd</sup> ed., pp 565-571, 639-646, 1998.
- [4] Gupta, K.C., “Microondas”, Limusa Noriega Editores, pp.215-218, 1993.
- [5] Helszajn, J., “Microwave engineering. Passive, active, and non-reciprocal circuits”, McGraw-Hill Book Company, pp. 208-225, 1992.
- [6] Rodrigue, G.P., “A Generation of Microwave Ferrite Devices”, Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 2 Feb 1988.
- [8] Golio, Mike., y otros. “The RF and Microwave Handbook”, CRC Press, 2001, pp 1-1, 2-181.
- [9] Wayne, Tomasi. “Sistemas de Comunicaciones Electrónicas”, 2<sup>a</sup> Edición.
- [10] Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias, Diario Oficial de la Federación 11 de enero de 1999